

Université des Sciences et Technologies de Lille

École Doctorale Sciences Pour l'Ingénieur

THÈSE

pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université des Sciences et Technologies de Lille

Spécialité : Microondes et Microtechnologies

Soutenue

le 08 octobre 2009

Par

Guillaume DESRUELLES

Ingénieur de l'École Polytechnique Universitaire de Lille

*Contribution à l'étude d'un système d'imagerie passive
en gamme millimétrique en utilisant la technique de
synthèse d'ouverture*

Membres du jury :

Président du jury	Didier Decoster	Professeur à l'Université de Lille1
Directeur de thèse	Paul-Alain Rolland	Professeur à l'Université de Lille 1
Rapporteurs	Christian Pichot	Directeur de Recherche au LEAT
	Raymond Quéré	Professeur à l'Université de Limoges
Examineurs	Patrice Le-Helleye	Ingénieur CELAR/DGA, Bruz
	Luc Lapierre	Ingénieur CNES, Toulouse
	Jean-Marc Goutoule	Ingénieur Astrium-EADS, Toulouse



REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués à l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, au sein du Département Hyperfréquences et Semiconducteurs (DHS), dans l'équipe Circuits Systèmes Applications des Microondes (CSAM). Je remercie Monsieur Alain Cappy, directeur de l'IEMN, de m'avoir accepté au sein de son laboratoire ainsi que Monsieur Paul-Alain Rolland, responsable du groupe CSAM et directeur de l'IRCICA.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur Paul-Alain Rolland pour avoir assuré la direction et l'encadrement de mes travaux de recherches dont je joins aussi Nathalie Rolland. Je les remercie tout deux pour leur disponibilité, leur richesse scientifique et leurs nombreux conseils qui m'ont permis de mener à bien ce travail.

Je tiens à remercier toutes les personnes du jury d'avoir accepté de juger ce travail. Ainsi j'exprime toute ma gratitude à Messieurs Raymond Quéré et Christian Pichot qui m'ont fait l'honneur de rapporter mes travaux de thèse.

Je remercie le personnel de caractérisation : Elisabeth Delos, Damien Ducatteau, Pascal Delemotte et bien entendu Sylvie Lepilliet, pour leur disponibilité

Je remercie également Didier Vandermoëre pour son travail de précision pour connecter des fils sur des plots trop petits. Un défi de plus d'accompli !!

Je remercie bien entendu tous les membres de l'équipe CSAM. En commençant par les permanents, je remercie Christophe L, Laurent, Christophe L (l'autre !), Seonho et Michou. Je remercie aussi les permanents du Labo Telecom tenu de main de fer par le prodigieux Redha Kassi (t'inquiètes on ne se laissera pas faire !!) accompagné des ses acolytes Christian et Bernard. Ça y est Redha je suis disponible pour te venir en aide !!! Je remercie tout les ex-doctorants que j'ai côtoyés pendant ces longues années que ce soit dans en salle de calcul, en salle de pause, devant un barbecue ou plus simplement à l'apéro...Je commence par Adel, Hassan (le Roi svp), Hamza et dernièrement Abdel. Je poursuis avec Marie qui m'a tenu compagnie pendant toutes les courtes pauses clopes mais aussi lors de mes premiers mois de rédaction et pour les petites soirées pizzas (bref c'est Marie)... Merci à Alex pour sa sagesse scientifique, les nombreuses soirées de « dur labeur » et ses corrections. J'en profite pour le féliciter pour sa toute récente nomination. Je ne saurais omettre de mentionner N. FromParis, le collectionneur de « results très prometteur », pour son aide en rédaction et sa connaissance du span-zéro. Enfin merci à Benoit que j'ai soutenu afin qu'il me donne le flambeau de

l'ancienneté. Je remercie tous les doctorants de l'IRCICA : Nizar, Romain, les chinois : Lin, Li et Chen pour leur culture intéressante, Matthieu et Abdel les derniers arrivants. Bon courage à tous !

Je ne peux oublier Nicolas Waldhoff, camarade de Polytech'Lille, qui a choisi de suivre mon exemple en effectuant à son tour une thèse.

Une pensée pour les personnes qui m'ont soutenu pendant ces quatre années, les amis lillois : Billou, Jé, Sousou, Julien, Ludo et leurs compagnes respectives (et j'en oublie..), ma famille : mes parents, mes frères, ma sœur, Ina et Ronan, et les autres, plus particulièrement Olivier et Patricia, Frédo, Pierre et Thérèse ainsi que MarcAurel pour les nombreux moments passés ensemble.





TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	vii
PARTIE I - Les dispositifs d'imagerie et la radiométrie	1
1. Différents systèmes de détection	3
1.1. Principe de détection	3
1.2. Systèmes radiofréquences.....	5
1.3. Systèmes optiques	12
1.4. Conclusion.....	13
2. Radiométrie	14
2.1. Théorie de la radiométrie : définition de la brillance spectrale et de la température équivalente de bruit	14
2.2. Détection radiométrique	22
2.3. Paramètres du récepteur radiométrique à addition de bruit.....	30
3. Choix de la gamme millimétrique en bande G.....	32
3.1. État de l'art des composants	32
3.2. Rayonnement électromagnétique	36
3.3. Intégrabilité.....	36
3.4. Détection d'objets faiblement dissimulés.....	37
3.5. Disponibilité des appareils de mesures.....	37
4. Conclusion.....	38
PARTIE II – L'interféromètre radiométrique : un système d'imagerie passive basé sur la technique de synthèse d'ouverture.	45
5. Imageur radiométrique à synthèse d'ouverture	49
5.1. Principe de la synthèse d'ouverture.....	49
5.2. Théorème de Van Cittert Zernike.....	50
5.3. Interféromètre	52
6. Traitement des données radiométriques.....	59
6.1. Effets des imperfections du système	59
6.2. Choix de la corrélation numérique	77
6.3. Résumé des erreurs sur la mesure et procédures de calibrage.....	80
7. Reconstruction d'image.....	83

7.1.	Différents algorithmes de reconstruction d'image.....	83
7.2.	Couverture fréquentielle : maillage hexagonal	85
7.3.	Stockage des données.....	91
7.4.	Problème inverse.....	92
8.	Conclusion	97
PARTIE III – Étude des récepteurs élémentaires de l’interféromètre autour de 140 GHz.		106
9.	Circuits réalisés en bande G [140-220 GHz]	108
9.1.	Circuits d’amplification	108
9.2.	Détecteur quadratique	113
9.3.	Oscillateur	114
9.4.	Circuits à l’état de l’art.....	116
10.	Récepteurs élémentaires.....	118
10.1.	Radiomètre à addition de bruit à détection direct	118
10.2.	Comportement d’une ligne de base.....	126
11.	Caractéristiques	145
11.1.	Hypothèses	145
11.2.	Première configuration : démonstrateur.....	146
11.3.	Deuxième configuration.....	147
11.4.	Troisième configuration.....	148
11.5.	Quatrième configuration	151
12.	Conclusion	153
Conclusion Générale et Perspectives		156

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Contexte de l'étude

Les avancées technologiques des composants hyperfréquences permettent d'envisager des applications à des fréquences de plus en plus élevées. Il devient possible de se rapprocher du domaine optique pour combiner les propriétés radiofréquences avec les performances des dispositifs optiques. En effet, de manière générale en imagerie, les applications à longue distance privilégient les dispositifs radiofréquences car les longueurs d'ondes employées (de l'ordre de quelques dizaines de centimètres) sont moins sensibles aux phénomènes d'atténuations atmosphériques (imagerie satellite ou radar). À l'inverse, pour de courtes distances, les longueurs d'ondes optiques (inférieures au millimètre) sont plus couramment utilisées dans les systèmes d'imagerie, telle l'imagerie infrarouge ou rayon X. La faible longueur d'onde permet, entre autres, d'obtenir une précision de détection importante ainsi qu'une haute résolution d'image.

Ainsi depuis quelques années, pour des applications de faible portée telle que la sécurité des personnes dans les lieux publics, les systèmes d'imagerie développés associent une détection hyperfréquence et une détection optique. Leurs utilisations nécessitent une excellente résolution d'image ainsi qu'une qualité de détection permettant de déceler les matériaux « camouflés » aussi bien que les métaux. Nous pouvons citer en exemple le système *TADAR* de la société *Smiths Detection*¹ utilisé dans les aéroports pour la détection d'explosifs et de métaux ou encore le système *T5000* fonctionnant aux fréquences térahertz de la société *Thruvision*² visant des applications identiques. Ces imageurs montrent la capacité technologique à concevoir des systèmes détectant quasiment toute la gamme des matériaux, du plus absorbant au plus réfléchissant. Cependant ils dépendent toujours d'une partie de détection optique, dispositif relativement encombrant.

¹ www.smithsdetection.com

² www.thruvision.com

L'équipe « Circuits Systèmes et Applications des Microondes » (CSAM) au sein de l'IEMN a travaillé, en autres, sur des dispositifs radars et radiométriques fonctionnant à des fréquences allant jusqu'à 94 GHz. Les compétences acquises permettent d'envisager la conception d'un dispositif d'imagerie passive ou active à des fréquences plus élevées.

Objectif de l'étude

L'objectif de ce travail est de concevoir d'un système imageur passif en bande millimétrique autour de 140 GHz pour des applications à faible portée (10 cm à 3 m). Plusieurs critères sont pris en compte : l'intégrabilité des récepteurs pour assurer un faible encombrement, une sensibilité radiométrique importante pour obtenir une précision de détection permettant de discerner le maximum de matériaux du fond de la scène observée et enfin restituer une image à haute résolution de cette scène.

Plan de l'étude

La première partie de ce manuscrit présente et justifie le choix d'une imagerie par détection passive dans la gamme millimétrique. Le premier chapitre détaille les différentes techniques de détection existantes associées à des dispositifs d'imagerie. Nous y présentons les systèmes actifs et passifs dans les bandes radiofréquences ainsi que dans les bandes optiques. Le deuxième chapitre développe le principe et les propriétés d'une détection radiométrique. Le troisième chapitre argumente le choix de la bande millimétrique par une présentation de l'état de l'art des composants ainsi que les propriétés pour les applications envisagées.

Dans la deuxième partie nous nous intéressons plus particulièrement au dispositif imagerie choisi : l'interféromètre radiométrique. Le premier chapitre présente le principe de la synthèse d'ouverture qui est utilisé par un tel dispositif pour restituer une image de la scène observée. Nous détaillons aussi les propriétés de la structure interférométrique. Le chapitre suivant détaille les effets des imperfections des récepteurs sur l'information donnée par l'interféromètre par rapport à la mesure réelle effectuée au niveau des antennes. Le dernier chapitre de cette partie porte sur la technique de reconstruction d'image permettant d'obtenir une image à haute résolution à partir du système interférométrique.

La dernière partie de ce manuscrit présente les performances du système. Nous commençons par présenter les performances des circuits réalisés (en technologie métamorphique HEMT 70 nm sur substrat d'AsGa) dans une bande de fréquences autour de 140 GHz. Les mesures effectuées nous ont permis ensuite de simuler le comportement des récepteurs dans une situation réelle afin d'observer les erreurs ajoutées par les composants. Nous terminons le manuscrit en détaillant les caractéristiques et les performances de l'interféromètre pour les différentes applications envisagées.



PARTIE I - Les dispositifs d'imagerie et la radiométrie

Les techniques de détection et d'imagerie sont multiples. L'emploi de chacune d'entre elles se justifie par leurs performances en fonction de l'application et de l'environnement.

Cette première partie du manuscrit décrit les différents dispositifs d'imagerie et la technique de détection associée. Leur disponibilité s'étale sur toute la gamme des longueurs d'onde, allant de quelques centaines de mètres jusqu'au picomètre. Cette gamme spectrale est généralement divisée en deux domaines, les radiofréquences et l'optique.

Le premier chapitre est consacré à une brève présentation des dispositifs existants et à leurs applications respectives.

Le suivant introduit la détection passive aussi appelée radiométrie dans le domaine des hyperfréquences. Nous présentons les propriétés radiométriques dans le domaine hyperfréquence, en les comparant au domaine optique (infrarouge plus particulièrement) pour les applications envisagées, ainsi que leurs caractéristiques et le système de détection associé.

Le dernier chapitre permet de justifier le choix de la gamme millimétrique, plus précisément la bande de fréquences autour de 140 GHz et présente un état de l'art des circuits existants.

TABLE DES MATIÈRES

1. Différents systèmes de détection	3
1.1. Principe de détection	3
1.2. Systèmes radiofréquences	5
1.2.1. Systèmes d'imagerie actifs.....	6
1.2.2. Systèmes d'imagerie passifs	8
1.3. Systèmes optiques	12
1.4. Conclusion	13
2. Radiométrie	14
2.1. Théorie de la radiométrie : définition de la brillance spectrale et de la température équivalente de bruit.....	14
2.1.1. Brillance spectrale d'un corps noir	14
2.1.2. Température de Brillance et émissivité.....	17
2.1.3. Absorption atmosphérique	19
2.2. Détection radiométrique.....	22
2.2.1. Équations radiométriques.....	22
2.2.2. Radiomètres	25
2.2.3. Température équivalente de bruit du système T_{SYS}	29
2.3. Paramètres du récepteur radiométrique à addition de bruit	30
3. Choix de la gamme millimétrique en bande G.....	32
3.1. État de l'art des composants.....	32
3.2. Rayonnement électromagnétique	36
3.3. Intégrabilité	36
3.4. Détection d'objets faiblement dissimulés	37
3.5. Disponibilité des appareils de mesures	37
4. Conclusion	38
BIBLIOGRAPHIE.....	39
TABLE DES ILLUSTRATIONS	43

1. Différents systèmes de détection

1.1. Principe de détection

Ce manuscrit décrit l'étude et la conception d'un système d'imagerie pour la détection d'objets faiblement dissimulés mais le terme le plus appropriée est celui de télédétection. En effet, le principe de la télédétection est l'utilisation d'un instrument qui permet la mesure ou l'acquisition d'informations sur un objet, une personne ou un phénomène sans contact. On souhaite pouvoir mesurer à distance (par exemple d'un avion, d'un bateau, d'un satellite ou, à plus petite échelle d'un portique ou par une caméra,...) les informations nécessaires sur l'environnement (cf. figure 1.1).

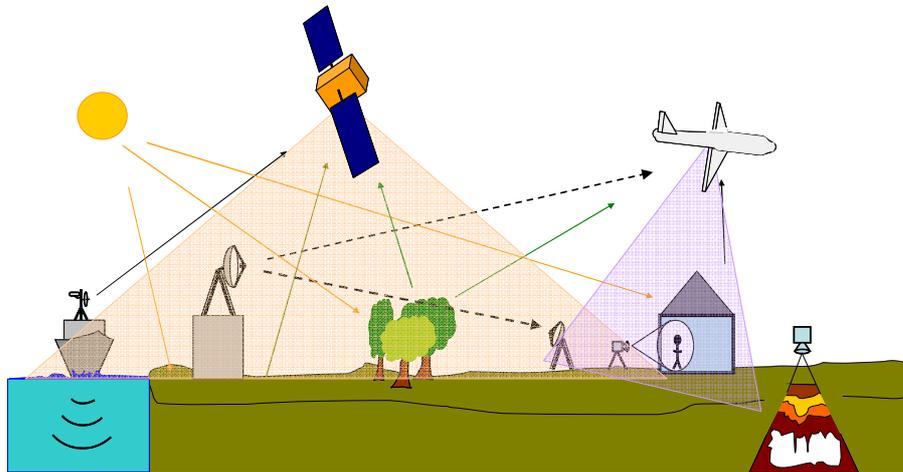


Fig 1. 1- La télédétection

Actuellement un large panel d'instruments de télédétection existe et ceux-ci sont utilisés pour diverses applications. En se limitant aux dispositifs permettant la reconstruction de l'image d'une scène ou d'une cible scannée, une étude préalable a été effectuée dans le but de présenter les principaux instruments imageurs en activité ou en cours de conception.

Nous pouvons distinguer ces imageurs selon deux grandes catégories (cf figure 1.2):

- La première est composée des systèmes fonctionnant dans la bande des radiofréquences, c'est-à-dire pour des longueurs d'ondes supérieures à 1 mm Elle va des très basses fréquences, inférieures à quelques centaines de KHz (sonars (*SOund Navigation And Ranging*)), jusqu'aux micro-ondes et hyperfréquences (gamme millimétrique et sub-millimétrique), de quelques centaines de KHz à 300 GHz (radars (*RAdio Detection And Ranging*), satellites).

- La deuxième concerne les ondes optiques : le domaine infrarouge et rayons X (caméra thermique, détecteur de présence, radiographie) et le domaine du visible (laser, caméra, appareil photo).

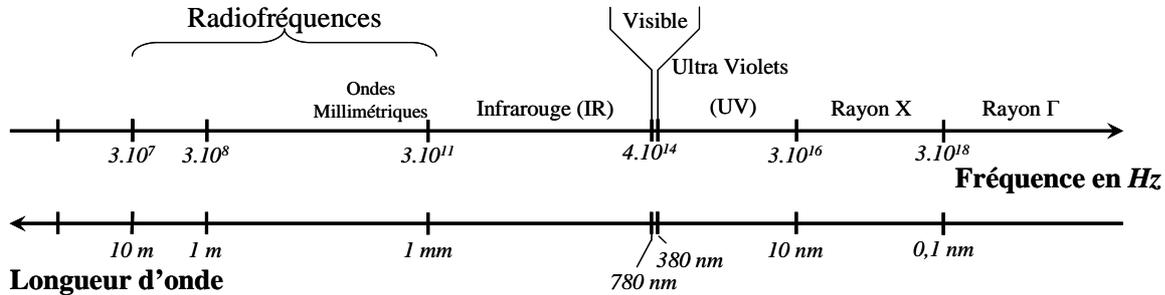


Fig 1. 2 - Les bandes de fréquences

En général, un système de télédétection est composé d'une ou plusieurs antennes, caractérisées par leur diagramme de rayonnement, particulièrement leur angle d'ouverture et leur gain à -3 dB du maximum du lobe principal. Les caractéristiques de l'antenne, dans une bande de fréquences donnée vont fixer, en partie, la portée maximale de la mesure et la résolution spatiale, c'est-à-dire la taille minimale d'un objet détectable. Le dispositif placé derrière l'antenne permet, quant à lui, de récupérer les informations souhaitées puis de les mettre en forme dans le but de restituer une image de la scène scannée.

Quelques notions et équations pour la télédétection

La résolution spatiale δ_x d'un instrument composé d'une antenne de diamètre effectif D , fonctionnant à une longueur d'onde λ est :

$$\delta_x = H \frac{\lambda}{D} \quad (\text{m}) \quad (1.1)$$

où H est la distance entre la cible et l'instrument.

La relation entre l'angle d'ouverture et le diamètre d'une antenne est la suivante :

$$\Omega_p = \frac{\lambda^2}{A_t} \quad (\text{rad}) \quad (1.2)$$

où $A_t = \eta \frac{\pi D^2}{4}$ est la surface effective de l'antenne et η son efficacité de rayonnement.

1.2. Systèmes radiofréquences

En radiofréquence, on distingue deux types de dispositifs d'imagerie pour la télédétection : les systèmes actifs et les systèmes passifs.

Un système actif est un système qui émet une onde électromagnétique et qui réceptionne l'écho après réflexion et propagation dans l'atmosphère ou dans un autre milieu. L'écho ou le retour de cette onde après propagation permet de déduire les informations souhaitées.

Parmi les premiers systèmes de télédétection actifs, on peut citer les sonars, dispositifs fonctionnant en général à des fréquences basses, entre 3 KHz et quelques centaines de KHz [1]. La propagation de l'onde ne se fait pas dans l'atmosphère mais principalement en milieu liquide. Les sonars sont très utilisés dans le milieu maritime.

En 1889, Heinrich Rudolf Hertz montre que les ondes électromagnétiques propagées dans l'air sont réfléchies par les surfaces métalliques. En 1904, l'allemand Christian Hülsmeier démontre la possibilité de détecter la présence de bateaux dans le brouillard, c'est donc aussi pour le domaine maritime que les premiers radars sont conçus. Ce n'est que pendant la Seconde Guerre Mondiale qu'ils apparaissent pour des applications terrestres, principalement pour des utilisations militaires [2].

Le radar est donc l'un des premiers systèmes actifs en radiofréquence pour la télédétection. Utilisé dans un premier temps comme simple détecteur, ne donnant que des informations de position (localisation) grâce notamment à la mesure du retard entre l'onde émise et l'écho reçu ou de vitesse (radar Doppler), il va aussi servir de base aux dispositifs actifs à reconstruction d'image. En effet, en imagerie on retrouve des systèmes tels que le radar à synthèse d'ouverture (SAR : Synthetic Aperture Radar), les "satellites radar", les réseaux de capteurs, les radars à pénétration dans le sol (GPR : Ground Penetrating Radar), etc. [3].

À l'inverse, les systèmes passifs n'émettent aucune onde. Ils mesurent directement les rayonnements électromagnétiques émis par les différents matériaux présents dans l'environnement. Le principe de base est celui de la radiométrie et le récepteur associé est appelé radiomètre.

L'utilisation de radiomètre n'est apparue que bien plus tard (1950) [4]. Par la suite, les récepteurs radiométriques ont évolué pour reconstruire une image de la scène observée.

C'est principalement en radioastronomie que l'on trouve une multitude de ces dispositifs tels les grands télescopes ou les satellites d'observation de la Terre. Des systèmes d'imagerie

radiométrique ont été conçus pour des distances bien plus petites, notamment pour la sécurité routière.

1.2.1. Systèmes d'imagerie actifs

1.2.1.a. Le Radar à Synthèse d'Ouverture

Un SAR est un système radar cohérent générant des images de télédétection à haute résolution. Pour créer une image, on utilise l'amplitude et la phase du signal reçu correspondant à plusieurs impulsions successives pour simuler une plus grande ouverture (ou dimension) d'antenne, d'où le terme « synthèse d'ouverture ».

Le concept du radar à antenne synthétique en tant que capteur cartographique fut introduit pour la première fois par Carl Wiley en 1951 . Dans ce cas, afin de cartographier la surface du sol, le faisceau radar est dirigé perpendiculaire à la trajectoire de la plate-forme sur laquelle le radar est installé (cf figure 1.3). La largeur du faisceau de l'antenne est suffisamment grande pour qu'une cible ou aire donnée soit illuminée par un certain nombre d'impulsions. Le nombre d'impulsions d'illumination est normalement de l'ordre d'un millier, et l'ensemble des positions de l'antenne pendant l'illumination d'une cible donnée constitue « l'ouverture synthétique » du système. Des modes de fonctionnement plus modernes et spécialisés du RSO comprennent le RSO à balayage, le RSO Spotlight, le radar polarimétrique et le RSO interférométrique.

Le RSO est donc une technique radar adaptée à la prise de vue aéroportée. Il demande des traitements de données importants et fournit des images du sol à très haute résolution, de jour comme de nuit, même en cas de ciel couvert. En outre, ces images peuvent être complémentaires à celles réalisées dans le visible en indiquant l'état de maturité de cultures, en détectant des mouvements ou des objets sous une couverture végétale [5].

En astronomie, de nombreux satellites sont équipés de SAR. Des organismes tels que la NASA (*National Aeronautics and Space Administration*) et l'ESA (*European Space Agency*), en partenariat avec de nombreux centres de recherches, développent ce type de satellites [6][7]. La portée de ces systèmes est généralement importante et les fréquences utilisées sont donc de l'ordre de quelques centaines de MHz à quelques GHz.

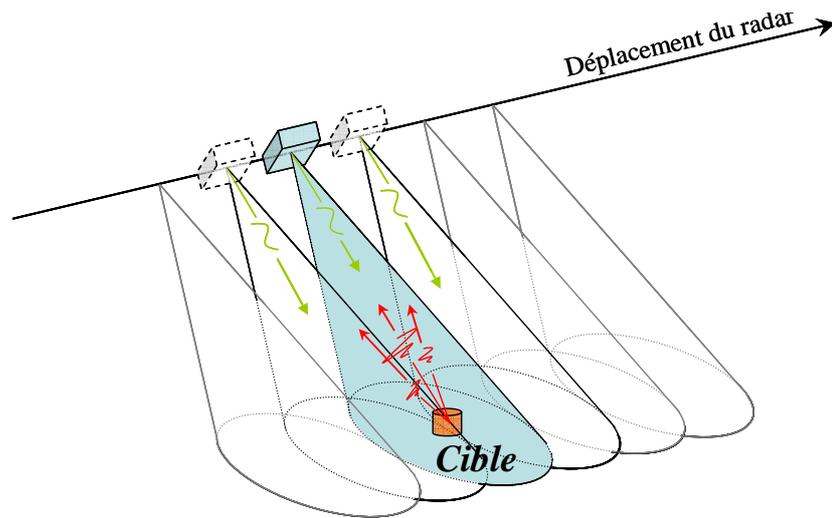


Fig 1. 3 - Principe du radar à synthèse d'ouverture aéroporté

1.2.1.b. Le Radar à Pénétration du Sol

Un GPR est un appareil géophysique utilisant le principe d'un radar que l'on pointe vers le sol pour en étudier la composition et la structure (cf. figure 1.4). En général, on utilise la bande des micro-ondes et des ondes radio (VHF/UHF) avec des fréquences maximales de l'ordre du GHz [8] pour les faibles pénétrations et de quelques centaines de MHz pour des pénétrations dans le sol de l'ordre de 5 à 10 m.

On peut ainsi sonder une variété de terrains, incluant les calottes glaciaires et les étendues d'eau. Cette technique est très intéressante pour la détection de mines antipersonnels. La mesure peut s'effectuer sans contact avec le sol et en réalisant une série de mesures on peut déduire une cartographie du terrain. Dans ce cas, les ondes ne se propagent pas dans l'atmosphère mais dans le sol, milieu hétérogène.

C'est une technique très intéressante pour la détection d'objet enfouis, mais elle reste relativement encombrante et complexe.

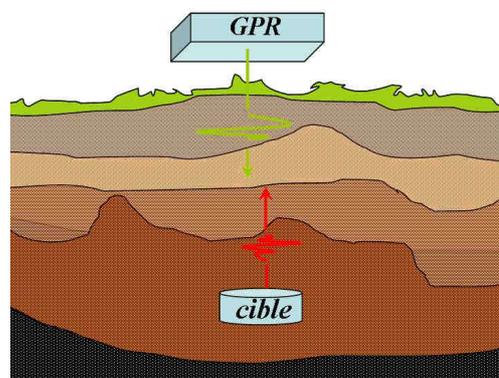


Fig 1. 4 - Principe du radar à pénétration du sol

1.2.1.c. Les réseaux de capteurs

Un réseau de capteurs est constitué d'un ensemble de détecteurs de type radar (dans le cas d'imagerie active). Cette technique consiste à combiner les signaux reçus sur chaque détecteur dans le but de reconstituer l'image de la scène observée (cf. figure 1.5). En fonction des applications, on utilise diverses techniques de reconstruction d'image ou de localisation [9].

Le système est relativement simple à concevoir, mais coûteux du fait de la multiplication des récepteurs. De plus la technique de reconstruction d'image est assez complexe.

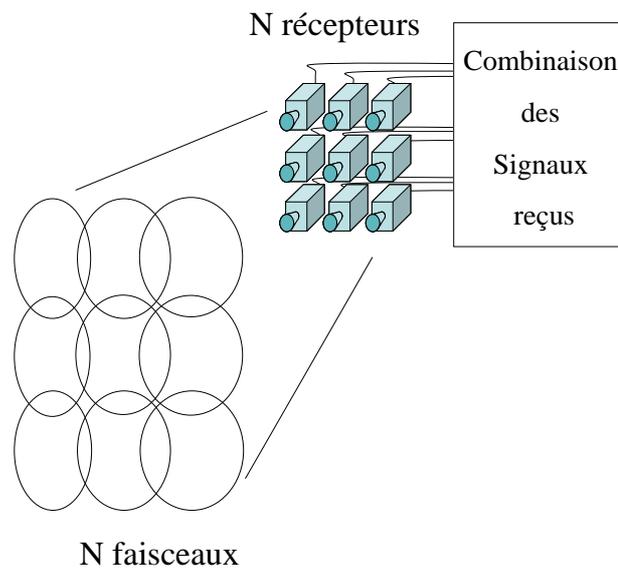


Fig 1. 5 - Principe d'un réseau de capteurs

1.2.2. Systèmes d'imagerie passifs

Comme il a été précisé précédemment, les systèmes d'imagerie passifs sont basés sur le principe du radiomètre. Comme une mesure unique réalisée avec un radiomètre ne permet pas de reconstruire une image, la méthode la plus simple pour obtenir un imageur radiométrique consiste à balayer une surface ou une scène par le lobe principal de l'antenne. Ce balayage peut s'effectuer de plusieurs façons : mécaniquement, électroniquement ou par interférométrie.

1.2.2.a. Le radiomètre à balayage mécanique

Ce balayage consiste à effectuer un mouvement de rotation de l'antenne du radiomètre selon un angle bien précis, et d'effectuer un déplacement longitudinal dans le but d'établir une cartographie (cf. figure 1.6).

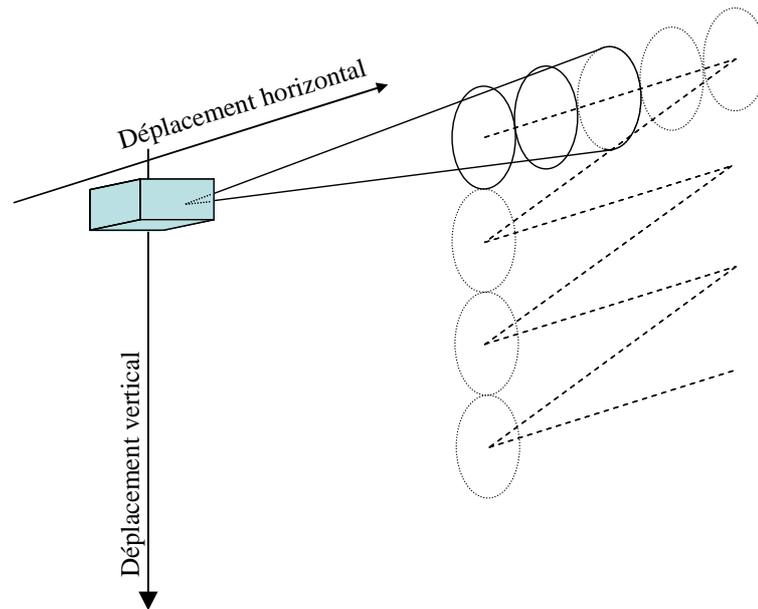


Fig 1. 6 - Principe du balayage mécanique

Le principal avantage de cette technique est l'utilisation d'un système imageur monocanal donc une facilité de conception. Cependant, le temps d'intégration est très important pour obtenir à une image.

Cette technique est surtout utilisée par certains satellites pour l'observation de la Terre [10].

1.2.2.b. Le radiomètre à balayage électronique

On parle aussi de réseaux à faisceaux déphasés. Cette méthode consiste à réaliser électroniquement un balayage du faisceau des antennes (par déphasage) dans différentes directions sans mouvement mécanique (cf. figure 1.7).

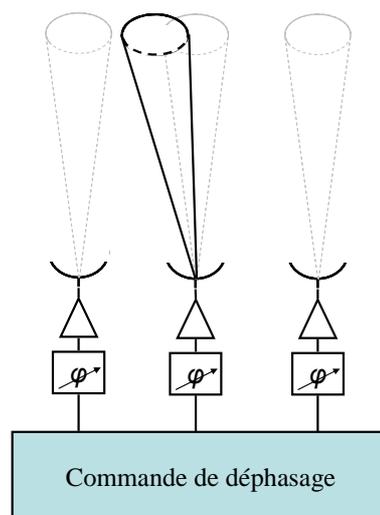


Fig 1. 7 - Principe du balayage électronique

La vitesse de balayage est donc plus rapide. Cependant la conception est complexe, l'encombrement important et donc le coût élevé.

1.2.2.c. L'interféromètre ou radiomètre à synthèse d'ouverture

Le principe est le même que pour le radar à synthèse d'ouverture : on synthétise une large ouverture d'antenne par un réseau fin de petites antennes puis on corrèle les signaux par paires. Les mesures sont effectuées en prenant en compte la distance entre antennes, leur nombre et la topologie du réseau. Elles correspondent à une cohérence spatiale de la scène observée. Celle-ci est reconstruite par Transformée de Fourier bidimensionnelle inverse.

En comparaison avec un réseau de type balayage électronique, l'encombrement est moindre pour la même taille d'image reconstruite et la résolution meilleure.

Cette technique est principalement utilisée en radioastronomie. Pour l'observation de la Terre on peut citer des projets tels que le satellite interférométrique MIRAS (Microwave Imaging Radiometer using Aperture Synthesis) développé par l'ESA pour mesurer la salinité des océans [11]. Ce système, fonctionnant à 1,4135 GHz avec des satellites en orbite à 755 km d'altitude, possède une sensibilité de 1 K et une résolution spatiale autour de 50 km. Ce système est aussi utilisé pour des mesures aéroportées [12].

Aux États-Unis, en partenariat avec la NASA, le projet GeoSTAR (Geostationary Synthetic Thinned Array Radiometer) est composé de 24 radiomètres millimétriques ayant une sensibilité de 0,16 K à 94 GHz. Ce système permet aussi de bons résultats en faible portée : il permet de détecter des objets composés de différents matériaux présents sur une scène scannée [ref geostar].

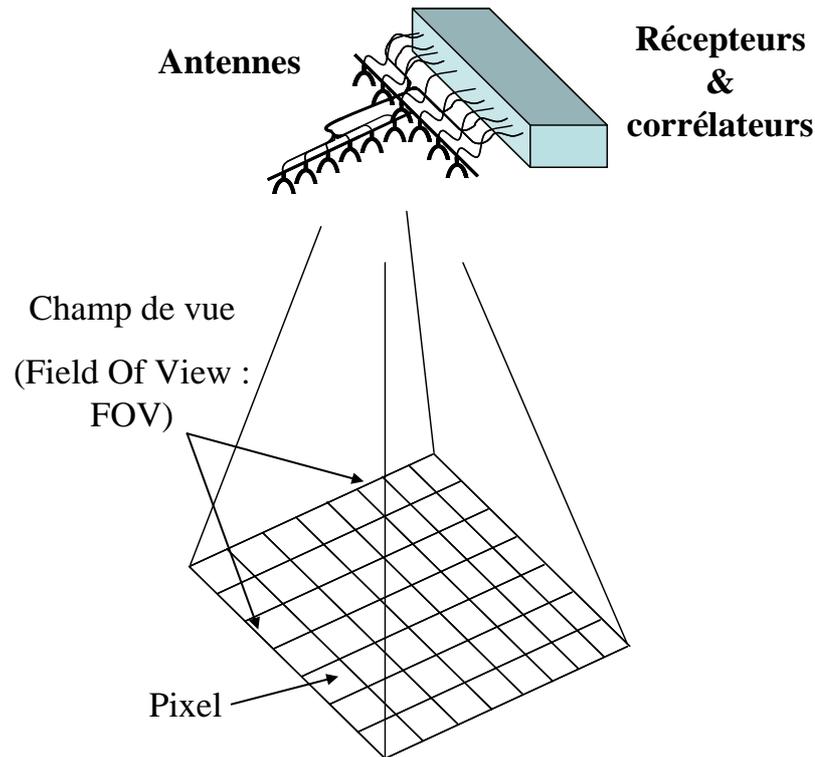


Fig 1. 8 - Principe de l'interféromètre aéroporté

Pour l'observation astronomique, cette technique est mise en œuvre sur des sites composés d'un certain nombre de télescopes, on peut citer des projets tels que le VLA (Very Large Array) composé de 27 télescopes (situé au Nouveau Mexique (USA)) et construit à la fin des années 90 [13]. En Europe un projet identique a été développé par l'ESO (European Southern Observatory) dans les années 2002-2003 : le VLTI (Very Large Telescope Interferometer) [14].

1.2.2.d. Le radiomètre à plan focal

Une autre technique d'imagerie couramment employée est l'imagerie à plan focal. Elle consiste en un système « optique » exploitant un réseau de détecteurs radiométriques indépendants, placé dans le plan focal d'une lentille optique (cf figure 1.9). De part les avancées technologiques de ces dernières années, notamment en termes d'intégration et de performances des antennes, cette technique a considérablement progressé.

Quelques entreprises américaines ont développées les principaux systèmes (Millivision, Thermotrex, TRW [15]) en gamme millimétrique avec des fréquences maximales dans la bande W (75-110 GHz) et des sensibilités de l'ordre de 1 à 2 K. Cette technique a été étudiée lors d'un projet commun IEMN / INRETS (Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité) portant sur un système d'imagerie passive temps réel pour la détection de véhicules terrestres à 94 GHz. [16].

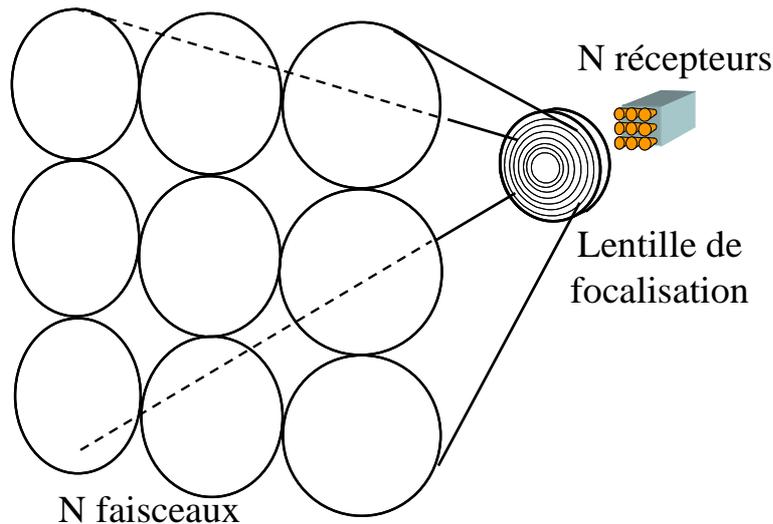


Fig 1. 9 - Principe du plan focal

Cependant un tel dispositif reste encombrant car la taille de l'image correspond au nombre de récepteurs utilisés ainsi la consommation est élevée et la taille de la lentille utilisée est généralement importante.

1.3. Systèmes optiques

Les ondes optiques sont réparties en plusieurs catégories (cf Fig 1.2). En fonction de la longueur d'onde, il est nécessaire d'utiliser différents capteurs ou détecteurs. Les ondes les plus « longues » appartiennent au domaine de l'infrarouge (IR) où les détecteurs les plus courants sont les caméras thermiques. Ensuite vient le domaine du visible ; on y retrouve les dispositifs laser. Enfin les longueurs d'ondes très courtes appartiennent aux domaines des rayons X et des rayons Gamma. Les rayons X sont généralement utilisés en radiographie et leur haute énergie assurent une transparence de certains objets. Les rayons Gamma sont, quant à eux, utilisés pour la détection au niveau atomique et moléculaire. On utilise cette technologie pour créer des interféromètres 3D capables de reconstruire des images précises de certaines parties internes du corps humain.

Les systèmes optiques fonctionnent à des longueurs d'onde très petites et ne sont quasiment pas perturbés par l'absorption atmosphérique mais sont très sensibles à la présence d'humidité. De plus leur résolution est meilleure que celle des systèmes micro-ondes. On retrouve les mêmes principes de mise en œuvre pour ces imageurs (balayage, réseaux de capteurs, interféromètres, dispositifs passifs ou actifs)[]. Ces longueurs d'ondes très courtes ont une bonne place dans la radioastronomie. Là aussi, on retrouve le principe de synthèse d'ouverture est appliqué [16] que ce soit par ondes infrarouges ou par ondes laser. À l'heure

actuelle, les dispositifs d'imagerie dans les applications, civiles ou militaires visant la sécurité des personnes sont principalement réalisés à partir de capteurs optiques.

Depuis peu, les deux technologies (hyperfréquence et optique) sont combinées dans des dispositifs de scanner pour les aéroports. C'est le cas des scanners développés par *Farran Technology* dans le Tadar [18], ou bien par *ThruVision* [19] et le dispositif mis en service dans un des aéroports d'Amsterdam []. L'intérêt est de profiter des avantages des deux technologies pour augmenter le contraste de résolution et ainsi être capable de détecter un grand nombre de matériaux et substances.

1.4. Conclusion

Cette présentation des différents systèmes de détection permet de mettre en avant la diversité des dispositifs utilisés dans les différents domaines d'applications tels que l'observation de la Terre, les applications militaires à courtes ou longues distances, la sécurité des personnes ou la détection d'objets dissimulés. Chaque dispositif permet par une méthode de reconstruction plus ou moins complexe d'obtenir une image de la scène observée dont la résolution et la qualité varie. Un dispositif actif va être plus performant mais plus encombrant et complexe du fait qu'il est nécessaire d'utiliser un émetteur et un récepteur. En détection optique, l'utilisation de lasers par exemple ou de miroirs est aussi un facteur d'encombrement.

Que ce soit en imagerie hyperfréquence ou optique, on remarque que la technique de synthèse d'ouverture est présente dans nombreuses applications et qu'elle est très utilisée dans les nouveaux dispositifs d'imagerie particulièrement pour sa haute résolution, son encombrement moindre et son coût plus faible à qualité et précision équivalentes.

Nous avons donc opté pour cette technique pour la réalisation de notre système d'imagerie. La suite de cette première partie va permettre de développer le choix d'utiliser la détection passive en gamme millimétrique.

2. Radiométrie

2.1. Théorie de la radiométrie : définition de la brillance spectrale et de la température équivalente de bruit

La radiométrie est une mesure passive, dans le domaine des hyperfréquences, de l'énergie électromagnétique présente dans l'atmosphère. Cette dernière est émise « naturellement » par les matériaux, comme une signature propre à chacun d'eux et fonction de leur température.

Pour expliquer cela, on définit un corps noir comme un matériau opaque qui absorbe tout le rayonnement incident, à toutes les fréquences, sans rien réfléchir. En 1900, Marx Planck (1858-1947) montre qu'un corps noir rayonne uniformément dans toutes les directions avec une brillance spectrale B_f par unité de surface qui ne dépend que de la température pour une fréquence donnée.

2.1.1. Brillance spectrale d'un corps noir

La loi de Planck définit la distribution de brillance spectrale du rayonnement thermique du corps noir en fonction de sa température thermodynamique [20].

$$\mathbf{B}_f = \frac{2hf^3}{c^2} \cdot \left(\frac{1}{e^{hf/kT} - 1} \right) \quad (1.3)$$

Où

- \mathbf{B}_f est la brillance spectrale du corps noir exprimée en $\text{Wm}^{-2} \cdot \text{sr}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$,
- h la constante de Planck ($6,63 \cdot 10^{-34}$ J.s),
- f la fréquence (Hz),
- k la constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J.K⁻¹),
- T la température absolue de surface du corps noir (K),
- c la célérité de la lumière ($3 \cdot 10^8$ m.s⁻¹).

Les seules variables sont donc la fréquence f et la température T .

La figure 1.10 montre l'évolution de la brillance spectrale d'un corps noir en fonction de la fréquence (ou de la longueur d'onde) pour différentes températures.

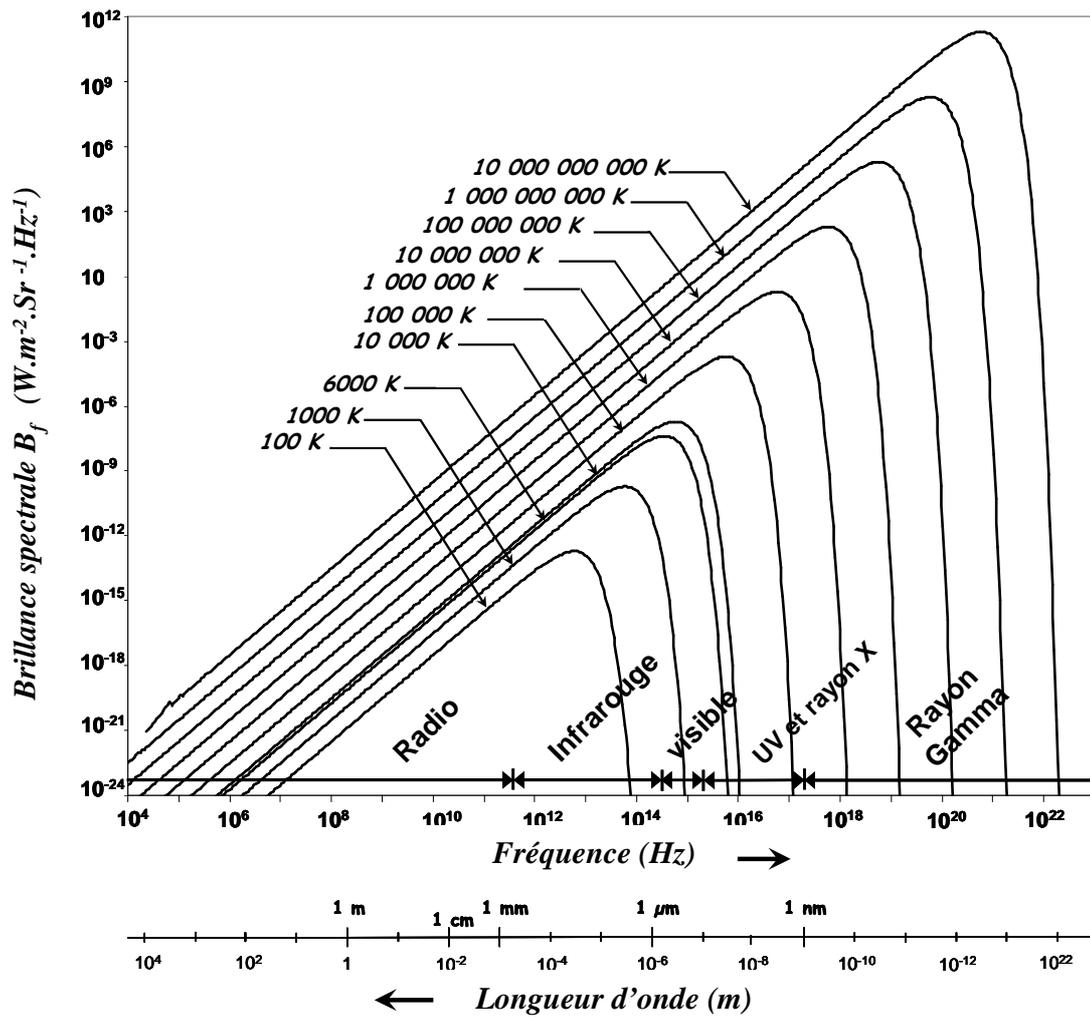


Fig 1. 10 - Brillance spectrale d'un corps noir selon la loi de Planck

Pour chaque température, on remarque que la brillance spectrale augmente proportionnellement avec la fréquence jusqu'à une certaine valeur à partir de laquelle elle chute radicalement. Il est donc intéressant de se placer dans la partie linéaire aux fréquences les plus hautes possibles afin d'augmenter la valeur de la brillance mesurée.

Dans le cas de nos applications les mesures se feront essentiellement autour de la température ambiante $T_0 = 290$ K.

Dans la bande millimétrique (30-300 GHz) et à température ambiante T_0 , cette brillance spectrale est comprise entre $8,26 \cdot 10^{-17}$ et $8,08 \cdot 10^{-15}$ $\text{W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{sr}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ (Fig 1.11). Pour augmenter cette valeur on pourrait choisir d'utiliser des fréquences de l'ordre de quelques dizaines de THz.

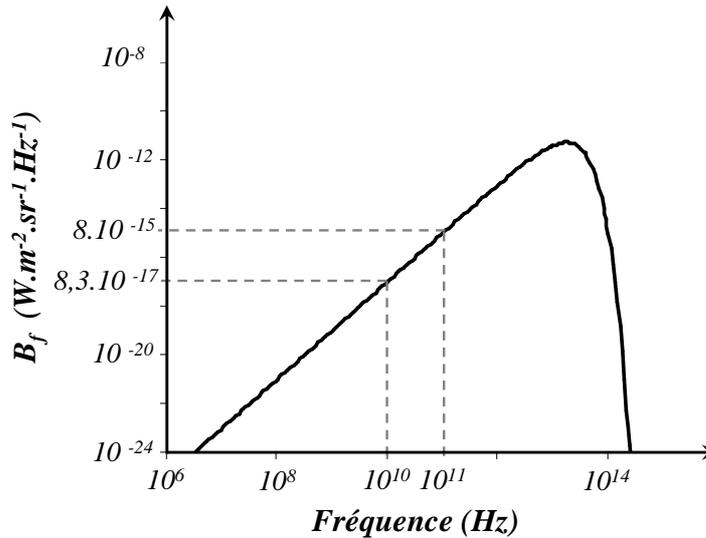


Fig 1. 11 - Brillance spectrale d'un corps noir à température ambiante $T_0 = 290$ K

À 140 GHz et 220 GHz et à température ambiante, la brillance spectrale est, respectivement, de $1,72 \cdot 10^{-15}$ et $4,23 \cdot 10^{-15}$ $\text{W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{sr}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$.

L'énergie rayonnée par une surface quelconque ne dépend pas uniquement de sa température. La température de brillance de cette surface est la température qu'aurait un corps noir rayonnant la même énergie.

Approximation de Rayleigh-Jeans

La loi de Planck peut être approximée par la loi de radiation de Wien aux hautes fréquences et par la loi de Rayleigh-Jeans [21] aux basses fréquences (inférieures au THz). En radiofréquence, c'est cette dernière qui nous intéresse, on peut donc écrire la brillance spectrale :

$$B_f = \frac{2f^2 kT}{c^2} = \frac{2kT}{\lambda^2} \tag{1.4}$$

La figure 1.12 compare la loi de Planck et la loi de Rayleigh-Jeans pour une température de 290 K.

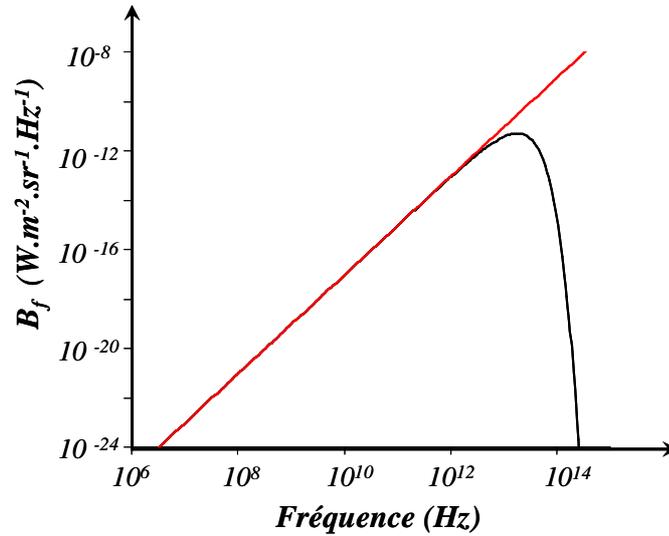


Fig 1.12 - Approximation de la loi de Planck par la loi de Rayleigh à température ambiante $T_0 = 290$ K

2.1.2. Température de Brillance et émissivité

La radiation électromagnétique d'un matériau quelconque est définie en accord avec les équations de Maxwell par un champ magnétique \vec{H} et un champ électrique \vec{E} . La densité de puissance rayonnée est définie par le vecteur de Poynting [22]:

$$\vec{S} = \frac{1}{2} \Re \{ \vec{E}(\rho, \theta, \varphi) \times \vec{H}^*(\rho, \theta, \varphi) \} \quad (1.5)$$

où θ et φ sont respectivement l'angle incident et l'angle azimut de l'onde reçue par l'antenne.

En radiométrie, la puissance mesurée P dépend directement de cette radiation \vec{S} ainsi que de la surface effective de l'antenne de réception A_r .

$$P = |\vec{S}| \cdot A_r \quad (1.6)$$

La brillance spectrale (mesurée) d'un matériau quelconque est définie en fonction de la radiation électromagnétique [23] :

$$B_f = \frac{|\vec{S}| R^2}{A_t} \frac{1}{\Delta f} \quad (1.7)$$

où R est la distance entre la source et l'antenne, A_t est la surface de la cible et Δf est la bande passante de la mesure. La relation (1.6) devient donc :

$$P = B_f \Delta f A_r \frac{A_t}{R^2} = B_f \Delta f A_r \Omega_t \quad (1.8)$$

où Ω_t est l'angle solide du rayonnement issu de la cible. Si on prend en compte le diagramme de rayonnement de l'antenne de réception $F_n(\theta, \varphi)$, la puissance reçue est définie par la relation suivant :

$$P = A_r \int_f^{f+\Delta f} \int_{4\pi} B_f(\theta, \varphi) F_n(\theta, \varphi) d\Omega df \quad (1.9)$$

L'équation (1.3) donne la brillance spectrale pour un corps noir ; la brillance spectrale pour un matériau quelconque est définie par rapport à la température radiométrique équivalente d'un corps noir, aussi appelée température de brillance T_B ou encore température équivalente de bruit :

$$B_f(\theta, \phi) = \frac{2k}{\lambda^2} T_B(\theta, \phi) \quad (1.10)$$

L'émissivité d'un matériau est définie par le rapport entre sa brillance et la brillance spectrale d'un corps noir B_{bb} à la même température, d'où :

$$\varepsilon(\theta, \phi) = \frac{B_f(\theta, \phi)}{B_{bb}} = \frac{T_B(\theta, \phi)}{T} = 1 - \rho(\theta, \phi) \quad (1.11)$$

où $\varepsilon(\theta, \phi)$ est l'émissivité ($0 \leq \varepsilon \leq 1$) et $\rho(\theta, \phi)$ la réflectivité du matériau ($0 \leq |\rho| \leq 1$).

On obtient donc la relation liant la température physique à la température équivalente de bruit :

$$T_B(\theta, \phi) = \varepsilon(\theta, \phi)T \quad (1.12)$$

La température équivalente de bruit d'un matériau est donc toujours égale ou inférieure à sa température physique.

2.1.3. Absorption atmosphérique

Après la définition de la brillance spectrale et de la température équivalente de bruit, l'environnement de propagation des ondes doit être pris en compte.

En effet, dans le domaine des radiofréquences, plus la longueur d'onde diminue plus la propagation est atténuée; ce phénomène s'amointrit quand on se rapproche du domaine du visible. De plus, plus la longueur d'onde sera petite plus la portée sera faible. Cette atténuation est essentiellement due à l'absorption atmosphérique par les gaz présents dans l'atmosphère terrestre dont la teneur en vapeur d'eau (Fig 1.13).

L'amplitude des ondes dans l'atmosphère décroît au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la source émettrice. Mais les gaz présents dans le milieu de propagation agissent plus ou moins en fonction de la fréquence de l'onde émise. Ainsi, à 60 et 120 GHz on observe un pic d'absorption de l'oxygène et à 180 GHz un pic d'absorption de la vapeur d'eau important mais ce n'est pas le cas aux fréquences 140 et 220 GHz, où l'atténuation est respectivement proche de 2 dB.km^{-1} et 7 dB.km^{-1} .

On note que la présence de brouillard ou d'un taux d'humidité important ne perturbe que peu les ondes radiofréquences comparativement au domaine des infrarouges et du visible.

En radiométrie il n'est pas possible d'agir sur la puissance de l'onde émise car il s'agit de la brillance spectrale rayonnée. Mais la figure 1.13 montre que la radiation spectrale d'un corps noir est très sensible au taux d'humidité présent dans l'environnement. En dessous de 1 mm de longueur d'onde, la brillance spectrale est presque totalement absorbée et inexistante au-delà de $300 \mu\text{m}$.

Il est donc judicieux de travailler à des fréquences les plus proches possibles de 300 GHz.

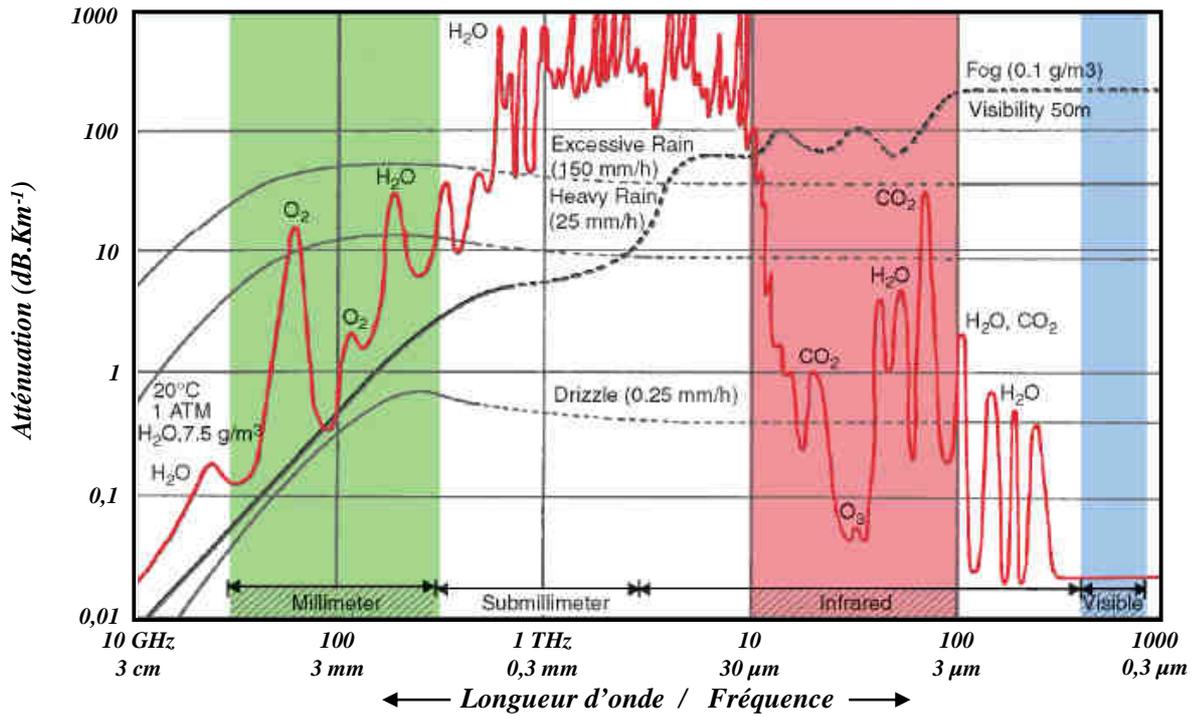


Fig 1. 13 - Absorption atmosphérique des ondes par les gaz, la pluie et le brouillard [24]

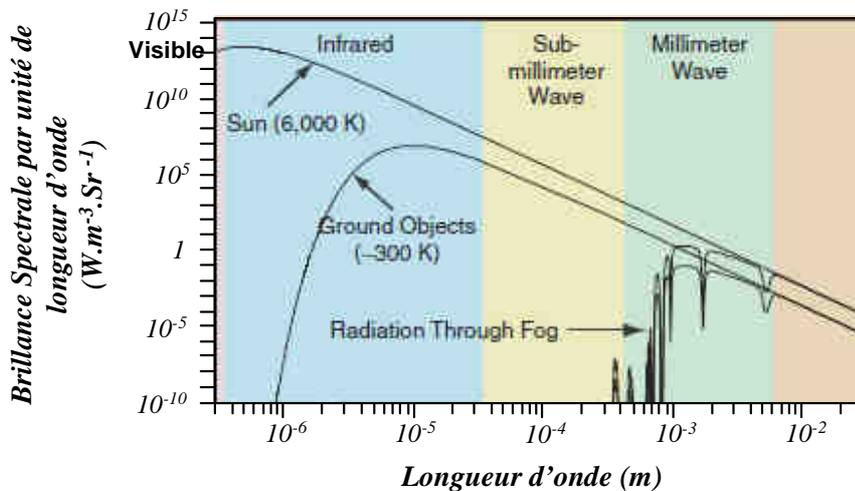


Fig 1. 14 – Effets du brouillard sur l’intensité de rayonnement de Brillance Spectrale du soleil et d’un objet au sol (température ambiante) [24]

Les précédentes observations montrent une différence notable entre le domaine radiofréquence et celui de l’optique. En radiofréquence, la propagation des ondes est principalement perturbée par les gaz atmosphériques au contraire des ondes optiques qui sont elles essentiellement absorbées par la présence de vapeur d’eau dans l’environnement de détection.

En connaissant l'émissivité d'un matériau il est relativement simple d'estimer sa température équivalente de bruit (cf. équation (1.12)).

Les tableaux suivant donnent l'émissivité de quelques matériaux courants ainsi que leur température équivalente de bruit à température ambiante ($T_0 = 290 \text{ K}$) [24] aux fréquences 94 et 140 GHz. On illustre ainsi la propriété de détection à très hautes fréquences.

	94 GHz	140 GHz
Métal nu	0,04	0,06
Métal peint	0,10	0,12
Métal peint sous toile	0,24	0,30
Métal peint sous camouflage	0,39	0,46
Gravillon sec	0,92	0,96
Asphalte sec	0,91	0,94
Béton sec	0,91	0,95
Poussière compactée	1	1

Tableau 1.1 – Emissivité effective de quelques matériaux

On peut ainsi en déduire les contrastes de température équivalente de bruit entre les matériaux. Dans une application où des couches de matériaux se superposent, il est important de pouvoir détecter une différence de température équivalente de bruit la plus petite possible.

On caractérise donc les récepteurs radiométriques par leur **sensibilité radiométrique** généralement notée ΔT . La notion de sensibilité radiométrique est développée dans la suite du chapitre.

2.2. Détection radiométrique

2.2.1. Équations radiométriques

Après avoir détaillé les notions relatives à la radiométrie, voici concrètement ce que l'on obtient en entrée d'un récepteur radiométrique c'est-à-dire le signal à l'entrée d'une antenne.

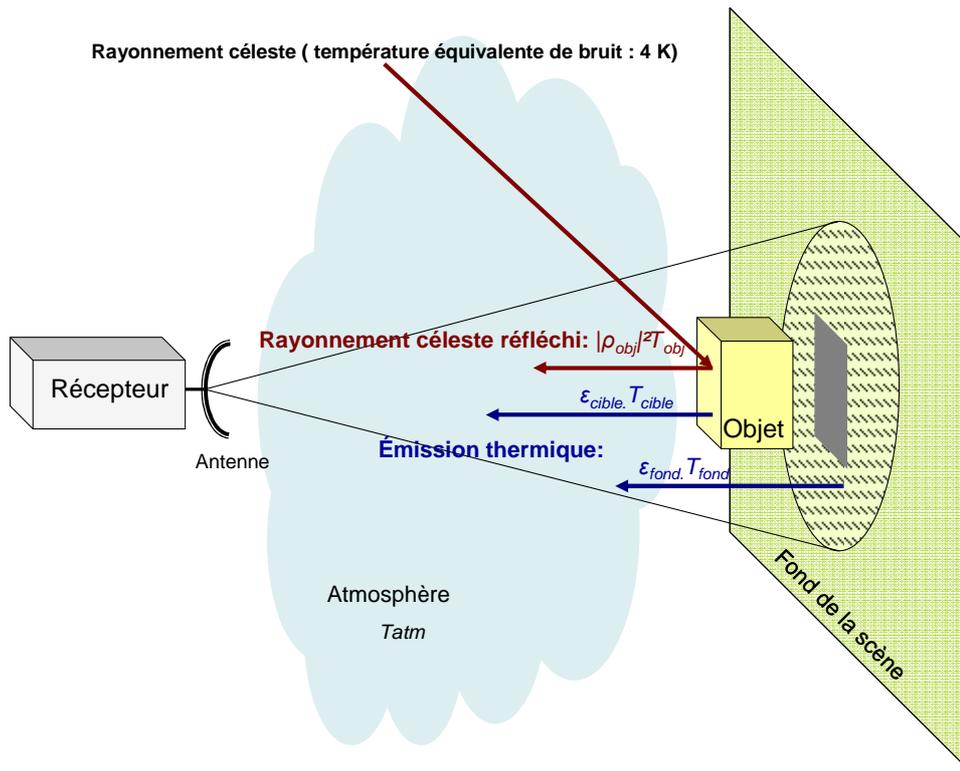


Fig 1. 15 - Illustration du principe de la détection radiométrique

La figure 1.15 illustre une situation où la mesure se fait horizontalement mais il en est de même si la cible est au sol.

Les caractéristiques qui sont prises en compte sont l'émissivité ϵ et la réflectivité ρ de la cible et du fond de la scène, leur température physique T et les pertes de transmission L .

Comme $\epsilon + \rho = 1$ avec $\epsilon \leq 1$ et $\rho \leq 1$, un matériau avec une forte émissivité réfléchit très peu (absorbant) et inversement un matériau avec une réflectivité importante émet peu (métal parfait).

Par addition des températures émises par la scène [25], on mesure à l'entrée de l'antenne la température équivalente de bruit :

$$T_A = \frac{(\varepsilon_{\text{fond}} T_{\text{fond}} + \varepsilon_{\text{cible}} T_{\text{cible}} + |\rho|^2 T_{\text{amb}})}{L_{\text{atm}}} + \left(1 - \frac{1}{L_{\text{atm}}}\right) T_{\text{atm}} \quad (1.13)$$

La courbe d'absorption atmosphérique (cf Fig 1.13) donne des pertes atmosphériques inférieures à 10 dB.km^{-1} dans la bande millimétrique et dans le cas où la portée du système est de quelques mètres, on peut considérer que ces pertes sont négligeables.

La relation précédente devient donc:

$$T_A = \varepsilon_{\text{fond}} T_{\text{fond}} + \varepsilon_{\text{cible}} T_{\text{cible}} + |\rho|^2 T_{\text{amb}} \quad (1.14)$$

Toute antenne présente des pertes ohmiques dont il faut tenir compte. Une partie de la puissance totale incidente P_i dans l'ouverture de l'antenne est absorbée par l'antenne, celle-ci délivre donc une puissance utile P_o . L'efficacité de rayonnement est définie comme le rapport entre ces deux puissances :

$$\eta_A = \frac{P_o}{P_i} \quad (1.15)$$

La température radiométrique réelle est donc :

$$T'_A = \eta_A T_A + (1 - \eta_A) T_o \quad (1.16)$$

Où T_o est la température physique de l'antenne.

On a donc :

$$T'_A = \eta_A \left(\varepsilon_{\text{fond}} T_{\text{fond}} + \varepsilon_{\text{cible}} T_{\text{cible}} + |\rho|^2 T_{\text{amb}} \right) + (1 - \eta_A) T_o \quad (1.17)$$

La relation (1.17) exprime la température équivalente de bruit réelle mesurée par l'antenne.

Il convient aussi de prendre en compte la portée maximale du rayonnement électromagnétique, c'est-à-dire la distance maximale pour laquelle il est possible de détecter la température équivalente de bruit de la cible.

On définit le rapport signal à bruit de la mesure radiométrique par :

$$\frac{S}{N} = \frac{\Delta T}{\Delta T_{\min}} \quad (1.18)$$

Où ΔT est le contraste de température radiométrique entre la cible et le fond de la scène (équation (1.19)) au niveau de l'antenne et ΔT_{\min} est la sensibilité du radiomètre.

On a :

$$\Delta T = \frac{A \cdot \cos \theta}{\lambda^2 \cdot R^2} \frac{A_t}{L_{atm}} T_d \quad (1.19)$$

Où

- A est l'ouverture de l'antenne donnée par la relation $A = \frac{\eta_A \pi D^2}{4}$, avec D le diamètre d'ouverture de l'antenne et η_A son efficacité,
- T_d est la différence de température entre la cible et le fond de la scène,
- R est la distance entre la cible et l'antenne,
- L_{atm} correspond aux pertes d'absorption,
- A_t est la surface de la cible.

La relation (1.18) devient donc:

$$\frac{S}{N} = \frac{A \cdot \cos \theta}{\lambda^2 \cdot R^2} \frac{A_t}{L_{atm}} T_d \Delta T_{\min}^{-1} \quad (1.20)$$

La portée maximale est donnée pour un angle d'incidence nul. De l'équation (1.20), on déduit :

$$R^2 = \frac{A}{\lambda^2} \frac{A_t}{L_{atm}} T_d \Delta T_{\min}^{-1} \left(\frac{S}{N} \right)^{-1} \quad (1.21)$$

Cette dernière relation met en évidence les paramètres de l'antenne, de la cible, et du radiomètre :

$$R^2 = \underbrace{\left(\frac{\eta_A \pi D^2}{4\lambda^2} \right)}_{\text{Antenne}} \underbrace{\left(\frac{A_t}{L_{atm}} T_d \right)}_{\text{Cible+atm}} \underbrace{\left(\Delta T_{\min} \right)^{-1}}_{\text{Radiomètre}} \left(\frac{S}{N} \right)^{-1} \quad (1.22)$$

2.2.2. Radiomètres

Différents types de radiomètres existent. L'application et plus particulièrement la résolution souhaitée conditionnent le choix du type de radiomètre.

En effet, idéalement, on souhaiterait que le récepteur perturbe le moins possible l'information radiométrique mesurée. Il faut donc opter pour un système ayant un facteur de bruit le plus faible possible.

Il existe deux radiomètres de base, dits « radiomètres à puissance totale », différenciés par le type de détection [26] :

- détection hétérodyne,
- détection directe.

Le premier type de détection permet de transposer le signal RF à une fréquence intermédiaire IF afin de simplifier la détection.

Le deuxième type quand à lui amplifie puis détecte directement le signal.

Le détecteur quadratique permet de transformer la puissance RF en une tension basse fréquence, l'intégrateur accumule l'information radiométrique pour l'envoyer au système de traitement de signal.

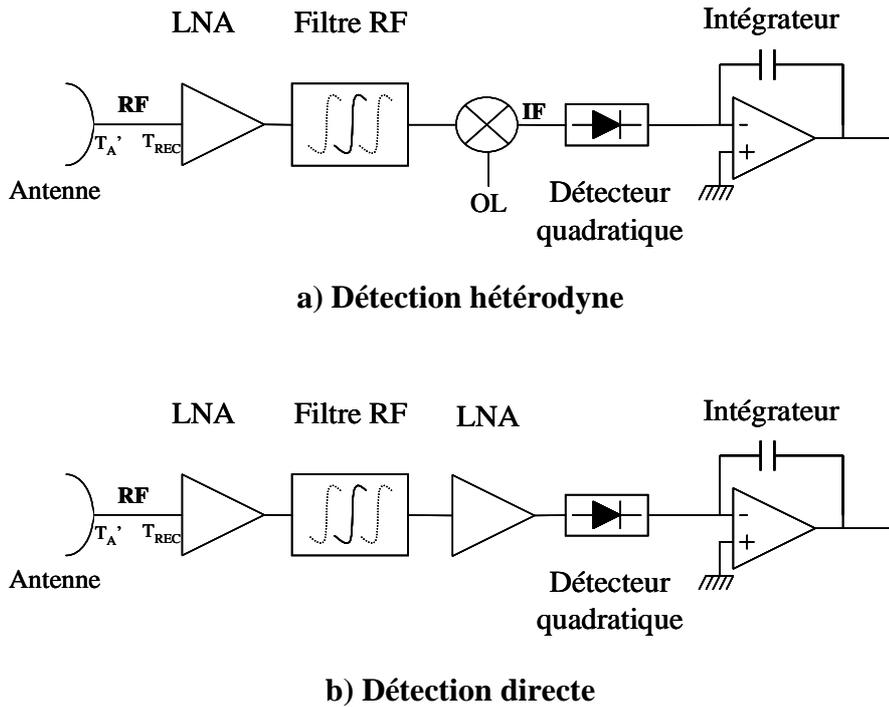


Fig 1. 16 - Schémas synoptiques du radiomètre à puissance totale : a) à détection hétérodyne, b) à détection directe.

En première approche, pour travailler à 140 GHz la détection directe semble la plus intéressante car le mélangeur présent en détection hétérodyne apporte des pertes, et du bruit, supplémentaires. La conception est aussi moins complexe notamment en l'absence d'un oscillateur local dont les performances en termes de stabilité et de bruit de phase ne sont pas garanties à cette fréquence.

Comme il a été précisé précédemment la caractéristique principale d'un radiomètre est sa sensibilité radiométrique. Pour un radiomètre à puissance totale la sensibilité thermique idéale est :

$$\Delta T_{\min} = \frac{T_{\text{sys}}}{\sqrt{B\tau}} \tag{1.23}$$

T_{sys} est la température de bruit équivalente du système, qui prend en compte la température du récepteur T'_{REC} et la température radiométrique réelle T'_A avec $T_{\text{sys}} = T'_A + T'_{\text{REC}}$.

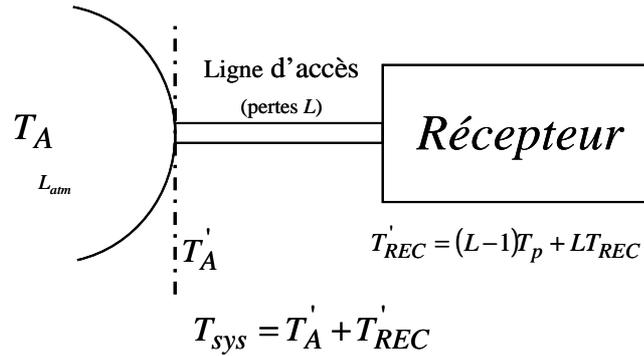


Fig 1. 17 - Pertes de la ligne d'accès

La sensibilité thermique ne dépend donc que de la température de bruit équivalente du système T_{sys} , de sa bande passante B ainsi que du temps d'intégration τ .

Cependant dans le cas réel, les variations de la température ambiante et les faibles fluctuations de la tension de polarisation affectent la mesure par des instabilités du gain RF du récepteur.

On définit la valeur quadratique moyenne de cette incertitude sur la mesure par :

$$\Delta T_G = T_{sys} \left(\frac{\Delta G}{G} \right) \quad (1.24)$$

où G est le gain en puissance moyen de l'étage RF et ΔG les variations efficaces du gain RF en puissance.

On obtient ainsi la sensibilité thermique réelle du radiomètre :

$$\Delta T_{\min} = \sqrt{(\Delta T_{sys})^2 + (\Delta T_G)^2} \quad (1.25)$$

Soit

$$\Delta T_{\min} = T_{sys} \sqrt{\frac{1}{B\tau} + \left(\frac{\Delta G}{G} \right)^2} \quad (1.26)$$

Le terme $\frac{\Delta G}{G}$ est dominant sur le terme $\frac{1}{B\tau}$ et de ce fait toute variation de gain sera interprétée comme une variation de température de la scène observée.

Afin de corriger cette erreur, un calibrage périodique du radiomètre est nécessaire.

Le premier radiomètre calibré est le **radiomètre de Dicke** [20].

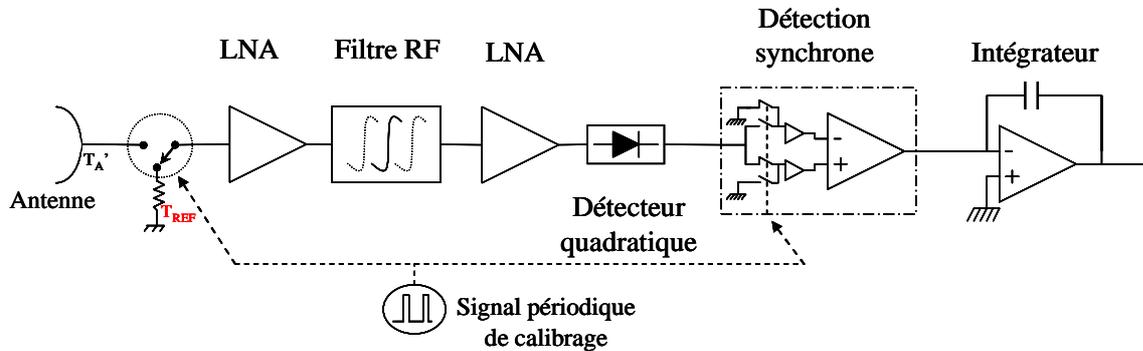


Fig 1. 18 - Radiomètre de Dicke

Ce radiomètre permet de compenser les variations de gain RF par un calibrage périodique à l'entrée du récepteur grâce à une charge de référence assimilable à une source de bruit et la sensibilité thermique correspondante est :

$$\Delta T_{\min} = 2 \frac{T_{\text{sys}}}{\sqrt{B\tau}} \quad (1.27)$$

Pour notre étude et aux fréquences millimétriques de fonctionnement choisies, le commutateur présent derrière l'antenne apporte un facteur de bruit égal aux pertes. Le résultat est que la compensation souhaitée est annulée par l'ajout d'un facteur de bruit dans la chaîne de réception qui conduit à l'augmentation de la température équivalente de bruit du système.

Une autre solution intéressante est le **radiomètre à addition de bruit** [20]. Le principe est identique à celui du radiomètre de Dicke, le commutateur étant remplacé par un coupleur.

Le système ne comporte plus de commutateur mais un coupleur directif pour injecter le bruit de la source de calibration. Cette solution semble donc plus adaptée dans la bande millimétrique à condition de choisir un coupleur présentant peu de pertes.

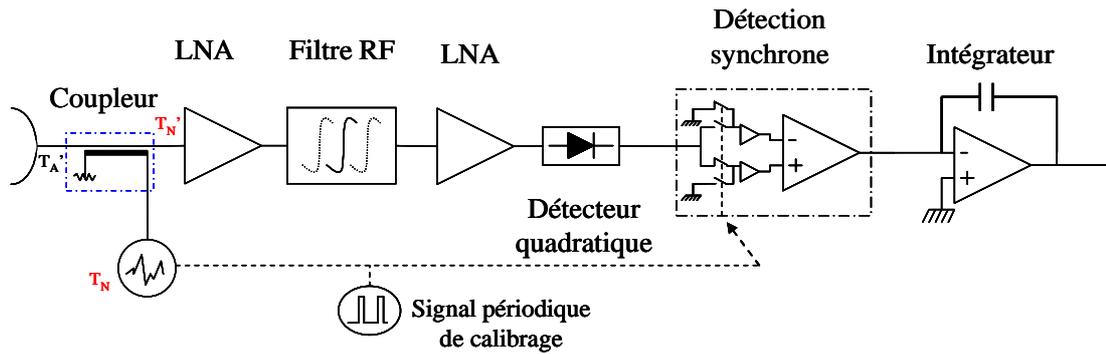


Fig 1. 19 - Radiomètre à addition de bruit

La sensibilité de ce radiomètre est :

$$\Delta T_{\min} = 2 \frac{T_{\text{sys}}}{\sqrt{B\tau}} \left(1 + \frac{T_{\text{sys}}}{T_N'} \right) \quad (1.28)$$

La sensibilité thermique du récepteur ne dépend plus des variations de gain RF du récepteur. Un choix judicieux de la température de bruit équivalente de la source de calibration permet d'améliorer cette sensibilité pour se rapprocher d'une sensibilité proche de deux fois la sensibilité idéale. En connaissant la température équivalente de bruit réelle du système on va utiliser une source de bruit 10 à 100 fois supérieure.

2.2.3. Température équivalente de bruit du système T_{SYS}

L'équation (1.23) donne la relation entre la température équivalente de bruit du système T_{sys} , celle du récepteur T_{REC} ainsi que la température équivalente de bruit réelle mesurée T_A' .

T_A' est définie par la relation (1.17) et T_{REC} est obtenue après avoir déterminé le facteur de bruit F_{REC} du récepteur par la relation suivante :

$$T_{\text{REC}} = (F_{\text{REC}} - 1)T_0 \quad (\text{K}) \quad (1.29)$$

Pour obtenir la température équivalente de bruit du récepteur, il faut déterminer son facteur de bruit. Le facteur de bruit est défini comme étant le ratio entre les rapports signal à bruit en sortie et en entrée :

$$F = \frac{S/N_{entrée}}{S/N_{sortie}} \quad \text{ou encore} \quad NF_{dB} = (S/N_{entrée})_{dB} - (S/N_{sortie})_{dB} \quad (1.30)$$

Pour un système composé de divers éléments dont on connaît le gain et le facteur de bruit on utilise la formule de **Friis** :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (1.31)$$

Où (F_k , G_k) sont respectivement le facteur de bruit et le gain du $k^{\text{ième}}$ composant.

On peut remarquer que le premier composant du récepteur va influencer fortement le facteur de bruit du récepteur, c'est pourquoi un récepteur radiométrique comporte généralement un amplificateur faible bruit (LNA) en premier composant avec un gain important.

2.3. Paramètres du récepteur radiométrique à addition de bruit

La section précédente a permis de présenter les principes fondamentaux de la radiométrie, la notion de température équivalente de bruit, l'importance dans le choix des fréquences utilisées, les caractéristiques de la détection ainsi que les dispositifs de base nécessaires aux mesures radiométriques. À partir des remarques apportées, il semble très intéressant de concevoir un système d'imagerie passif basé sur une détection radiométrique à addition de bruit.

En fixant des performances de détection telles qu'une **sensibilité radiométrique de l'ordre de 0,1 K**, en estimant un rapport signal à bruit proche de 8 dB, une portée de l'ordre de 1 à 3 m ce qui correspondrait à un gain maximal d'antenne de 10 à 20 dB, on envisage les caractéristiques du radiomètre suivantes :

- Bande passante la plus large possible. Cette remarque est à prendre en compte notamment pour la conception des antennes et des mélangeurs utilisés. Un objectif de l'étude est donc d'obtenir un système ayant une bande passante comprise entre 10 et 20 GHz soit 7 à 14 % de la fréquence de fonctionnement.
- Facteur de bruit le plus faible possible. En effet, la température équivalente de bruit du système influence beaucoup la sensibilité du récepteur il est donc évident que pour la

conception de celui-ci on va essayer d'utiliser des composants ayant un facteur de bruit le plus faible possible notamment les premiers composants tels que le coupleur et le LNA.

- Temps d'intégration le plus grand possible. Ceci implique que la restitution de l'image ne sera pas en temps réel.

Le chapitre suivant développe les performances envisageables en prenant en compte l'état de l'art des composants et justifie la bande de fréquence de fonctionnement choisie.

3. Choix de la gamme millimétrique en bande G

Les applications envisagées dans notre étude sont principalement situées intra-bâtiment (ex : détection d'objets dangereux dans les aéroports, les banques et tous les lieux à risques). En général il n'y a pas lieu d'y avoir un taux d'humidité important, ce sont donc essentiellement les gaz atmosphériques qui absorberont les ondes. Dans ce cas il semblerait que les dispositifs optiques soient les plus appropriés pour une détection précise.

Dans les cas extrêmes tels que l'utilisation de gaz lacrymogènes ou bien le déclenchement des systèmes incendies (arrosage). On se trouve donc dans des situations où le taux d'humidité peut perturber les systèmes optiques de détection.

Des applications en extérieurs sont possibles notamment la détection de mines enfouies.

Nous avons donc choisi la gamme millimétrique avec des bandes de fréquences autour de 140 GHz ou de 220 GHz (bande G).

Plusieurs raisons ont motivé notre choix :

- L'état de l'art des technologies permet de réaliser des circuits intégrés hyperfréquences de plus en plus performants à des fréquences élevées.
- La réalisation d'un imageur à partir d'un dispositif passif, en termes de rayonnement électromagnétique, de liberté dans le choix des fréquences par rapport aux allocations de bandes réglementées et d'inoffensivité sur les êtres vivants.
- Une longueur d'onde de 2,1 mm à 140 GHz permet de réaliser un système facilement intégrable, en particulier avec des antennes de petites tailles.
- La possibilité de détecter des objets faiblement dissimulés.
- La disponibilité d'appareils de mesure dans cette bande au sein de l'IEMN.

3.1. *État de l'art des composants*

Pour des applications telles que la détection atmosphérique, la radio-astronomie, l'imagerie passive ou active et les systèmes de communication large bande, de nombreuses études ont été effectuées sur des composants MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) fonctionnant au-delà de 100 GHz, en particulier dans les bandes W (75-110 GHz)

et **D** (110-170 GHz) [27][28]. Depuis quelques années la bande **G** est elle aussi étudiée, notamment grâce à des fréquences de transition f_t et aux fréquences maximales d'oscillation f_{max} de la filière **III-V** (transistor HEMT (*High Electron Mobility Transistor*)) sur substrat d'AsGa ou d'InP supérieures à 400 GHz ainsi que les technologies antimoines. La filière sur substrat **silicium** (HBT (*Heterojunction Bipolar Transistor*) sur SiGe, BiCMOS (*Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor*)) peut aussi convenir puisqu'elle présente des fréquences de coupures proches de 300 GHz.

L'institut Fraunhofer-IAF à Freiburg (Allemagne) développe depuis quelques années des composants destinés aux dispositifs de détection dans ces bandes de fréquences (W et G) [29], notamment des radiomètres et des radars.

Dans le cadre de travaux sur la réalisation d'un radar imageur de type ISAR (Inverse Aperture Radar), un LNA a été fabriqué en technologie métamorphique HEMT 50 nm AsGa ($f_t/f_{max} = 400/420$ GHz), possédant un gain proche de 10 dB, un facteur de bruit de 4,8 dB à 140 GHz et une bande passante de 10 GHz [30].

Un autre, travaillant dans la bande 180-220 GHz présente un gain de 16 dB et un facteur de bruit inférieur à 6 dB pour une taille de MMIC de 0,65 x 1,5 mm² [31]. Un mélangeur a aussi été développé, avec la même technologie, ayant des pertes de conversion proches de 12 dB à 220 GHz [32]. Ceci a permis la conception d'un radar à 210 GHz capable de fonctionner avec une bande passante de 8 GHz en ayant une résolution spatiale de 1,8 cm [33].

Des travaux antérieurs ont été effectués en technologie mHEMT 100 nm AsGa [34][33] ($f_t/f_{max} = 220/300$ GHz). Les LNA développés ont des performances similaires, avec un gain moyen proche de 12 dB et un facteur de bruit inférieur à 4 dB.

Le laboratoire Northrop Grumman Space Technology (Californie) a réalisé un LNA à 3 étages présentant un gain proche de 20 dB à 200 GHz pour une longueur de grille de 50 nm en technologie HEMT InP ($f_t/f_{max} = 250/400$ GHz) [35], 5 dB de plus qu'avec une grille de 70 nm.

Avec la même technologie, on trouve un amplificateur de puissance à 3 étages avec un gain maximal de 30 dB à 140 GHz [36] et de 12 à 15 dB entre 160 et 190 GHz. En comparaison, des études en technologie InP méso DBHT ($f_t/f_{max} = 370/459$ GHz) ont permis de développer des amplificateurs de puissance avec des gains de l'ordre de 7 à 10 dB à 176 GHz [37].

Les technologies en filière silicium apportent elles aussi des résultats intéressants dans la bande G. On trouve dans la littérature une étude de 2005 sur un oscillateur push-push à 190

GHz en technologie SiGe HBT ($f_t/f_{max} = 200/275$ GHz) dont les performances permettent d'obtenir une puissance de sortie de -4,5 dBm à 150 GHz avec un bruit de phase de -73 dBc/Hz à 1 MHz [38].

En 2008 avec une technologie SiGe HBT ($f_t/f_{max} = 230/300$ GHz), dans le but de réaliser un émetteur/récepteur à 165 GHz, un amplificateur ($200 \times 400 \mu\text{m}^2$) à 140 GHz a été réalisé avec un gain de 17 dB sur une bande de 18 GHz ainsi qu'un VCO délivrant une puissance de -1 dBm à 140 GHz et 1 dBm à 130 GHz [39][39].

On peut noter que l'état de l'art des composants dans la bande G est principalement composé de circuits en filière III-V, avec des technologies métamorphiques HEMT 100 nm, 70 nm et 50 nm sur substrat AsGa ou LM-HEMT sur InP. Une majeure partie des études correspondent à des fréquences de fonctionnement proche de 220 GHz. La filière Silicium quand à elle ne semble pas encore aussi performantes à de telles fréquences et les circuits développés sont moins courants [41].

Le tableau 1.3 récapitule l'état de l'art en bande G des filières III-V et silicium.

En ce qui concerne les sources de bruit disponibles dans cette bande de fréquences, on trouve dans la littérature des performances d'ENR (rapport d'excès de bruit) proche de 12 dB à 140 GHz.

Référence	Technologie	Type de circuit	Performances			Tailles mm ²	étages
			G (dB)	NF (dB)	Fc - B (GHz)		
Dans la filière III-V							
[30]	M-HEMT 50 nm AsGa	LNA	10	4,8	140 - 10		
[31]		LNA	16	<6	190 - 40	0,65x1,5	
[32]		mélangeur	Lc~12 dB @ 200 GHz				
[34]	M-HEMT 100 nm AsGa	LNA	12	<4			
[35]	LM-HEMT 70 nm InP	LNA	15		200		3
	LM-HEMT 50 nm InP	LNA	20		200		3
[36]	LM-HEMT 50 nm InP	MPA	30		140		3
			12 à 15		Entre 160 et 190		3
[37]	Mesa DHBT InP	MPA	7 à 10		176		
Dans la filière silicium							
[38]	HBT SiGe	amplificateur	17		140	0,2x0,4	
[39]		VCO	$f_c = 130 \text{ GHz} ; P_{in} \sim 1 \text{ dBm}$ $f_c = 140 \text{ GHz} ; P_{in} \sim -1 \text{ dBm}$				
[40]		oscillateur	$f_c = 150 \text{ GHz} ; P_{in} \sim -4,5 \text{ dBm} ; -73 \text{ dBc/Hz @ 1 MHz}$				

Tab 1.3 - Tableau récapitulatif de l'état de l'art en bande G en filières III-V et silicium

3.2. Rayonnement électromagnétique

Les applications envisagées, essentiellement dans le cadre de la sécurité des personnes, nous ont orientés vers l'étude et la conception d'un système de détection passif. En effet, si aucune onde n'est émise, les contraintes imposées par la réglementation internationale [42], en termes d'allocations de bande de fréquences, ne rentrent pas en compte dans l'étude car un tel système ne vient pas perturber les différents dispositifs environnants pouvant fonctionner aux mêmes fréquences.

De plus, en n'émettant aucune onde, le système reste inoffensif pour le corps humain. Ce point est important, car s'il est nécessaire d'exposer une personne pendant quelques secondes devant le détecteur. Durant cette période, elle ne doit pas être exposée à une radiation d'ondes électromagnétiques comme cela serait le cas avec un système actif, nécessitant une puissance d'émission suffisante pour la détection.

En optant pour une détection passive, nous avons pu noter, dans la section précédente, l'importance de la fréquence de fonctionnement quand à la valeur de la brillance spectrale émise par le corps noir. Notre choix s'est donc porté sur la bande G. En effet, à 140 GHz, la brillance spectrale d'un corps noir est de $1,72 \cdot 10^{-15} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{sr}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$.

En utilisant la relation (1.3) on en déduit que la température équivalente de bruit d'un corps noir est de 286,15 K à 140 GHz. À titre de comparaison, à une fréquence de 94 GHz, la température équivalente de bruit est de 287,75 K.

Le contraste de température dans une scène à température ambiante de 290 K est donc plus important à 140 GHz qu'à 94 GHz et ainsi la présence d'un matériau absorbant est plus aisée à déterminer. Il est donc intéressant d'effectuer des mesures passives à 140 GHz plutôt qu'à 94 GHz.

3.3. Intégrabilité

Un autre critère pour le choix d'un système de détection est son intégrabilité. Dans le domaine de la détection, comme dans la télécommunication, le composant le plus grand généralement est l'antenne.

À 140 GHz, la taille de l'antenne est relativement petite et cette antenne peut ainsi être intégrée directement avec le récepteur. Ceci est encore plus vrai si on s'intéresse à des

antennes dites imprimées ou plaquées, telles que les antennes « Yagi », « Vivaldi » ou encore « patch » [42]. On peut ainsi envisager la conception de détecteurs peu encombrants.

3.4. Détection d'objets faiblement dissimulés

On souhaite que le système puisse détecter des objets dissimulés. En radiométrie, comme il a été montré précédemment, plus on monte en fréquence, plus le contraste de température radiométrique entre deux matériaux superposés est important. La relation 2.16 montre que la température de bruit mesurée est une somme des températures de bruit des matériaux présents dans la scène pondérés par leur émissivité respective.

Donc un objet qui serait « camouflé » est plus facilement détectable à 140 GHz qu'à des fréquences plus basses.

3.5. Disponibilité des appareils de mesures

Un dernier critère pour le choix de la bande de fréquences de fonctionnement est bien évidemment les disponibilités au sein du laboratoire. L'IEMN possède divers instruments de mesures permettant de caractériser les composants d'un système fonctionnant dans la bande G, ainsi que le dispositif complet.

4. Conclusion

Nous avons présenté différents dispositifs imageurs employés dans les applications de télédétection. Les possibilités sont multiples quant au choix de la technique à mettre en œuvre pour développer un système d'imagerie pour des applications visant la sécurité des personnes. À courte distance, il est préférable de s'orienter vers un système passif pour s'assurer de son inoffensivité sur le corps humain. Parmi les instruments passifs, les plus performants sont les détecteurs infrarouges dans le domaine optique et les détecteurs radiométriques dans le domaine des radiofréquences et plus précisément des hyperfréquences. En effet la sensibilité de détection est plus importante pour des longueurs d'ondes courtes principalement en termes de résolution, nécessaire à la qualité de l'image restituée.

Nous avons ainsi opté pour une détection passive radiométrique dans la gamme millimétrique voire sub-millimétrique. En utilisant un dispositif hyperfréquence, nous assurons une utilisation qui ne sera pas perturbée par un environnement atmosphérique à fort taux d'humidité. Cependant le choix de la longueur d'onde est important car certaines valeurs sont sensibles aux différents gaz présent dans l'atmosphère. En choisissant la bande G et plus particulièrement la fréquence de 140 GHz, l'atténuation atmosphérique est inférieure à 2 dB.km^{-1} et donc elle n'a pas d'influence pour une portée de quelques mètres. De plus la précision en termes de contraste de température équivalente de bruit permet une meilleure détection des différents matériaux présents sur la scène, plus particulièrement les matériaux absorbants utilisés comme camouflage (blindage). Il est ainsi possible de développer un système détectant la quasi-totalité des matériaux. Enfin l'état de l'art montre que les composants dans cette bande de fréquence sont encore en développement ; il est donc intéressant d'y apporter une contribution.

Cependant pour réaliser un dispositif d'imagerie, un seul détecteur ne suffit pas. Pour un système passif la technique de la synthèse d'ouverture semble très intéressante, puisqu'elle permet d'obtenir des images à hautes résolution. La deuxième partie du manuscrit y est consacrée. Elle présente le dispositif d'imagerie passive à synthèse d'ouverture ainsi que la technique de reconstruction d'image associée.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] R.J Urick, "Principles of underwater sound", 3rd Ed, McGraw-Hill Book Company, 1983.
- [2] F. Ulaby, R. Moore, "Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry", Vol. 1, 1981, pp. 5.
- [3] D J. Daniels, "Ground Penetrating Radar", 2nd Ed, *IEE Radar, Sonar and Navigation series*, 2004.
- [4] F. Ulaby, R. Moore, "Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry", Vol. 1, 1981, pp. 12-17.
- [5] F. Ulaby, R. Moore "Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry", Vol. 1, 1981, pp. 8.
- [6] [www.NASA.gov](http://www.nasa.gov)
- [7] www.esa.int
- [8] D J. Daniels, "Ground Penetrating Radar", 2nd Ed, *IEE Radar, Sonar and Navigation series*, 2004, pp. 51-66.
- [9] C. Chee-Yee, S.P Kumar, "Sensor networks: evolution, opportunities, and challenges" *Proceedings of the IEEE*, Vol. 91, Aug. 2003, pp. 1247-1256.
- [10] C T. Mutlow, A M. Závody, I J. Barton, D T. Llewellyn-Jones (1994), "Sea surface temperature measurements by the along-track scanning radiometer on the ERS 1 satellite: Early results", *Journal of Geophysical Research*, 1999, pp. 22,575–22,588.
- [11] T. Pellarin, J-C. Calvet, J.-P. Wigneron, *et al*, "Soil moisture retrieval by SMOS: a global feasibility study", *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Vol. 5, 2002, pp. 3075-3077.
- [12] M. Martin-Neira, I. Cabeza, C. Perez, *et al*, "AMIRAS- An Airborne MIRAS Demonstrator", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing* , Vol. 46, March 2008, pp. 705-716.
- [13] P.J. Napier, A.R Thompson, R.D Ekers, "The very large array: Design and performance of a modern synthesis radio telescope", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 71, nov. 1983, pp. 1295-1320.
- [14] A. Longinotti, K. Bickert, R. Cautain, *et al*, "The VINCI instrument software in the very large telescope environment", *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. 49, Part 1, Apr 2002, pp. 483-490.
- [15] www.millivision.com.
- [16] A. Chamseddine, *et al*, "Real-time Radiometric Imaging System for transportation applications", *30th European Microwave Conference*, Oct. 2000, pp. 1-4.
- [17] C. Gil *et al*, "Fringe jump analysis and electronic corrections for the Tore Supra far infrared interferometer", *Review of Scientific Instruments*, Vol. 79, Oct 2008, pp. 10E710 - 10E710-4.
- [18] www.smithsdetection.com.
- [19] www.thruvision.com.

- [20] F. Ulaby, R. Moore, "Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry", Vol. 1, 1981, pp. 192.
- [21] F. Ulaby, R. Moore, "Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry", Vol. 1, 1981, pp. 197-198.
- [22] F. Ulaby, R. Moore, "Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry", Vol. 1, pp. 71.
- [23] F. Ulaby, R. Moore, "Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry", Vol. 1, pp. 200-203.
- [24] L. Yujiri, "Passive Millimeter-Wave Imaging", *Microwave magazine*, Vol. 4. N°3, Sept 2003, pp. 40-41.
- [25] F. Ulaby, R. Moore, "Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry", Vol. 1, 1981, pp. 199-218.
- [26] F. Ulaby, R. Moore, "Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry", Vol. 1, 1981, pp. 345-395.
- [27] A. Cremonini, "State of the art MMIC InP LNA realizations and applications in FARADAY array receivers", *IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, May 2006, pp. 561-564.
- [28] D. Smith, G. Dambrine, J-C. Orhac, "Industrial MHEMT Technologies for 80 - 220 GHz Applications", *EuMIC Microwave Integrated Circuit Conference*, Oct. 2008, pp. 214 - 217.
- [29] www.iaf.fraunhofer.de.
- [30] A. Leuther *et al*, "50 nm MHEMT technology for G-and H-Band MMICs", *International conf on Indium Phosphide and related materials*, May 2007, pp. 24-27.
- [31] A. Tessmann *et al*, "220 GHz low-noise amplifier MMICs and modules based on a high performance 50 nm metamorphic HEMT technology", *Phys Stat. Sol*, N°5. Nov 2005, pp. 1667-1670.
- [32] S.E. Gunnarsson, N. Wadefalk, I. Angelov, *et al*, "A 220 GHz (G-Band) Microstrip MMIC Single-Ended Resistive Mixer", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 18, March 2008, pp. 215-217 .
- [33] A. Tessmann, A. Leuther, H. Massler, *et al*, "Metamorphic HEMT Amplifier Circuits for Use in a High Resolution 210 GHz Radar", *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, CSIC 2007*, Oct. 2007, pp. 1-4.
- [34] A. Tessmann, "220-GHz metamorphic HEMT amplifier MMICs for high-resolution imaging applications", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 40, Issue 10, Oct 2005, pp. 2070-2076.
- [35] P H. Liu, W. Yoshida, J. Lee, *et al*, "High Gain G-Band MMIC Amplifiers Based on Sub-50 nm Gate Length InP HEMT", *IEEE 19th International Conference on Indium Phosphide & Related Materials*, May 2007, pp. 22-23.
- [36] R. Lai, P. Huang, R. Grundbacher, *et al*, "0.07 um InP HEMT MMIC Technology for G-band Power Amplifiers", *International Conference on Indium Phosphide and Related Materials Conference Proceedings*, May 2006, pp. 39-41.

-
- [37] V K. Paidi, Z. Griffith, Wei Yun, *et al*, “G-Band (140-220 GHz) and W-band (75-110 GHz) InP DHBT Medium Power Amplifiers”, *IEEE Transaction on Microwave theory and techniques*, Vol. 53, N°2, Feb 2005, pp. 598-605.
- [38] R. Wanner, R. Lachner, G R. Olbrich, “A monolithically integrated 190-GHz SiGe Push-Push oscillator”, *IEEE Microwave and Wireless components letters*, Vol. 15, N°12, Dec. 2005, pp. 862-864.
- [39] E. Laskin, P. Chevalier, A. Chantre, B. Sautreuil, S P. Voinigescu, “165-GHz Transceiver in SiGe Technology”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 43, Issue 5, May 2008, pp. 1087- 1100.
- [40] C. Cao, E-Y. Seok, S. Sankaran, “CMOS Millimeter-Wave Signal Sources and Detectors”, *IEEE International Symposium Circuits and Systems*, May 2007, pp. 2614 - 2617.
- [41] F. Giancesello, D. Gloria, C. Raynaud, *et al*, “State of the art 200 GHz passive components and circuits integrated in advanced thin SOI CMOS technology on High Resistivity substrate”, *IEEE International SOI Conference*, Oct. 2006, pp. 121-122.
- [42] S.E Gunnarsson, N. adefalk, J. vedin, S. herednichenko, I. Angelov, H. Zirath, I. Kallfass, A.Leuther, “A 220 GHz Single-Chip Receiver MMIC With Integrated Antenna”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 18, April 2008, pp. 284-286.



TABLE DES ILLUSTRATIONS

Fig 1. 1 - Principe de la télédétection	3
Fig 1. 2 - Les bandes de fréquences	4
Fig 1. 3 - Principe du radar à synthèse d'ouverture aéroporté	7
Fig 1. 4 - Principe du radar à pénétration du sol	7
Fig 1. 5 - Principe d'un réseau de capteurs	8
Fig 1. 6 - Principe du balayage mécanique.....	9
Fig 1. 7 - Principe du balayage électronique	9
Fig 1. 8 - Principe de l'interféromètre aéroporté.....	11
Fig 1. 9 - Principe du plan focal	12
Fig 1. 10 - Brillance spectrale d'un corps noir selon la loi de Planck.....	15
Fig 1. 11 - Brillance spectrale d'un corps noir à température ambiante $T_0 = 290$ K.....	16
Fig 1.12 - Approximation de la loi de Planck par la loi de Rayleigh à température ambiante $T_0 = 290$ K	17
Fig 1. 13 - Absorption atmosphérique des ondes par les gaz, la pluie et le brouillard.....	20
Fig 1. 14 – Effets du brouillard sur l'intensité de rayonnement de Brillance Spectrale du soleil et d'un objet au sol (température ambiante)	20
Fig 1. 15 - Illustration du principe de la détection radiométrique	22
Fig 1. 16 - Schémas synoptiques du radiomètre à puissance totale, a) à détection hétérodyne b) à détection directe.	26
Fig 1. 17 - Pertes de la ligne d'accès	27
Fig 1. 18 - Radiomètre de Dicke.....	28
Fig 1. 19 - Radiomètre à addition de bruit.....	29



PARTIE II – L’interféromètre radiométrique : un système d’imagerie passive basé sur la technique de synthèse d’ouverture.

Les **interféromètres radiométriques** sont des imageurs passifs développés depuis plusieurs années, plus particulièrement dans le domaine de la radioastronomie. En imagerie astronomique, un des principaux critères est la résolution spatiale qui doit être très élevée pour des distances très grandes, ce qui nécessite généralement des dimensions d’antennes réceptrices importantes, pouvant aller jusqu’à des diamètres d’antennes de plusieurs kilomètres. Il a donc fallu mettre en œuvre une instrumentation autorisant des dimensions d’antennes moins imposantes tout en conservant la même précision. Grâce à ce dispositif, il est possible de synthétiser une très grande ouverture d’antenne à partir d’antennes de dimensions acceptables. En effet, les interféromètres radiométriques permettent d’appliquer le principe de **synthèse d’ouverture** à partir de récepteurs passifs. Ainsi les « *Grands Télescopes* » tels que le VLTI ou VLTA (Very Large Telescope Interferometer/Array situé au Chili par l’organisation de recherche en astronomie (ESO) [43]-[44]) qui disposent d’un réseau constitué de télescopes « usuels » permettent des observations de galaxies lointaines par la synthèse d’une antenne de plusieurs kilomètres de diamètre. Ces dispositifs sont aussi développés à bord de satellites pour l’observation de la Terre. Dans ce cas, l’encombrement est un critère important, les dimensions des antennes des satellites étant limitées. Les interféromètres radiométriques sont très bien adaptés à des observations avec des précisions de quelques mètres à la distance géostationnaire voire astronomique.

L’intérêt porté aux interféromètres radiométriques est donc très fort. C’est pourquoi de nombreux travaux antérieurs ont permis d’étudier les structures possibles et le traitement de signal associé pour la reconstruction de l’image de la cible observée. Les dernières études européennes ont principalement eu lieu lors du projet SMOS portant sur le dispositif MIRAS [45] dans le but de mesurer la salinité des océans. Des études américaines similaires ont été le sujet de plusieurs projets. Le dernier en date est le dispositif GeoSTAR [46] qui a pour

application l'observation de la Terre. Ces deux études développent la même structure interférométrique à des fréquences de fonctionnement très différentes : 1,41 GHz pour le projet européen et 94 GHz pour le projet américain.

Notre étude consiste donc à montrer la possibilité et l'intérêt d'un tel dispositif interférométrique dans la gamme millimétrique pour des applications à plus petite échelle. En prenant en compte le traitement de signal associé pour la reconstruction d'une image la plus précise de la scène observée, nos travaux de recherche se sont inspirés des observations et des remarques obtenues lors de ces précédentes études.

Le premier chapitre de cette partie introduit le principe de la technique de synthèse d'ouverture.

Ensuite nous détaillons la structure interférométrique étudiée.

Puis nous énumérons les aspects à considérer en termes d'erreurs lors de la mise en forme des données radiométriques afin de pouvoir appliquer un algorithme de reconstruction d'image approprié. Ces aspects sont tous nécessaires pour la conception du système radiométrique car ils permettent de fixer et de vérifier les contraintes de réalisation des récepteurs élémentaires et de la topologie de la structure de l'interféromètre retenue.

Le dernier chapitre développe le choix de l'algorithme de reconstruction d'image envisagé ainsi que les aspects mathématiques nécessaires à sa mise en œuvre.

TABLE DES MATIÈRES

5. Imageur radiométrique à synthèse d'ouverture	49
5.1. Principe de la synthèse d'ouverture.....	49
5.2. Théorème de Van Cittert Zernike.....	50
5.3. Interféromètre	52
5.3.1. Performances théoriques.....	55
5.3.2. Le récepteur élémentaire	56
6. Traitement des données radiométriques.....	59
6.1. Effets des imperfections du système	59
6.1.1. Description du radiomètre élémentaire.....	60
6.1.2. Erreurs apportées par les antennes.....	63
6.1.3. Imperfections des récepteurs hétérodynes.....	65
6.1.4. Phénomène de décorrélation spatiale	71
6.2. Choix de la corrélation numérique	77
6.2.1. Choix du corrélateur	77
6.2.2. Effets de la corrélation.....	79
6.3. Résumé des erreurs sur la mesure et procédures de calibrage.....	80
6.3.1. Antennes	80
6.3.2. Chaîne de réception et ligne de base	80
6.3.3. Décorrélation spatiale	81
7. Reconstruction d'image.....	83
7.1. Différents algorithmes de reconstruction d'image	83
7.2. Couverture fréquentielle : maillage hexagonal.....	85
7.3. Stockage des données	91
7.4. Problème inverse	92
7.4.1. Principe de la solution retenue	92
7.4.2. Opérateur de modélisation G.....	95
8. Conclusion.....	97
BIBLIOGRAPHIE	99
TABLE DES ILLUSTRATIONS.....	104



5. Imageur radiométrique à synthèse d'ouverture

5.1. Principe de la synthèse d'ouverture

En radiométrie, la synthèse d'ouverture consiste à combiner les signaux issus d'au moins deux antennes observant la même scène et dont on fait varier l'espacement (cf Fig 2.1). L'instrument ainsi composé ne fournit pas directement une tension proportionnelle à la température de brillance de la scène observée mais une mesure de la cohérence spatiale de cette scène, à partir de laquelle la température équivalente de bruit \tilde{T}_b reconstituée est estimée par un algorithme de reconstruction d'image approprié.

On synthétise ainsi une ouverture d'antenne d'un diamètre égal à la plus grande distance D séparant deux antennes élémentaires de l'interféromètre.

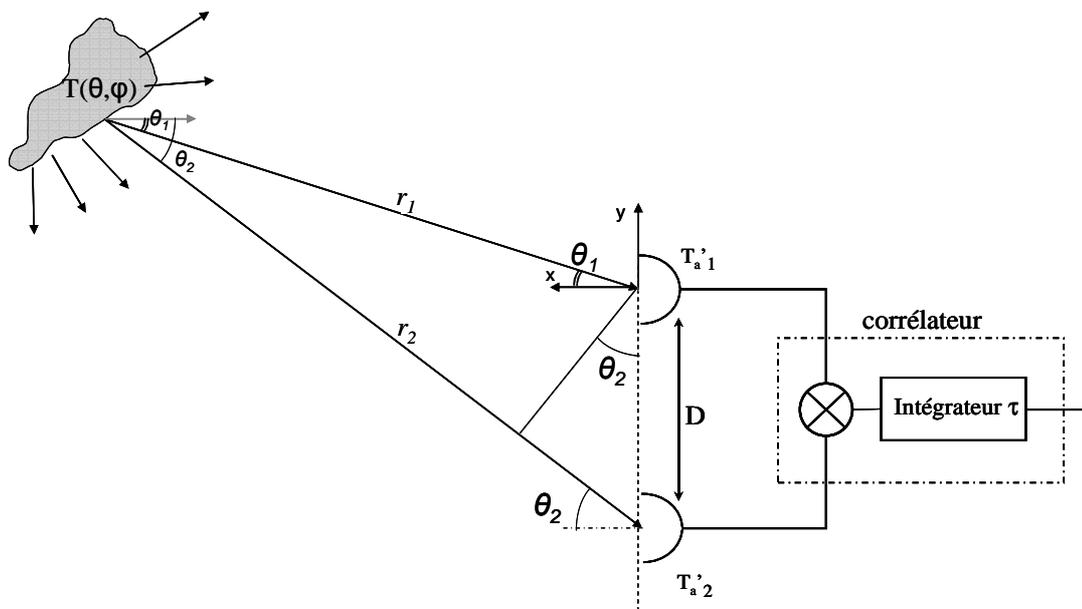


Fig 2. 1 - Principe de la synthèse d'ouverture

En faisant varier la distance D entre deux antennes, on peut acquérir suffisamment de mesures de la cohérence spatiale de la scène pour en restituer une image en deux dimensions. Généralement afin de s'abstenir d'un dispositif mécanique imposant, on utilise un réseau d'antennes, le système ainsi obtenu est appelé un *interféromètre*.

Plusieurs géométries d'interféromètres existent, on trouve dans la littérature des topologies en forme de U, T ou Y. La figure 2.2 illustre les trois topologies pour trois applications différentes :

a) réseau interférométrique aéroporté en U ($2 \times 2 \text{ m}^2$) [47]-[48],

b) interféromètre terrestre en T (232 m nord-sud et 408 m est-ouest) [49],

c) satellite interférométrique en Y (longueur des bras : 4 m) [50].

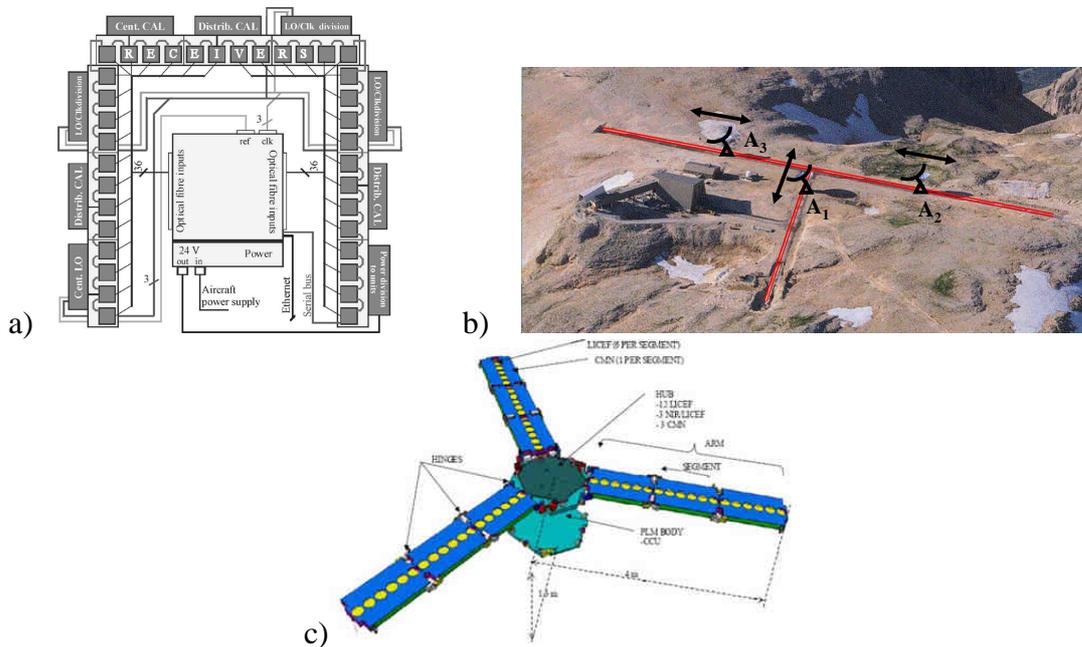


Fig 2. 2 - Exemples de 3 géométries d'interféromètre : a) Interféromètre radiométrique HUT-2D en «U» fonctionnant à 1,41 GHz pour l'observation de la salinité des océans et l'humidité des sols, dispositif embarqué sur un avion [47][48]. b) Interféromètre IRAM en « T » composé de 3 radiotélescopes de 15 m de diamètre fonctionnant à 85 GHz, 115 GHz et 225 GHz [49]. c) Interféromètre satellite MIRAS en «Y» fonctionnant à 1,41 GHz pour la mesure de la salinité des océans (mission SMOS) [50].

Dans les années 1930, à partir des travaux de **P H.VAN CITTERT** [51], **F ZERNIKE** a démontré que la corrélation des signaux reçus sur deux antennes fournit un degré de cohérence spatiale à la fréquence angulaire déterminée par la distance entre les antennes.

5.2. Théorème de Van Cittert Zernike

Le théorème de **Van Cittert-Zernike** [52] permet d'établir la relation entre la visibilité V , résultat de la corrélation de deux champs électromagnétiques (équation -(2.1)), et la distribution spatiale d'intensité. En radiométrie, la distribution spatiale d'intensité est assimilée à la brillance spectrale ou encore à la température équivalente de bruit T_b [53] ; la figure 2.3 illustre ce principe.

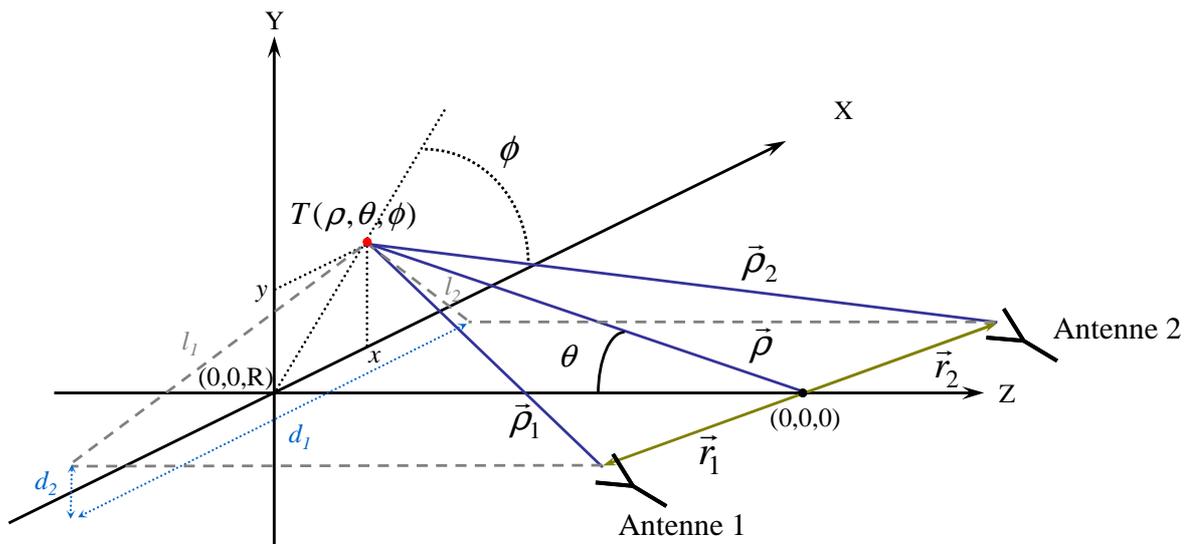


Fig 2. 3 - Description du référentiel lié à un couple d'antennes

Le champ électromagnétique résultant de la présence d'une distribution de charges alternatives \in placées en $\vec{\rho}_i$ est mesuré par une antenne placée en \vec{r}_i (équation (2.2)). Les hypothèses sont les suivantes :

- La polarisation du champ est ignorée,
- Le champ résulte uniquement d'une distribution surfacique de charges,
- Le principe de HUYGENS est appliqué (l'amplitude du champ varie en $|\vec{\rho}_i - \vec{r}_i|^{-1}$ et sa phase dépend du chemin parcouru de la source d'émission à la réception),

$$V(\vec{r}_1, \vec{r}_2) = \langle E(\vec{r}_1)E^*(\vec{r}_2) \rangle \quad (2.1)$$

$$E(\vec{r}_i) = \int_{S_i} \in(\vec{\rho}_i) \frac{e^{2j\pi \frac{|\vec{\rho}_i - \vec{r}_i|}{\lambda}}}{|\vec{\rho}_i - \vec{r}_i|} dS_i \quad i=1,2 \quad (2.2)$$

En remarquant que la source est supposée spatialement incohérente c'est-à-dire $\langle \in(\vec{\rho}_1) \in^*(\vec{\rho}_2) \rangle \neq 0$ uniquement pour $\vec{\rho}_1 = \vec{\rho}_2 = \vec{\rho}$, que la distance des antennes à la source est beaucoup plus grande que la distance entre les antennes ($\rho \gg r_i$) et que $r_1^2 = r_2^2 = d^2$, la corrélation de deux champs électromagnétiques (équation (2.3)) s'exprime :

$$V(\vec{r}_1, \vec{r}_2) = \int_s \left\langle |\epsilon(\vec{\rho})|^2 \right\rangle e^{-2j\pi \frac{(d_1 x + d_2 y)}{\lambda \rho}} \frac{1}{\rho^2} dS \quad (2.3)$$

La relation (2.3) conduit au théorème de **Van Cittert-Zernike** liant la distribution spatiale d'intensité $T_b(\xi, \eta) = \left\langle |\epsilon(\vec{\rho})|^2 \right\rangle$ à la valeur du degré de cohérence spatiale et à la fréquence angulaire spatiale (u, v) :

$$V(u, v) = \iint_{\sqrt{\xi^2 + \eta^2} \leq 1} \frac{T_b(\xi, \eta)}{\sqrt{1 - \xi^2 - \eta^2}} e^{-2j\pi(u\xi + v\eta)} d\xi d\eta \quad (2.4)$$

où - les quantités $u = \frac{d_1}{\lambda}$ et $v = \frac{d_2}{\lambda}$ sont des **fréquences spatiales angulaires**, avec d_1 et d_2 les projections du vecteur liant les deux antennes sur les axes du référentiel attaché à l'instrument et λ la longueur d'onde,

- Le couple (u, v) est appelé **ligne de base**,
- $\xi = \sin \theta \cos \phi$ et $\eta = \sin \theta \sin \phi$ sont appelés **cosinus directeurs**.

Le terme $\frac{T_b(\xi, \eta)}{\sqrt{1 - \xi^2 - \eta^2}}$ correspond à la température de brillance modifiée $\tilde{T}_b(\xi, \eta)$.

Une seule ligne de base (u, v) ne suffit pas pour restituer intégralement l'image de la scène, il faut en fait disposer de plusieurs configurations de positions d'antennes. Ceci est possible en utilisant un réseau approprié qui permet de fournir une matrice de visibilité complexes en nombre suffisant pour reproduire une image fidèle de la scène observée. On parle d'un réseau interférométrique ou plus simplement d'un interféromètre.

5.3. Interféromètre

Comme nous l'avons noté au début de ce chapitre, il existe plusieurs configurations d'interféromètres. Les travaux antérieurs ont montré qu'une structure d'interféromètre dite en « Y » est très intéressante [54]. Ce dispositif consiste à positionner un certain nombre d'antennes sur trois bras reliés en un même point et déphasés de 120° , formant ainsi un Y

(Fig 2.4). Ainsi la surface illuminée est importante en comparaison du nombre d'antennes nécessaire.

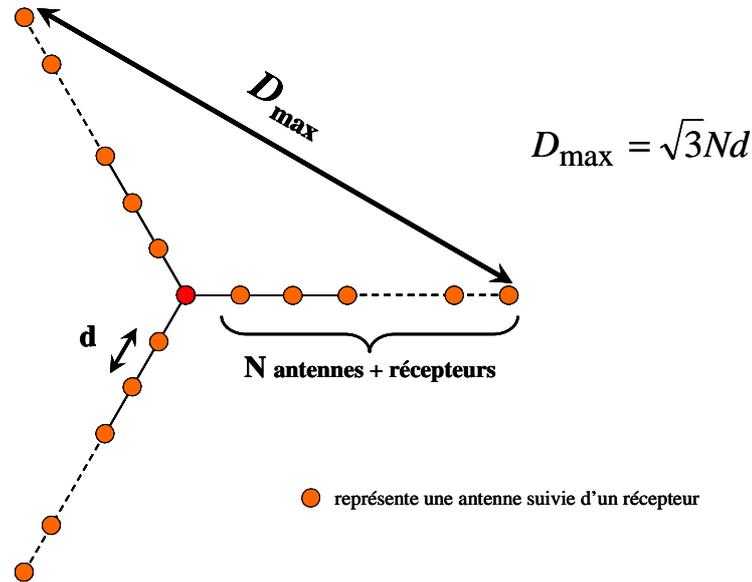


Fig 2. 4 - Topologie de la structure de l'interféromètre en « Y »

Pour imager une source bidimensionnelle il est nécessaire de répartir les récepteurs d'une façon régulière : une antenne centrale et un nombre identique d'antennes sur les 3 bras. On obtient ainsi un total N_a d'antennes pour N antennes par bras, espacées de la même distance d . Cette topologie permet de synthétiser une antenne de diamètre D_{max} (distance entre les antennes placées aux extrémités des bras). On a :

$$N_a = 3N + 1 \quad \text{et} \quad D_{max} = \sqrt{3}Nd \quad (2.5)$$

La directivité des antennes fixe la taille de la structure en fonction de la portée et de la surface illuminée envisagées. En effet, la distance maximale entre deux antennes doit respecter la condition du recouvrement spatial des champs de vue des antennes (FOV : *Field Of View*) (Fig 2.5). Dans le cas contraire, la mesure de la cohérence spatiale entre ces deux antennes est erronée ce qui implique une perte d'information car on n'obtiendra pas le nombre maximal de visibilité.

Nombre de visibilité de l'interféromètre

En appliquant la technique de synthèse d'ouverture à partir de cette topologie d'interféromètre, les signaux reçus sur les antennes sont corrélés entre eux. Si la condition de FOV est respectée, on obtient un nombre N_b de visibilité égal à :

$$N_b = \frac{N_a(N_a - 1)}{2} \quad (2.6)$$

L'autocorrélation du signal reçu sur l'antenne centrale va permettre une mesure réelle à la fréquence angulaire nulle, fournissant ainsi une mesure de la température équivalente de bruit moyenne de la scène. Le nombre exacte de visibilités N'_b fournit par l'interféromètre est donné par :

$$N'_b = \frac{N_a(N_a - 1)}{2} + 1 \quad (2.7)$$

Recouvrement des champs de vue FOV

La condition respectant le recouvrement des champs de vue entre deux antennes séparées d'une distance D_{\max} et portant jusque la distance R_{\min} est donnée par :

$$D_{\max} = 2R_{\min} \tan\left(\frac{\theta_{3dB_{\min}}}{2}\right) \quad (2.8)$$

Sachant que la portée maximale d'un récepteur radiométrique est fonction de l'ouverture d'antenne, un compromis sur le choix de la directivité des antennes doit être fait. Une antenne très directive permet d'avoir une portée très importante, mais en contrepartie la surface illuminée est petite et il n'est pas possible de détecter une cible trop proche de l'instrument. A contrario, une antenne peu directive limite la portée du système et donc la résolution radiométrique.

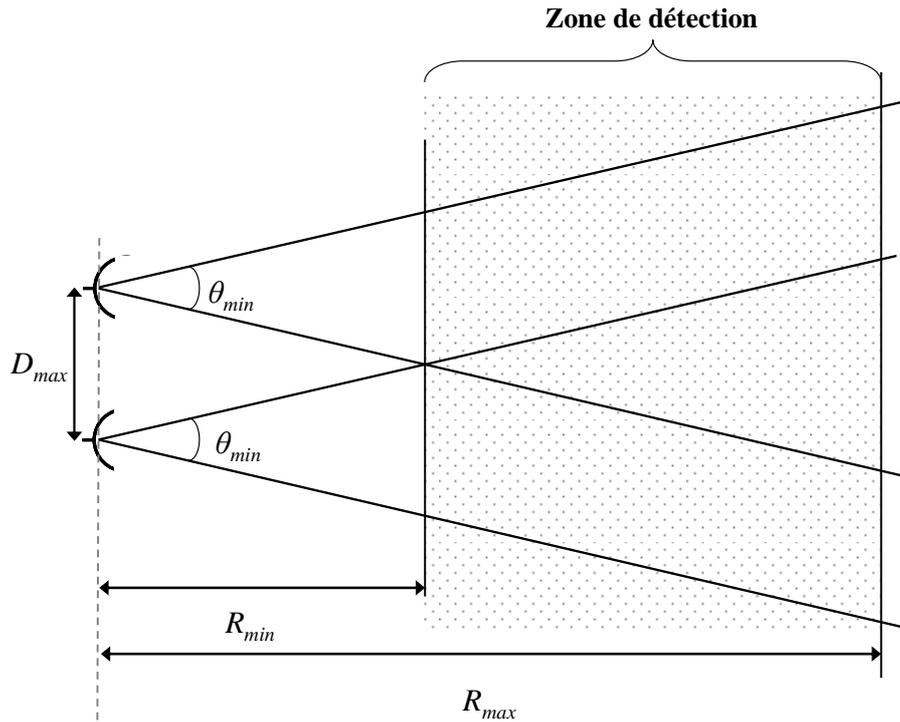


Fig 2. 5 - Condition de recouvrement des champs de vue de deux antennes séparées d'une distance D_{max} .

5.3.1. Performances théoriques

La sensibilité radiométrique de l'interféromètre

Pour un interféromètre, la sensibilité radiométrique ne dépend pas uniquement des paramètres détaillés dans le chapitre précédent, mais aussi du nombre de récepteurs élémentaires et du diamètre d'ouverture synthétisé [54]. La sensibilité est donnée par :

$$\Delta T_{\min} = \frac{T_{\text{sys}}}{\sqrt{B\tau}} \frac{A_{\text{syn}}}{\sqrt{2N_a} A_{el}} \quad (2.9)$$

Où A_{syn} et A_{el} sont, respectivement, la surface d'ouverture de l'antenne synthétisée et celle d'une antenne élémentaire, définies par leur diamètre d'ouverture (D_{max} et d_{el}) et leur efficacité de rayonnement (η et η_{el}). Ces deux surfaces s'écrivent :

$$A_{\text{syn}} = \eta \frac{\pi \cdot D_{\text{max}}^2}{4} \quad \text{et} \quad A_{el} = \eta_{el} \frac{\pi \cdot d_{el}^2}{4} \quad (2.10)$$

On peut aussi écrire cette sensibilité sous la forme suivante :

$$\Delta T_{\min} = \frac{T_{\text{sys}}}{\sqrt{B\tau}} \frac{1}{\sqrt{2N_a}} \left(\frac{D_{\max}}{d_{el}} \right)^2 \quad (2.11)$$

La distance entre deux antennes ne peut pas être augmentée sans dégrader la sensibilité radiométrique, sauf à la condition d'employer un nombre important de récepteurs élémentaires.

Résolution spatiale

La résolution spatiale du radiomètre à synthèse d'ouverture correspond à celle de l'antenne synthétisée de diamètre D_{\max} :

$$\delta_x = R \frac{\lambda}{D_{\max}} \quad (\text{m}) \quad (2.12)$$

où R est la distance entre la cible et le récepteur.

La résolution angulaire du dispositif correspond à la largeur du lobe à mi-puissance θ_{3dB} de l'antenne synthétisée (cf équation (1.2)).

Surface illuminée

La surface de la scène illuminée dépend de la distance entre celle-ci et l'interféromètre et de la distance D_{\max} :

$$S_{\text{scène}} = \left[2R \tan\left(\frac{\lambda}{2d_{el}}\right) + \frac{3D_{\max}}{2\sqrt{3}} \right] \times \left[2R \tan\left(\frac{\lambda}{2d_{el}}\right) + D_{\max} \right] \quad (2.13)$$

5.3.2. Le récepteur élémentaire

Les visibilitées sont des quantités complexes (équation (2.4)). Les informations en phase et en quadrature permettent de restituer une image cohérente de la scène observée à l'aide de cet interféromètre. Plus particulièrement, pour pouvoir obtenir la position des différentes sources émettrices présentes dans la scène, la connaissance du déphasage du même signal reçu entre deux récepteurs (k,l) formant une ligne de base (u,v) est indispensable. Il est donc nécessaire d'utiliser une corrélation complexe [56].

Pour un couple de récepteurs (k,l) donné, la corrélation du signal en phase issu du récepteur k avec celui en phase issu du récepteur l permet de déterminer la partie réelle de la visibilité, et la corrélation de ce même signal du récepteur k avec celui en quadrature du récepteur l permet de récupérer la partie imaginaire de la visibilité (Fig 2.6).

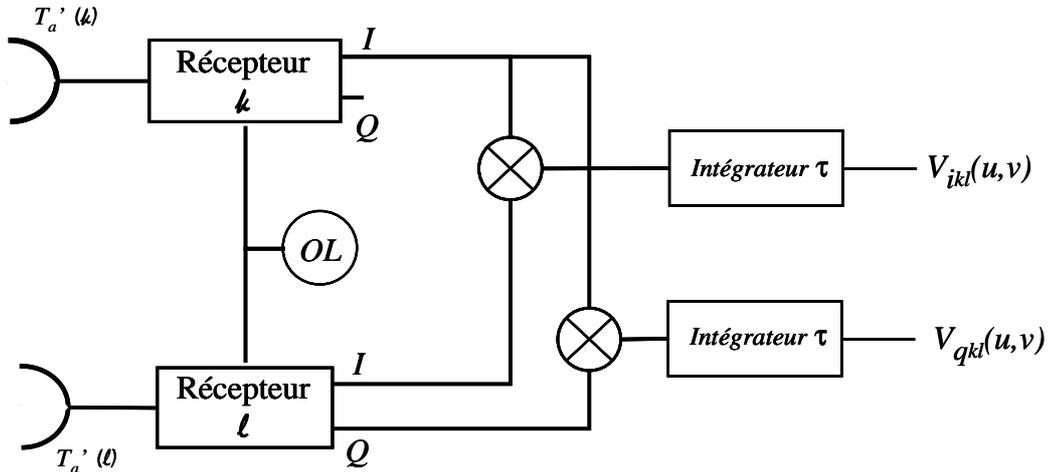


Fig 2. 6 - Synoptique de la corrélation complexe entre un couple de récepteurs élémentaires (k,l)

La visibilité obtenue entre les récepteurs k et l s'écrit sous la forme complexe suivante :

$$V(u, v) = V_{ikl}(u, v) + jV_{qkl}(u, v) \quad (2.14)$$

Cependant, la corrélation complexe nécessite d'employer un récepteur élémentaire radiométrique qui n'est pas à puissance totale comme ceux détaillés dans la première partie du manuscrit. En effet, le signal obtenu par détection directe est une tension proportionnelle à la puissance du signal mesuré. Or on a besoin ici des informations en phase et en quadrature du signal mesuré pour récupérer la partie réelle et imaginaire de la visibilité. L'emploi d'une détection quadratique de type I/Q (*Inphase/Quadrature*) est donc nécessaire. La cohérence entre les signaux est maintenue si on utilise comme référence le même oscillateur pour chaque récepteur ainsi que la même longueur de câble (ou lignes) les reliant afin d'éviter des déphasages.

En radiométrie l'information mesurée est la brillance spectrale d'une scène quantifiée par sa température de bruit équivalente. La mesure physique est assimilable à une puissance de bruit.

La question de l'existence des parties réelle et imaginaire de la brillance spectrale se pose. En réalité ce problème ne se pose pas, car on ne s'intéresse pas à la phase et au module du signal mesuré implicitement, mais à l'angle incident d'arrivée du signal sur les antennes. La technique de synthèse d'ouverture consiste à déterminer la cohérence spatiale par corrélation complexe d'un même signal reçu sur deux antennes distinctes (c'est-à-dire en fonction de θ et ϕ , les angles d'arrivée du signal dans un repère en deux dimensions). En effet, le fait de distinguer ce signal en phase et en quadrature en sortie des antennes va permettre de retrouver après corrélation le déphasage du signal issu de ces deux antennes qui correspond en partie à la différence entre leurs angles d'arrivée.

Il est intéressant de noter que cette modification ne s'applique pas au récepteur central. Ce dernier est dédié à la mesure de la fonction de cohérence spatiale à la fréquence angulaire nulle. Il permet de fournir la température équivalente de bruit moyenne de la scène, donc pour ce récepteur, le radiomètre à addition de bruit est bien approprié. Il constitue en fait le récepteur de référence et définit l'origine du repère dans lequel l'image de la scène observée sera reconstruite.

La directivité de l'antenne centrale peut être différente de celles des autres antennes, on peut par exemple choisir une antenne plus directive pour une meilleure précision de la mesure de la température équivalente de bruit moyenne de la scène, à condition d'illuminer correctement la scène.

6. Traitement des données radiométriques

Le premier chapitre de cette partie développe le principe, la démarche de conception et les caractéristiques théoriques d'un dispositif interférométrique idéal. Cependant pour pouvoir reconstruire une image de la scène observée, il est indispensable de prendre en compte les erreurs introduites sur la mesure par les éléments de l'interféromètre, mais aussi par les limites de l'acquisition numérique des données radiométriques et du traitement de signal.

Ces erreurs peuvent être classées en deux catégories.

- La première comprend les imperfections physiques, dues à la conception du système. Les composants utilisés tels que les antennes, les filtres et la détection hétérodyne déforment le signal radiométrique mesuré par exemple par des effets de décorrélation spatiale ou encore des erreurs de phase. Le fait de concevoir un dispositif multi-récepteurs augmente les erreurs dues aux composants. En effet, malgré une réalisation a priori identique de chaque récepteur, les dispersions technologiques vont conduire à des comportements légèrement différents, ce qui va induire l'apparition d'erreurs de phase.
- Pour la deuxième catégorie, il s'agit des erreurs créées lors de l'acquisition des données par la conversion analogique-numérique (CAN) et celles susceptibles de survenir lors de la corrélation. Ces imperfections sont propres au traitement du signal, elles correspondent aux phénomènes de fenêtrages dus aux limites imposées par la taille des données et les bornes de la fenêtre de visualisation du domaine fréquentiel.

Tous ces points sont donc à prendre en compte dans le traitement de signal lors de la reconstruction d'image. La connaissance des facteurs d'erreurs possibles est importante car elle permet de déterminer le comportement critique des composants à développer ou à choisir pour limiter leur influence sur la température équivalente de bruit mesurée. En fonction de la tolérance d'erreur acceptable, il est possible de compenser en partie ces erreurs via les calibrages à effectuer.

6.1. Effets des imperfections du système

Pour étudier l'influence des imperfections du système interférométrique sur la mesure radiométrique, on s'intéresse dans un premier temps à une chaîne élémentaire fournissant la visibilité pour une ligne de base (u, v) . L'architecture de cette chaîne est donnée à la Fig 2.7. Il

s'agit d'un couple d'antennes (k,l) et de leur récepteur associé, de l'élément de numérisation et du corrélateur complexe. Le premier facteur d'erreur de la chaîne est donc le comportement réel des antennes utilisées. Ensuite le module de détection hétérodyne peut être générateur d'erreurs du fait du comportement des filtres, des pertes et de l'isolation limitée des mélangeurs et du bruit de phase de l'oscillateur local nécessaires à la détection en phase et en quadrature du signal radiométrique. La phase de numérisation et la corrélation complexe ont aussi une influence sur la cohérence spatiale obtenue.

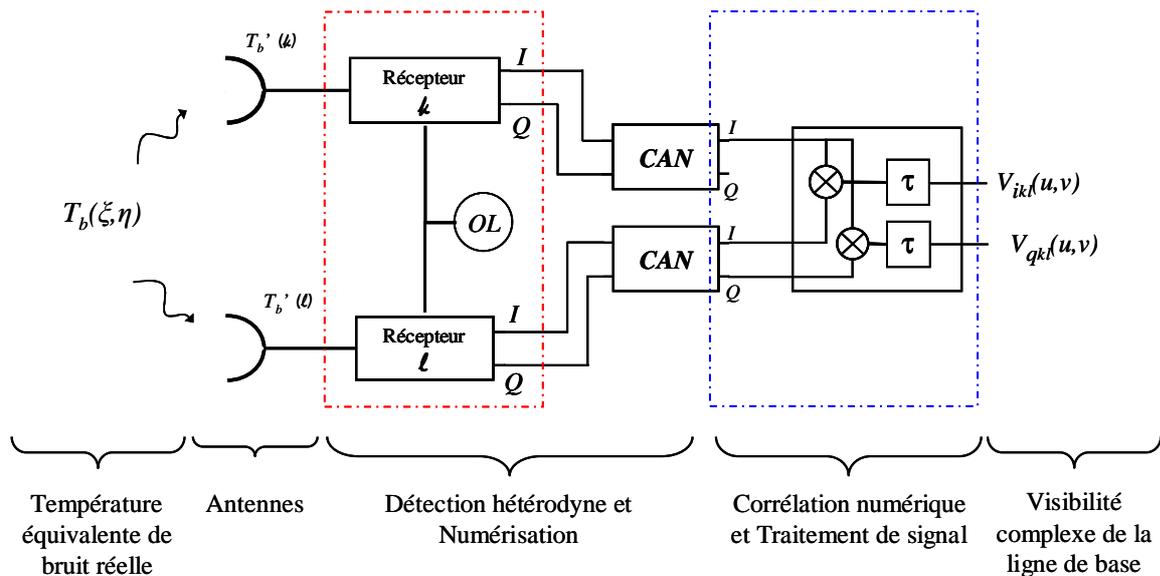


Fig 2. 7 - Architecture d'un couple de récepteur (k,l) fournissant la visibilité d'une ligne de base (u,v)

La figure 2.7 rappelle l'architecture d'une ligne de base.

6.1.1. Description du radiomètre élémentaire

Tout d'abord nous rappelons l'architecture du radiomètre élémentaire disposé sur les bras de l'interféromètre en Y (Fig 2. 8). Le premier module du récepteur permet d'amplifier le signal mesuré et de fixer la bande passante de la mesure. Ensuite pour obtenir les signaux en phase et en quadrature nous utilisons une **démodulation I/Q** (ou de type *Modulation d'Amplitude Quadratique*, QAM) assurant la détection du signal.

Le démodulateur est composé, d'une part, d'un mélangeur permettant d'obtenir le signal IF en phase à partir du signal de l'oscillateur local et, d'autre part, d'un mélangeur fournissant le signal IF en quadrature à partir du signal de l'oscillateur local déphasé de -90° . Le schéma correspondant est donné sur la figure 2.9.

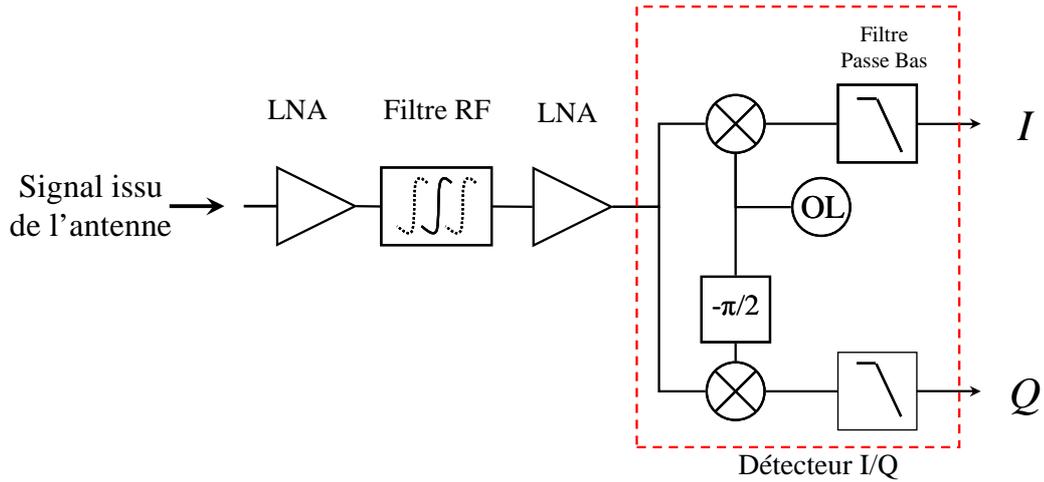


Fig 2. 8 - Schéma du radiomètre élémentaire de l'interféromètre

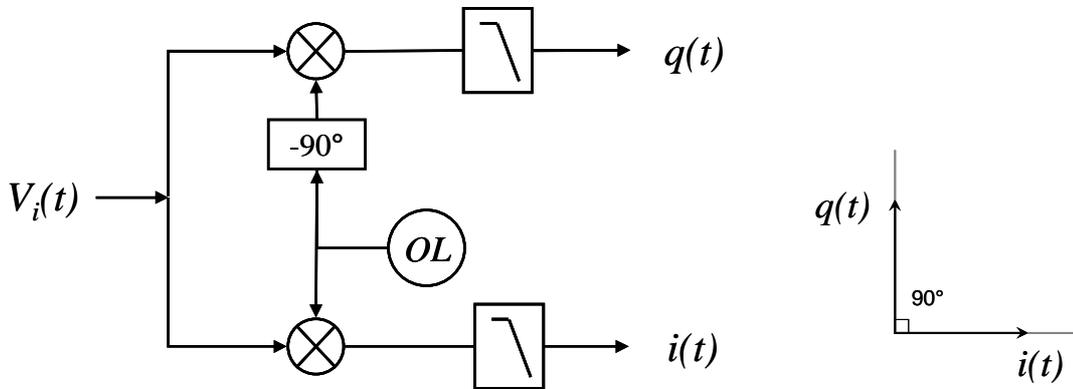


Fig 2. 9 - Schéma d'un démodulateur de type QAM et les composantes en phase et en quadrature

En notant $\phi_i(t)$ le déphasage du signal reçu sur l'antenne, $s_i(t) = S_i(t) \cos(\omega_{RF}t + \phi_i(t))$ le signal à l'entrée du démodulateur $i(t)$ et $s_{OL}(t) = \cos(\omega_{OL}t)$ le signal de l'oscillateur local, la relation mathématique du fonctionnement du démodulateur I/Q est la suivante :

$$q(t) = s_i(t)s_{OL}(t - 90) = -S_i(t) \cos(\omega_{RF}t + \phi_i(t)) \sin(\omega_{OL}t)$$

$$q(t) = -\frac{S_i(t)}{2} [\sin(\omega_{IF}t + 2\omega_{OL}t + \phi_i(t)) - \sin(\omega_{IF}t + \phi_i(t))]$$

et $i(t) = s_i(t)s_{OL}(t) = S_i(t) \cos(\omega_{RF}t + \phi_i(t)) \cos(\omega_{OL}t)$

$$i(t) = \frac{S_i(t)}{2} [\cos(\omega_{IF}t + 2\omega_{OL}t + \phi_i(t)) + \cos(\omega_{IF}t + \phi_i(t))]$$

En ajoutant un filtre passe-bas en sortie de chaque mélangeur, on obtient les signaux en bande de base suivants :

$$\begin{cases} q_i(t) = S_i(t) \sin(\phi_i(t)) \\ i_i(t) = S_i(t) \cos(\phi_i(t)) \end{cases} \quad (2.15)$$

La figure 2.10 illustre l'impact de la démodulation QAM sur le spectre. En mélangeant le signal mesuré avec celui de l'oscillateur local, on sélectionne la bande de fréquence IF après filtrage.

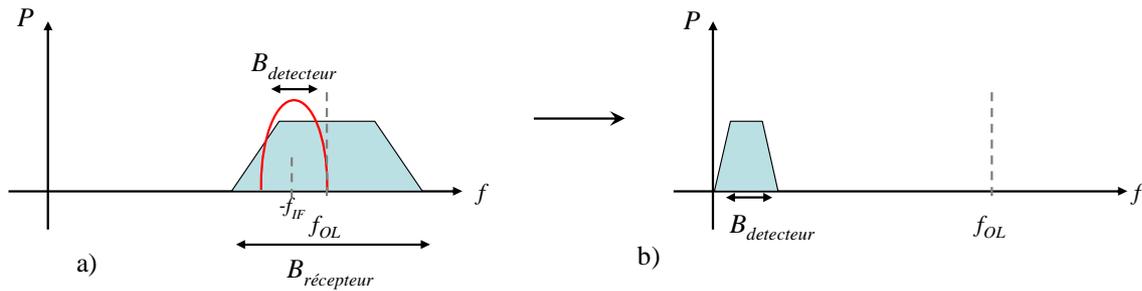


Fig 2. 10 - Démodulation QAM a) spectre avant démodulation, b) spectre après démodulation

Sur la figure 2.6, les signaux en sortie des deux démodulateurs k et l sont corrélés entre eux pour obtenir la visibilité complexe correspondante V_{kl} (après conversion analogique/numérique). Le résultat de cette corrélation est donné par l'équation (2.16) :

$$\begin{aligned} V_{kl} &= \frac{1}{2} \langle s_k(t) s_l^*(t) \rangle \\ V_{kl} &= \langle S_k(t) S_l(t) \rangle \langle \cos(\phi_k(t)) \cos(\phi_l(t)) \rangle + i \langle S_k(t) S_l(t) \rangle \langle \cos(\phi_k(t)) \sin(\phi_l(t)) \rangle \end{aligned} \quad (2.16)$$

Rappelons que la ligne de base $V(0,0)$ est constituée d'un radiomètre à addition de bruit, nous en expliquerons les raisons dans la partie concernant la procédure de calibrage. Si on associe $s_k(t)$ et $s_l(t)$ aux signaux correspondant à la température équivalente de bruit T_b mesurées sur les antennes k et l on retrouve l'expression (2.4) pour une ligne de base (u, v) :

$$V_{kl}(u, v) = V_{ikl}(u, v) + jV_{qkl}(u, v) = \iint_{\sqrt{\xi^2 + \eta^2} \leq 1} \frac{T_b(\xi, \eta)}{\sqrt{1 - \xi^2 - \eta^2}} e^{-2j\pi(u\xi + v\eta)} d\xi d\eta$$

6.1.2. Erreurs apportées par les antennes

Le premier élément de la chaîne de réception est le couple d'antennes. Lors de l'introduction du théorème de **Van Cittert-Zernicke**, nous avons considéré des antennes identiques et parfaites, c'est-à-dire que nous avons négligé les effets des diagrammes de rayonnement sur la température équivalente de bruit mesurée, notamment la forme de ceux-ci et l'influence des lobes secondaires.

Or la puissance disponible en sortie d'une antenne réelle dépend de son diagramme de rayonnement F_n . Cette fonction peut s'écrire de la forme définie par la relation (2.17), où $D_n(\theta, \phi)$ est la directivité de l'antenne et $\Delta_n(\theta, \phi)$ sa variation de phase.

$$F_n(\theta, \phi) = D_n(\theta, \phi) e^{j \frac{2\pi}{\lambda_0} \Delta_n(\theta, \phi)} \quad (2.17)$$

La figure 2.11 montre la géométrie du rayonnement incident d'une distribution de brillance $B(\theta, \phi)$ sur le diagramme de rayonnement de l'antenne. Considérons maintenant que la direction incidente est orientée selon l'axe z et que la brillance spectrale B n'est plus observée sur le maximum du diagramme de rayonnement ($\theta = 0$). La puissance reçue en sortie de l'antenne est donnée par la relation (2.18) [57].

$$P = \frac{1}{2} A_r \int_f^{f+B} \int_{4\pi} B_f(\theta, \phi) |F_n(\theta, \phi)|^2 d\Omega df \quad (2.18)$$

Cette puissance prend en compte la fonction du gain de l'antenne normalisé $|F_n(\theta, \phi)|^2$ (ou diagramme de rayonnement normalisé) ainsi que la surface effective A_r de celle-ci. La relation tient aussi compte du fait que la brillance spectrale dépend de la fréquence et de la bande passante B des antennes de réception.

Il faut donc envisager une modélisation des diagrammes de rayonnement de chaque antenne afin de tenir compte de leur influence sur la température de brillance mesurée. Ainsi pour un couple d'antennes (k, l) on introduit leurs modèles de gain respectifs $F_k(\theta, \phi)$ et $F_l(\theta, \phi)$ et leurs angles solides équivalents Ω_k et Ω_l . Ainsi la relation (2.4) devient :

$$V_{kl}(u, v) = \frac{1}{\sqrt{\Omega_k \Omega_l}} \iint_{\sqrt{\xi^2 + \eta^2} \leq 1} F_k(\xi, \eta) F_l^*(\xi, \eta) \tilde{T}_b(\xi, \eta) e^{-2j\pi(u\xi + v\eta)} d\xi d\eta \quad (2.19)$$

La notation F^* désigne le complexe conjugué du gain. Cette relation ne tient pas compte de la limitation de la bande passante du récepteur.

Un deuxième facteur d'erreur lors de l'utilisation d'un réseau d'antennes tel que le dispositif interférométrique étudié est le couplage entre les antennes. La structure 'Y' est composée d'antennes séparées d'une distance d (sur un même bras) qui est relativement petite aux fréquences envisagées pour respecter le recouvrement des champs de vue. L'influence des lobes secondaires, accentuée par cette proximité entre les antennes, risque de modifier leur diagramme de rayonnement. Ce phénomène est modélisable mais son calibrage est complexe car il nécessite d'injecter un bruit sur chacune des antennes de l'interféromètre. En choisissant des antennes plaquées possédant un plan de masse sur l'une des faces, on peut envisager d'atténuer ce phénomène de couplage. Deux types d'antennes sont très intéressants dans ce cas : les antennes Yagi et les antennes Vivaldi [59][60]-[67].

Enfin, il faut aussi tenir compte des erreurs de position. La précision lors du montage du dispositif interférométrique est importante car les distances entre antennes et la taille de la structure sont prises en compte lors de la reconstruction d'image (cf Chapitre 7). En connaissant leur position on peut déterminer celle des cibles émettrices de la scène. La tolérance dépend de la précision en position désirée.

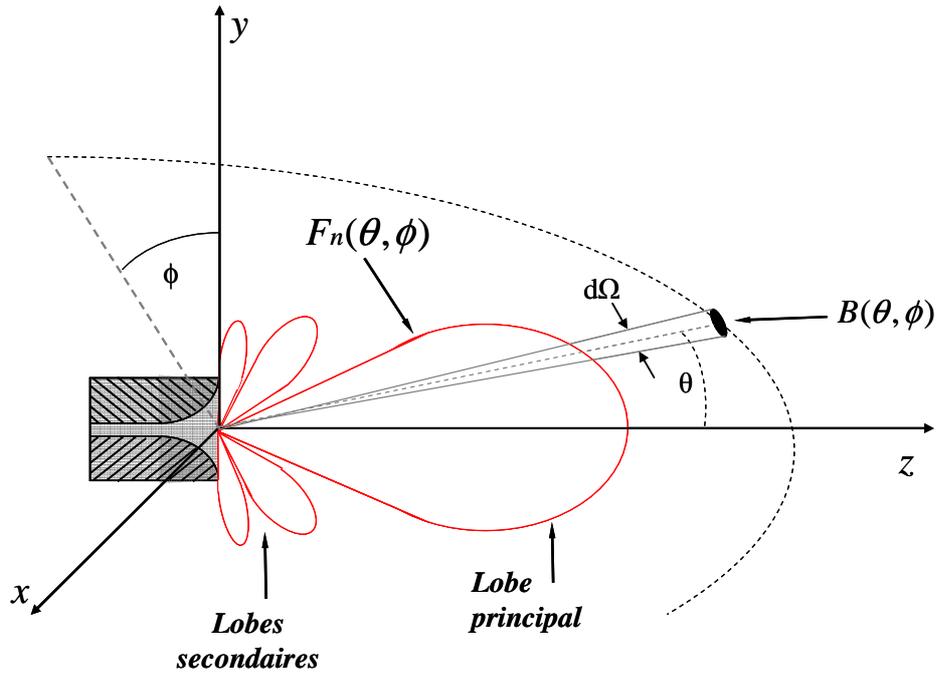


Fig 2. 11 - Géométrie du rayonnement incident d'une distribution de brillance $B(\theta, \phi)$ sur le diagramme de rayonnement d'une antenne de type Vivaldi

6.1.3. Imperfections des récepteurs hétérodynes

Après avoir énuméré les erreurs apportées par les antennes réelles sur la mesure nous nous intéressons maintenant aux phénomènes créés par le dispositif de réception radiométrique. En s'appuyant sur les travaux présentés dans [68] et [69], nous résumons ici les facteurs d'erreur en phase, en fréquence et en amplitude ainsi que le phénomène de décorrélation spatiale globale de cette chaîne.

6.1.3.a. Erreurs générées par le canal de réception

Le premier facteur d'erreur développé est lié au comportement d'un récepteur radiométrique hétérodyne. En ignorant les effets des LNA dont les fluctuations de gain pourront être corrigées par un calibrage périodique, le récepteur étudié est composé d'un filtre passe bande suivi d'un détecteur I/Q fonctionnant avec un oscillateur local à la fréquence f_0 . Ainsi, si on considère que la fonction de transfert équivalente de la chaîne est comparable à la fonction d'un filtre gaussien on peut introduire la relation suivante [70]:

$$H(f) = \alpha_n e^{-\frac{\pi(f-f_n)^2}{2 B_n^2}} e^{-j2\pi(f-f_n)\tau_s} e^{-j\phi_n} \quad (2.20)$$

où α_n est le facteur de gain,

- f_0 est la fréquence de l'oscillateur local OL,
- $f_n = f_0 + \Delta f_n$ est la fréquence centrale du filtre,
- $B_n = B + \Delta B_n$ est la bande passante de bruit du filtre,
- τ_g est le temps de groupe de l'OL,
- ϕ_n est la phase du filtre à laquelle s'ajoute celle de l'OL dans le démodulateur I/Q.

On peut alors déterminer la fonction de décorrélation pour deux chaînes 1 et 2 sur la mesure par la relation (2.21).

$$\tilde{r}\left(\tau = -\frac{\Delta r}{c}\right) = F^{-1}\left[H_1(f + f_0)H_2^*(f + f_0)u(f + f_0)\right] = \underbrace{\frac{B'}{\sqrt{B_1 B_2}}}_{A} e^{\frac{\pi(\Delta f_1 - \Delta f_2)}{2(B_1^2 + B_2^2)}} e^{-\pi(\tau - \Delta \tau_g)^2 B'^2} e^{j2\pi \Delta f' \tau} \underbrace{e^{-j\phi_v}}_{\Phi_V} \quad (2.21)$$

Sur cette relation deux facteurs d'erreur apparaissent, le premier un facteur lié à l'amplitude A et le second à la phase Φ_V . On définit $\Delta f'$ comme la déviation de la fréquence centrale de la fonction de décorrélation :

$$\Delta f' = \frac{\Delta f_1 B_2^2 + \Delta f_2 B_1^2}{B_1^2 + B_2^2} \approx \frac{\Delta f_1 + \Delta f_2}{2} - \frac{\Delta B_2 + \Delta B_1}{2B} (\Delta f_1 - \Delta f_2) \quad (2.22)$$

B' est la bande passante de bruit équivalente de cette ligne de base:

$$B' = \frac{\sqrt{2} B_1 B_2}{\sqrt{B_1^2 + B_2^2}} \quad (2.23)$$

$$\frac{B'}{\sqrt{B_1 B_2}} = \sqrt{2} \sqrt{\frac{B_1 B_2}{B_1^2 + B_2^2}} \approx 1 + \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta B_1}{B} - \frac{\Delta B_2}{B} \right)^2 \quad (2.24)$$

En notant $\Delta\tau_g = \tau_{g1} - \tau_{g2}$ le décalage du temps de groupe entre les deux fréquences de l'oscillateur local, on peut ainsi exprimer le décalage de phase Φ_V :

$$\Phi_V = \Phi_1 - 2\pi f_0 \tau_{g1} - \Phi_2 + 2\pi f_0 \tau_{g2} + 2\pi \Delta f' \Delta\tau_g \quad (2.25)$$

$$\begin{aligned} \Phi_V = & \left[\Phi_1 - 2\pi f_0 \tau_{g1} + 2\pi \frac{\Delta f_1}{2} \left(1 - \frac{\Delta B_1}{B} \right) \Delta\tau_{g1} \right] + \left[\Phi_2 - 2\pi f_0 \tau_{g2} + 2\pi \frac{\Delta f_2}{2} \left(1 - \frac{\Delta B_2}{B} \right) \Delta\tau_{g2} \right] + \\ & (\Delta f_1 - \Delta f_2) \left(\frac{\Delta B_1}{B} \Delta\tau_{g2} + \frac{\Delta B_2}{B} \Delta\tau_{g1} \right) + \frac{\Delta f_2}{2} \Delta\tau_{g1} \left(1 + \frac{\Delta B_1}{B} \right) - \frac{\Delta f_1}{2} \Delta\tau_{g2} \left(1 + \frac{\Delta B_2}{B} \right) \end{aligned} \quad (2.26)$$

On peut distinguer trois termes dans la relation (2.26). Les deux premiers sont les erreurs en phase propres à chaque récepteur et le dernier est l'erreur indissociable du couple de récepteurs, soit $\Phi_V = \theta_{p1} - \theta_{p2} + \phi_{12}$.

En reprenant la relation (2.15) et en introduisant les erreurs de phase θ_p et de quadrature θ_q illustrées par la figure 2.12 on obtient :

$$\begin{cases} q_i^{err}(t) = S_i(t) \cdot \sin(\phi_i(t) + \theta_{pi} - \frac{\theta_{qi}}{2}) \\ i_i^{err}(t) = S_i(t) \cdot \cos(\phi_i(t) + \theta_{pi} + \frac{\theta_{qi}}{2}) \end{cases} \quad (2.27)$$

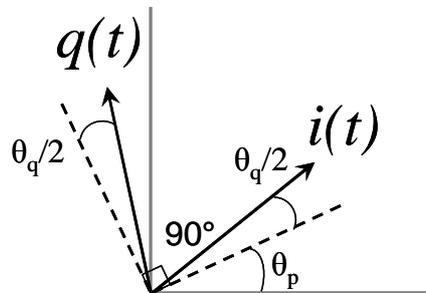


Fig 2. 12 - Erreurs en phase et en quadrature

6.1.3.b. Erreurs d'une ligne de base composée de deux récepteurs et d'un corrélateur

Nous venons d'énumérer les erreurs apportées par un récepteur radiométrique seul, cependant la mesure de visibilité consiste à déterminer la cohérence spatiale d'un signal reçu entre deux récepteurs. Il convient donc d'étudier les erreurs possibles sur une ligne de base composée de récepteurs et d'un corrélateur (cf Fig 2. 7). En effet, deux récepteurs réalisés ne sont pas totalement identiques et donc des erreurs de phase, d'amplitude et de fréquence ou encore de délai (décorrélacion spatiale) sont introduites [70]. On parle ici d'erreurs de ligne de base.

Erreurs en phase du récepteur

En supposant que la fonction de transfert du récepteur peut être approximée par une fonction gaussienne [71], l'erreur en phase issue de la relation (2.25) est la suivante :

$$\Phi_{12} = (\Delta f_1 - \Delta f_2) \left(\frac{\Delta B_1}{B} \Delta \tau_{g2} + \frac{\Delta B_2}{B} \Delta \tau_{g1} \right) + \frac{\Delta f_2}{2} \Delta \tau_{g1} \left(1 + \frac{\Delta B_1}{B} \right) - \frac{\Delta f_1}{2} \Delta \tau_{g2} \left(1 + \frac{\Delta B_2}{B} \right) \quad (2.28)$$

- $f_i = f_{OL} + \Delta f_i$ est la fréquence centrale du filtre passe-bande i ,

- $B_i = B + \Delta B_i$ est la bande passante du filtre,

- $\Delta \tau_{gi}$ est la variation du temps de groupe de l'oscillateur au niveau du mélangeur i entre deux récepteurs.

Cette erreur, qui dépend des deux récepteurs considérés et plus particulièrement des filtres passe-bande utilisés, ne peut pas être calibrée. Une étude importante est donc nécessaire pour déterminer le type de filtre à utiliser afin de minimiser l'erreur sur la différence de phase entre les signaux mesurés.

Erreurs en amplitude du récepteur

Nous avons montré que la fonction de décorrélacion de la chaîne de réception ajoutait un facteur d'amplitude A sur la mesure lié au couple fournissant la visibilité (cf équation (2.21)). En prenant en compte la relation (2.24), l'erreur en amplitude ΔA est :

$$A = \left[1 + \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta B_1}{B} - \frac{\Delta B_2}{B} \right)^2 \right] \left\{ 1 + \frac{\pi}{4} \left[\left(\frac{\Delta f_1}{B} \right)^2 - \left(\frac{\Delta f_2}{B} \right)^2 \right] \right\} = 1 + \Delta A \quad (2.29)$$

Cette variation d'amplitude n'est généralement pas très importante par rapport aux erreurs de phase, mais elle peut modifier le rapport signal à bruit du récepteur.

Erreurs de décorrélation

Des différences de retards peuvent être introduites par les réponses des filtres et les lignes de transmission, ce qui risque de conduire à une décorrélation du signal et donc ajouter une erreur d'amplitude. Cette erreur ne peut pas être calibrée car elle dépend, entre autres, de la direction (ξ, η) d'arrivée sur les antennes. Il a été démontré que cette erreur est négligeable à

condition que la variation de temps de groupe $\Delta \tau_{gm}$ soit inférieure à $\frac{u\xi + v\eta}{f_0} \Big|_{\max}$ [72].

Erreurs générées par le mélangeur et l'oscillateur local

Un mélangeur est caractérisé par sa bande passante, ses pertes de conversion L_c et son isolation L_i (cf Fig 2. 13).

$$s_{OL}(t) = A(1 + m_n(t))e^{j(\omega_{OL}t + \phi_n(t))} + n(t) \quad (2.30)$$

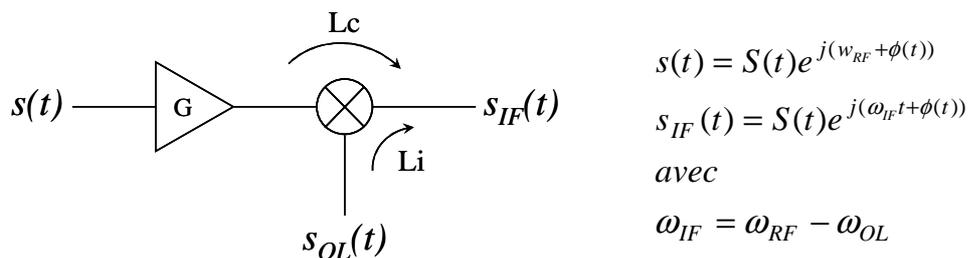


Fig 2. 13 - Conversion de fréquence

Le signal de l'oscillateur local OL peut être exprimé par la relation (2.30), où $m_n(t)$ est sa fluctuation d'amplitude, $\phi_n(t)$ son bruit de phase et $n(t)$ son bruit thermique large bande.

Dans un premier temps, nous considérons uniquement l'influence du bruit d'amplitude sur le signal en sortie du mélangeur (équation (2.31)). Si le temps d'intégration de la corrélation est plus grand que la période de fluctuation d'amplitude les effets sont négligeables car cette

fluctuation est moyennée et dans le cas contraire il apparaît un facteur de gain sur le signal corrélé, soit :

$$s_{IF}(t) = \sqrt{\frac{L_c}{GL_i}} S(t) e^{j(\omega_{IF}t + \phi(t))} \quad (2.31)$$

Concernant le bruit de phase de l'oscillateur local, le signal en sortie du mélangeur est donné par la relation (2.32). Il s'avère que ce bruit de phase n'a pas d'effet sur le signal corrélé si on utilise le même oscillateur local pour les deux récepteurs, il apparaît uniquement un facteur de gain correspondant aux paramètres du mélangeur (équation (2.33)).

$$s_{IF}(t) = \sqrt{\frac{L_c}{GL_i}} S(t) e^{j(\omega_{IF}t + \phi(t) + \phi_n(t))} \quad (2.32)$$

$$V_{12} = \frac{1}{2} \langle s_{IF_1}(t) s_{IF_2}^*(t) \rangle = \frac{1}{2} \frac{GL_c}{L_i} \langle S_1(t) S_2(t) e^{j(\phi_k(t) + \phi(t))} \rangle \quad (2.33)$$

Le dernier terme à prendre en compte est le bruit thermique de l'oscillateur local. Ce bruit thermique peut s'écrire sous la forme :

$$n(t) = S_{n_{th}}(t) e^{j(\omega_0 t + \phi_{n_{th}}(t))} \quad (2.34)$$

À condition que le niveau de bruit soit nettement inférieur à l'amplitude du signal de l'oscillateur local, le signal disponible en sortie du mélangeur est donné par la relation (2.35). On remarque que le deuxième terme de l'équation est équivalent à un bruit corrélé ajouté sur le signal d'entrée $s(t)$ (équation (2.36)).

$$s_{IF}(t) = \sqrt{\frac{G}{L_c}} S(t) e^{j(\omega_{IF}t + \phi(t))} + \sqrt{\frac{1}{L_i}} S_{n_{th}}(t) e^{j(\omega_{IF}t + \phi_{n_{th}}(t))} \quad (2.35)$$

$$s(t) = S(t)e^{j(\omega_{IF}t + \phi(t))} + \sqrt{\frac{L_c}{GL_i}} S_{n_{th}}(t)e^{j(\omega_{IF}t + \phi_{n_{th}}(t))} \quad (2.36)$$

La corrélation fait donc apparaître un offset sur la visibilité mesurée (équation (2.37)) :

$$V_{12} = \frac{1}{2} \langle s_{IF_1}(t) s_{IF_2}^*(t) \rangle = V_{12} + \frac{L_c}{GL_i} k_B T_{OL} B \quad (2.37)$$

où T_{OL} est la température physique de l'oscillateur local.

Erreurs générées par le corrélateur

Généralement les erreurs générées par la corrélation dépendent du corrélateur utilisé. Cependant on peut envisager deux types d'erreurs dans le cas d'un corrélateur numérique: des erreurs de seuil des comparateurs et des erreurs de jitter.

6.1.4. Phénomène de décorrélation spatiale

Nous venons d'introduire les effets « physiques » du système sur la mesure de la température équivalente de bruit de la scène et sur les données radiométriques au niveau du traitement de signal pour la reconstruction d'image. Ces imperfections affectent la mesure en y insérant des distorsions en phase et en amplitude. Maintenant, nous détaillons l'influence de la limite de la bande passante sur le signal mesuré au niveau du traitement de signal spatial des données radiométriques [73]. On parle de phénomène de décorrélation spatiale. En filtrant le signal autour de la fréquence centrale f_0 sur une bande passante B , la relation 2.4 doit être sommée entre $f_0 - B/2 \leq f \leq f_0 + B/2$, soit :

$$V_{kl}(u, v) = \frac{1}{B} \int_{f_0}^{f_0+B} \iint_{\sqrt{\xi^2 + \eta^2} \leq 1} \tilde{T}_b(\xi, \eta) e^{-2j\pi \frac{f}{c}(d_1\xi + d_2\eta)} d\xi d\eta df \quad (2.38)$$

où $\frac{1}{B}$ est un coefficient introduit pour la normalisation. Les fréquences angulaires s'expriment sous la forme $u = d_1/\lambda$ et $v = d_2/\lambda$. En développant le seul terme dépendant de la

fréquence, on introduit un retard géométrique noté τ_{kl}^g (correspondant au retard du signal entre les deux antennes).

$$\frac{1}{B} \int_{f_0}^{f_0+B} e^{-2j\pi\frac{f}{c}(d_1\xi+d_2\eta)} df = e^{-2j\pi\frac{f}{c}(d_1\xi+d_2\eta)} \operatorname{sinc}\left(B\frac{d_1\xi+d_2\eta}{c}\right) \quad (2.39)$$

$$\tau_{kl}^g = \frac{d_1\xi+d_2\eta}{c} = \frac{u\xi+v\eta}{f_0} \quad (2.40)$$

En reportant la fonction $\tilde{r}_{kl}(\xi, \eta) = \operatorname{sinc}(B\tau_{kl}^g)$ dans la relation (2.38), on obtient l'expression :

$$V_{kl}(u, v) = \iint_{\sqrt{\xi^2+\eta^2} \leq 1} \tilde{T}_b(\xi, \eta) \tilde{r}_{kl}(\xi, \eta) e^{-2j\pi\frac{f}{c}(d_1\xi+d_2\eta)} d\xi d\eta \quad (2.41)$$

La fonction $\tilde{r}_{kl}(\xi, \eta)$ correspond au phénomène de « fringe washing » (lavage de frange). Il est assimilable à un coefficient qui viendrait atténuer l'amplitude du signal mesuré, en dégradant le rapport signal à bruit. Comme il dépend de la distance séparant les deux antennes et des cosinus directeurs, il va limiter la résolution spatiale sur les petits détails et aux bords du champ de vue.

Ce phénomène correspond donc à l'influence de la bande passante, délimitée par le filtre passe bande présent en début de chaîne. On peut définir la fonction $\tilde{r}_{kl}(\xi, \eta)$ pour des filtres quelconques (équation (2.42)).

$$\tilde{r}_{kl}(\xi, \eta) = \frac{1}{\sqrt{B_k B_l}} e^{-2j\pi\tau_{kl}^g f_0} \int_0^{+\infty} H_k(f-f_0) H_l^*(f-f_0) e^{2j\pi\tau_{kl}^g f} df \quad (2.42)$$

où H_i est la fonction caractéristique du filtre i (réponse impulsionnelle) dont la bande passante B_i est donnée par :

$$B_i = \int_0^{+\infty} |H_i(f)|^2 df \quad (2.43)$$

On remarque que cette fonction est liée à la fréquence de fonctionnement du récepteur.

Le coefficient $\tilde{r}_{kl}(\xi, \eta)$ est complexe si les filtres ne sont pas identiques.

Concrètement, au niveau du traitement du signal spatial pour la reconstruction d'image, la décorrélation spatiale correspond à une brusque coupure au bord de la bande passante dans le domaine fréquentiel, ce qui va introduire l'apparition d'oscillations radiométriques dans le domaine spatial. On peut comparer cela au phénomène qui apparaît quand on applique un fenêtrage sur un signal temporel, qui se traduit par une enveloppe de type sinus cardinal dans le domaine fréquentiel si cette fenêtre est rectangulaire. En reconstruction d'image, pour enlever les « pieds » de la fenêtre, c'est à dire diminuer l'amplitude des oscillations, la technique dite d'**apodisation** est utilisée.

La figure 2.14 présente le phénomène de décorrélation spatiale sur une mesure de température équivalente de bruit $T(x)$ (dans le domaine spatial) et $\hat{T}(u)$ (dans le domaine fréquentiel) par un fenêtrage rectangulaire $\hat{W}(u)$. La température équivalente de bruit reconstruite présente des oscillations au bord des créneaux, dues à la convolution avec le sinus cardinal dans le domaine spatial $T(x) * W(x)$. Sur le signal reconstruit, il apparaît clairement une dégradation de la résolution spatiale car il est difficile de déterminer précisément les limites du créneau. On observe également une dégradation de la sensibilité radiométrique causée par ces oscillations.

La solution est donc d'utiliser une fenêtre dont la transition est plus douce, ce qui permet de diminuer l'amplitude des oscillations [74][75][76][77] (Fig 2. 15) au détriment de la résolution spatiale.

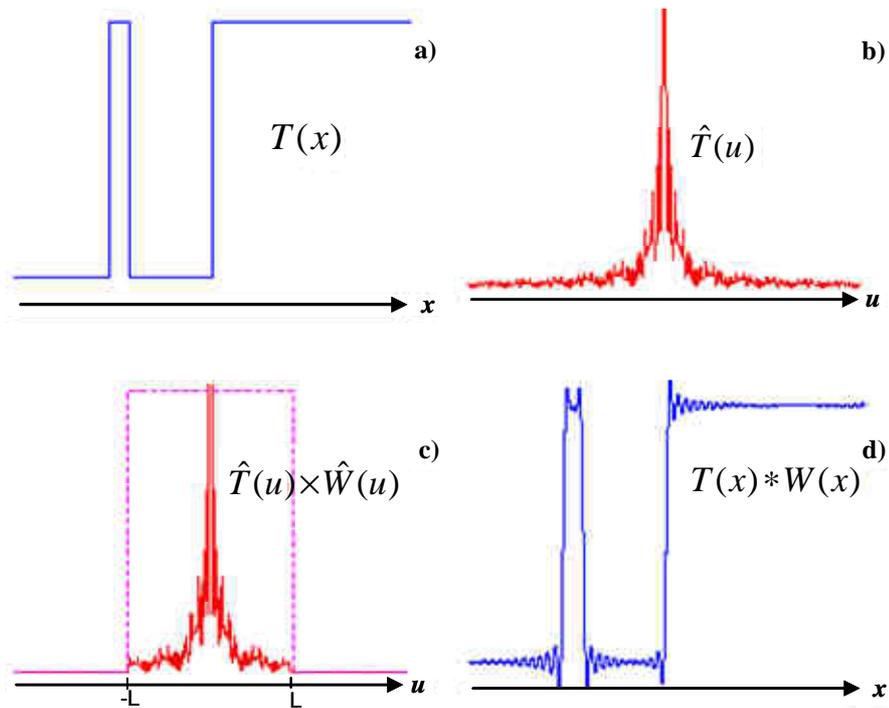


Fig 2. 14 - Phénomène de Gibbs : a) distribution radiométrique observée, b) sa transformée de Fourier ; c) fenêtrage rectangulaire fréquentiel d) effets du fenêtrage rectangulaires lors de la restitution de la distribution spatiale [74]

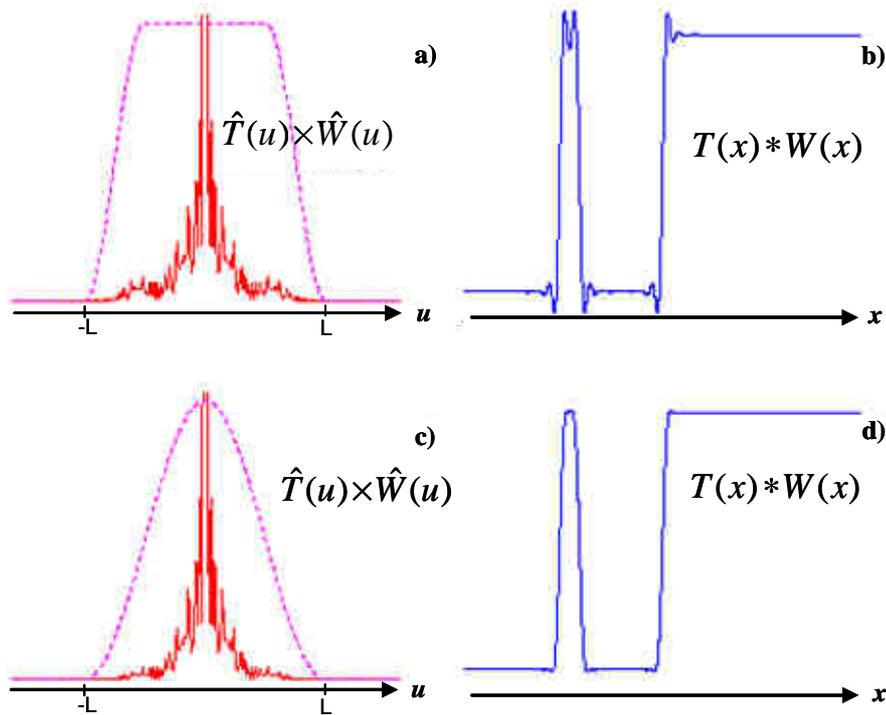


Fig 2. 15 - Exemples d'apodisation : le fait d'adoucir la transition au passage à zéro aux bords de la bande passante conduit à réduire l'amplitude des oscillations dans le domaine spatial b) mais au détriment de la résolution spatiale d) [74]

Comme pour le traitement de signal temporel, différentes fonctions de filtre usuellement utilisées pour atténuer ce phénomène existent. Les plus connues sont les fenêtres de **Hamming** [78], **Kaiser** [79], **Hanning** [80] et **Blackman** [81]. Nous donnons le tableau des fonctions d'apodisations traditionnelles en annexe. De manière générale, les fenêtres d'apodisation sont de type sinus cardinal, la différence provenant des largeurs du lobe principale et des lobes secondaires ainsi que de leur nombre. La figure 2.16 illustre la forme de la fenêtre en une et deux dimensions.

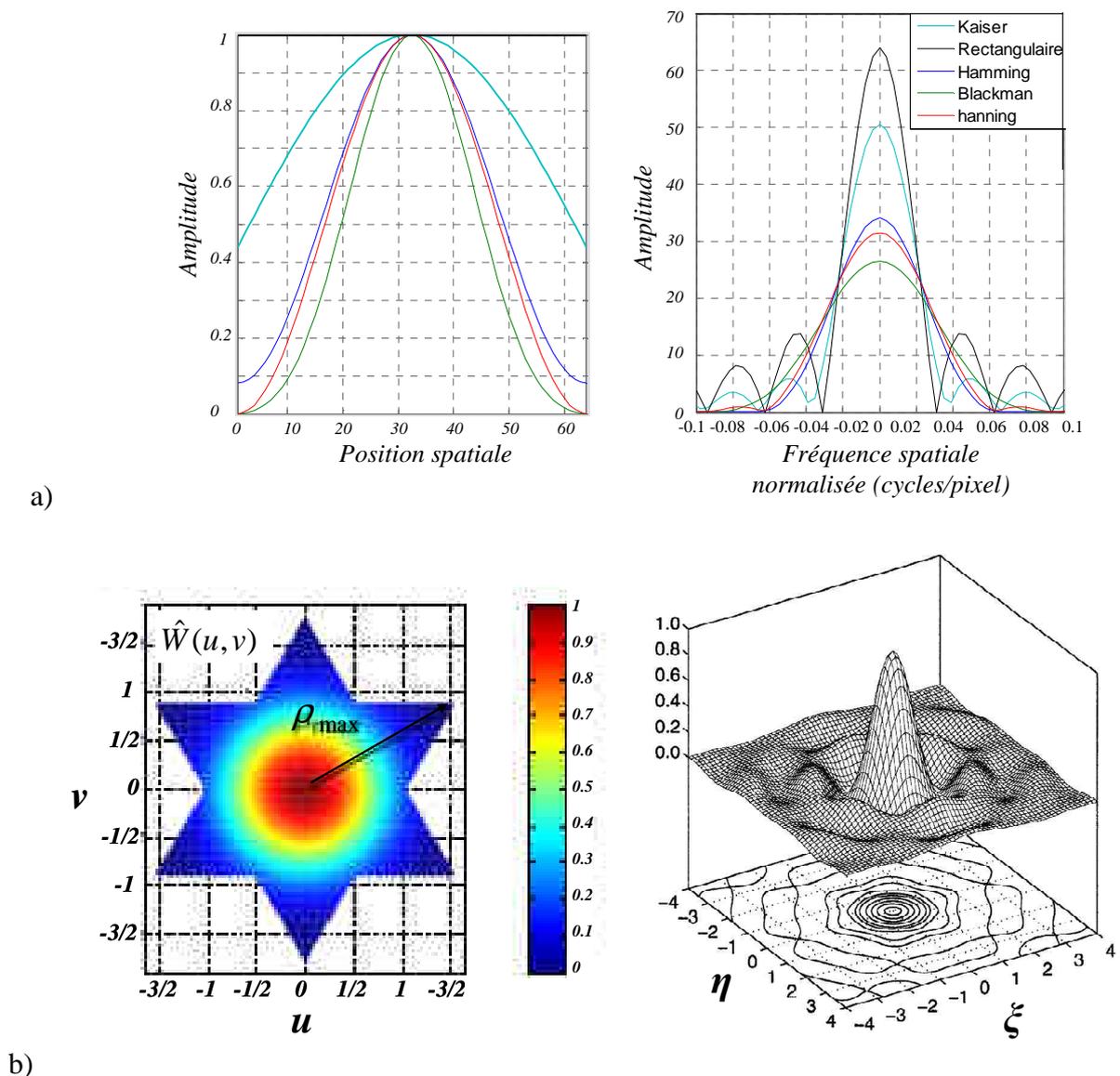


Fig 2. 16 - a) comparaison des fenêtres d'apodisation en 1D pour les fonctions Hamming, Hanning, Blackman , Kaiser ($\beta=2$) et Rectangulaire b) représentation en 2D d'une fonction de Blackman [82].

Il a été montré que les caractéristiques des fenêtres d'apodisation changent avec la configuration du réseau interférométrique [69]. Ainsi une géométrie en 'Y' permet une

meilleure résolution radiométrique au détriment de la sensibilité radiométrique. Il y a donc un compromis entre résolution radiométrique et sensibilité radiométrique dans le choix de la fenêtre d'apodisation. Les fenêtres traditionnelles sont des fonctions bidimensionnelles de la variable radiale $\bar{\rho} = \rho / \rho_{\max}$ (cf Annexe Tab 2.1) où ρ est la distance $\sqrt{u^2 + v^2}$ mesurée depuis la fréquence spatiale angulaire nulle à l'intérieur de la bande passante et où ρ_{\max} est égal à la plus grande de ces distances. Cependant il est nécessaire d'adapter la forme de ces fenêtres à la bande passante du dispositif. Ainsi, la déformation des fenêtres permet d'améliorer la hauteur des lobes secondaires et donc la sensibilité radiométrique, mais en contre partie la largeur du lobe principal augmente aussi, dégradant la résolution spatiale [69][83]. Cependant, il semble que les fenêtres **Blackman**, **Filler**, **Kaiser** et **Van der Mass** soient bien appropriées pour un interféromètre de géométrie en 'Y' (Fig 2. 17). Dans notre cas, une étude reste nécessaire pour déterminer celle qui convient le mieux au dispositif réalisé.

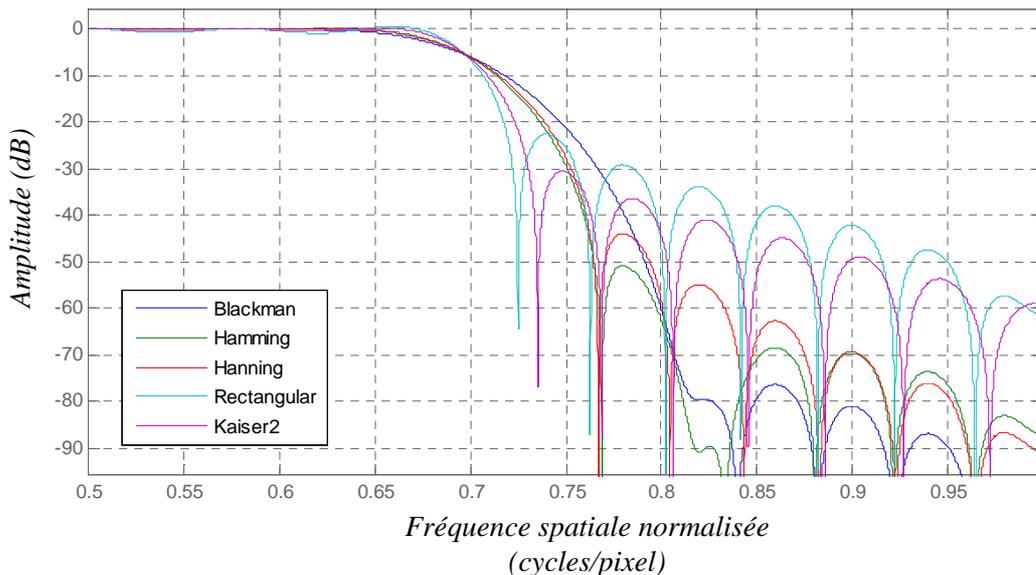


Fig 2. 17- Gabarit d'un filtre de Blackman, Hamming, Hanning et Kaiser

L'apodisation peut être effectuée soit sur les visibilité mesurées, soit sur l'image reconstruite. Dans le premier cas on peut perdre une partie de l'information contenue dans les données radiométriques et instrumentales telles que celles apportées par la redondance des lignes de base ; le deuxième cas induit une complexité lors de la reconstruction d'image.

En reprenant l'expression (2.19) de la relation de Van Cittert-Zernicke liant la visibilité à la température équivalente de bruit pondérée par la fonction du diagramme de

rayonnement des deux antennes considérées, nous pouvons obtenir une nouvelle relation prenant en compte l'influence du système sur la mesure radiométrique (Fig 2.20) :

$$V(u, v) = \frac{1}{\sqrt{\Omega_k \Omega_l}} \iint_{\sqrt{\xi^2 + \eta^2} \leq 1} F_k(\xi, \eta) F_l^*(\xi, \eta) \tilde{r}_{kl}(\xi, \eta) \tilde{T}_b(\xi, \eta) e^{-2j\pi(u\xi + v\eta)} d\xi d\eta \quad (2.44)$$

où $F_i(\xi, \eta)$ est le diagramme de rayonnement (ou fonction de gain) de l'antenne i et Ω_i son angle solide,

où $\tilde{T}_b(\xi, \eta)$ est la température équivalente de bruit modifiée.

Dans cette dernière relation, nous considérons que la fonction comprend le phénomène de décorrélation spatiale mais aussi les erreurs dues aux imperfections des récepteurs de la ligne de base. Une modélisation des récepteurs élémentaires et des antennes constituant l'interféromètre est nécessaire pour déterminer l'expression précise des termes $F_k(\xi, \eta)$, $F_l(\xi, \eta)$ et $\tilde{r}_{kl}(\xi, \eta)$. Cette étape nécessite donc la caractérisation de chacun d'entre eux car il est improbable qu'ils soient tous identiques dans leurs comportements (facteur de bruit, non-linéarité, etc.). Nous verrons par la suite la démarche à effectuer pour reconstruire l'image de la scène à partir de la relation 2.44 en cherchant la solution du problème inverse, c'est-à-dire en résolvant l'équation $\tilde{T}_b(\xi, \eta) = f\{V(u, v)\}$.

6.2. Choix de la corrélation numérique

6.2.1. Choix du corrélateur

La visibilité complexe est obtenue par la corrélation des informations en phase et en quadrature des signaux radiométriques mesurés par les récepteurs élémentaires. Le schéma typique d'un corrélateur est donné sur la figure 2.18.

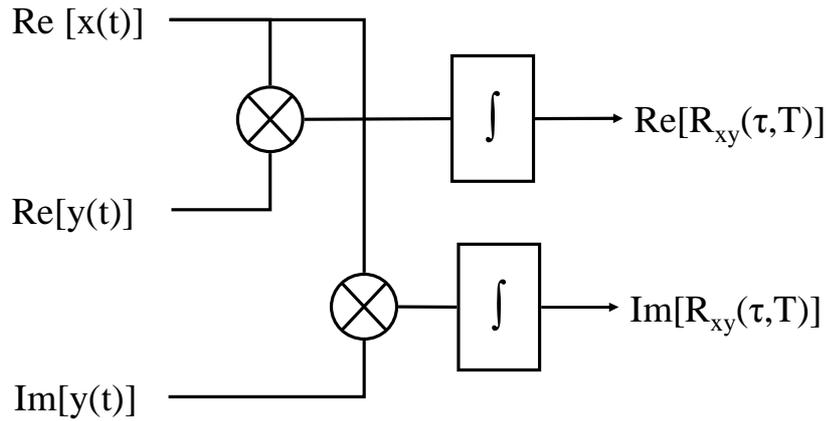


Fig 2. 18 - Topologie d'un corrélateur analogique

Il est constitué de deux mélangeurs suivis chacun par un intégrateur de constante τ (temps d'intégration). Pour un corrélateur analogique, l'intégrateur est souvent réalisé avec un filtre passe-bas. Théoriquement l'équation associée à ce schéma est donnée par la relation (2.45). Généralement, un corrélateur analogique n'est pas très précis car il est très difficile de réaliser un vrai intégrateur et donc on emploie bien souvent un pseudo-intégrateur ; il apparaît alors une erreur quantifiable par la relation (2.46).

$$R_{xy}(\tau, T) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t - \tau)dt \quad (2.45)$$

$$\frac{\varepsilon}{R_{xy \max}} = \frac{1}{\sqrt{BT}} \quad (2.46)$$

où $R_{xy \max}$ est la valeur maximale de l'intercorrélacion, B la bande passante du corrélateur et T la durée de mesure.

Si on utilise un corrélateur numérique, l'échantillonnage n'introduit aucune erreur s'il respecte le critère de Shannon. Dans notre cas le fait de quantifier le signal permet de n'envisager que 4 bits (voire moins) pour récupérer l'information car la densité de probabilité du signal est proche d'une gaussienne [85]. De plus, on peut monter que pour un signal gaussien l'information est contenue dans ses passages à zéro. Ainsi la fonction d'intercorrélacion de deux signaux gaussiens peut être calculée à partir du signe des signaux, on peut donc même se satisfaire d'une quantification sur un bit [86].

Dans notre cas, le corrélateur numérique 1B/2L fournit en sortie la visibilité complexe normalisée suivante [87]:

$$\mu_{12} = \mu_i + i\mu_q$$

$$\text{avec } \begin{cases} \mu_i = \frac{E[i_1(t)i_2(t)]}{\sqrt{E[i_1(t)i_1(t)]E[i_2(t)i_2(t)]}} = \frac{V_i(u, v)}{\sqrt{T_A + T_{REC}}} \\ \mu_q = \frac{E[i_1(t)q_2(t)]}{\sqrt{E[i_1(t)i_1(t)]E[q_2(t)q_2(t)]}} = \frac{V_q(u, v)}{\sqrt{T_A + T_{REC}}} \end{cases} \quad (2.47)$$

Pour le dispositif interférométrique étudié, chaque visibilité nécessite un corrélateur, ce qui peut conduire à un nombre important d'éléments. Par exemple pour un interféromètre de 7 récepteurs élémentaires (2 par bras et un central), il y a 18 visibilités mesurées, soit 18 corrélateurs à utiliser. Il semble donc très intéressant d'avoir recours à une corrélation numérique. Les projets MIRAS et GeoSTAR ont opté pour l'utilisation d'un corrélateur 1 bit et donc d'une quantification sur 2 niveaux (corrélateurs 1B/2L), pour pouvoir ainsi distinguer la partie réelle de la partie imaginaire des visibilités complexes. Cependant il est nécessaire que le corrélateur et l'échantillonneur aient une bande passante suffisante et fournisse le temps d'intégration nécessaire.

Nous donnons des caractéristiques d'échantillonneurs/quantifieurs dans la dernière partie du manuscrit.

6.2.2. Effets de la corrélation

Les deux erreurs ajoutées par la corrélation sont des erreurs de retard et de seuil. Les erreurs de seuil sont fixées par « l'offset » des comparateurs employés pour quantifier les signaux après échantillonnage. Si ces "offsets" sont grands comparés à l'amplitude effective du signal en entrée (soit en sortie des démodulateurs I/Q), ce dernier est rapidement dégradé. Il est donc incertain de garantir une corrélation de signaux à valeurs moyenne nulle.

Pour l'erreur due au retard ajouté par l'échantillonnage, on observe les mêmes dégradations sur les composantes en phase et en quadrature des visibilités que celles obtenues par les différences de phases des chaînes de réception composant les lignes de base, c'est-à-dire des erreurs en phase et en quadrature.

Ces erreurs sont donc indissociables de celles apportées par les chaînes de réception et les effets de ligne de base et sont modélisables de la même façon.

6.3. Résumé des erreurs sur la mesure et procédures de calibrage

Nous avons montré que les facteurs d'erreurs introduits par le système interférométrique sur la mesure sont complexes et divers. Deux catégories d'erreurs existent : les erreurs causées par le traitement de signal spatial en vue de la reconstruction de l'image de la scène et celles dues à l'aspect matériel de la détection. Dans le premier cas, ces erreurs propres au traitement de données affectent la résolution spatiale et la sensibilité radiométrique. La deuxième catégorie d'erreurs concerne les erreurs physiques des antennes, de la chaîne de réception (filtre, détecteur I/Q , etc.) et les erreurs de « canal » correspondant aux différences entre les deux récepteurs d'une ligne de base.

6.3.1. Antennes

Les imperfections des antennes sont complexes à calibrer directement sur le système. Elles sont dues au diagramme de rayonnement, au couplage entre antennes et aux erreurs de position. La solution consiste donc à insérer dans l'algorithme de reconstruction d'image les caractéristiques réelles de ces antennes. C'est-à-dire que le diagramme de rayonnement de chaque antenne doit être modélisé et inséré dans la relation liant la visibilité à la température de bruit mesurée (équation (2.19)). L'effet de couplage peut être lui aussi modélisé sous forme d'une matrice C qui sera insérée dans l'algorithme de reconstruction sous la forme $V' = CV$. On peut aussi envisager d'utiliser des antennes limitant ce phénomène. Pour les erreurs en position, mis à part un positionnement minutieux lors de la réalisation de la structure, il faut envisager une tolérance de quelques micromètres.

6.3.2. Chaîne de réception et ligne de base

En ce qui concerne le système et ses imperfections « physiques », nous pouvons observer que les effets sur la mesure radiométrique sont nombreux. Ils sont essentiellement dus au fait que les récepteurs réalisés ne sont pas identiques, ce qui conduit à des distorsions en phase, en amplitude, en fréquence et en retard. Les erreurs sont liées aux caractéristiques des composants d'une chaîne de réception sont modélisables. Cependant le décalage en fréquence de la décorrélation est composé de deux termes d'erreurs, le premier θ_{pn} ne dépend que du comportement d'une chaîne de réception et le deuxième ϕ_{12} dépend du couple de deux chaînes. Dans une mesure de cohérence spatiale, il est impossible de distinguer totalement chaque récepteur pour leur modélisation. La plupart de ces erreurs se traduit par une

atténuation de la visibilité ou l'ajout d'un « offset ». Nous énumérons ici les points critiques de chaque composant.

L'oscillateur local : Nous avons observé qu'un oscillateur local commun à tous les récepteurs permet de limiter les effets de ses imperfections. En effet, son bruit de phase n'aura pas d'incidence sur la mesure, les fluctuations de sa puissance non plus à condition que le niveau soit suffisant. Quant à son bruit thermique, on peut envisager un « offset » sur la visibilité mesurée, qui peut être modélisé pour chaque récepteur sous la forme d'une matrice insérable dans l'algorithme de reconstruction. Il faut aussi s'assurer du retard introduit par les lignes

Le mélangeur : Il est principalement caractérisé par sa bande passante, ses pertes de conversion et son isolation OL/RF. Ces erreurs sont liées à celles de l'oscillateur local, il faut choisir un mélangeur avec la meilleure isolation OL/RF possible. Sa bande passante peut amplifier le phénomène de décorrélation spatiale.

Le filtre passe-bande : Ce composant agit sur les erreurs en phase et en amplitude de la mesure, plus particulièrement pour un couple de récepteurs. Il a pour effet de pondérer la mesure par une fonction de décorrélation qui modifie la mesure aux extrémités de la bande passante. Un choix judicieux du type de filtre est nécessaire pour limiter ce phénomène. Nous apportons plus de précisions sur ce point dans la dernière partie du manuscrit.

Les imperfections du dispositif interférométrique complet sont aussi à prendre en compte. Il s'agit des retards possibles sur les lignes d'accès entre les composants mais aussi entre les récepteurs, et également des pertes et des retards dans les lignes utilisées pour relier la sortie des récepteurs au convertisseur ou au système.

6.3.3. Décorrélation spatiale

Le dernier point développé est l'influence du traitement de signal spatial sur les données radiométriques. Le filtre passe-bande a des effets de décorrélation lors du passage du domaine temporel au domaine fréquentiel, il apparaît le même phénomène de décorrélation lors du passage du domaine fréquentiel spatial au domaine spatial. La meilleure solution est d'insérer une fonction d'apodisation lors du traitement de signal pour atténuer les erreurs sur la mesure. Cette fonction est à déterminer à partir des performances visées pour le dispositif car il apparaît un compromis entre une bonne résolution spatiale et une bonne sensibilité radiométrique. Les études précédentes ont permis de distinguer quelques fonctions d'apodisation intéressantes telles que la fenêtre de *Van der Maas* ou celle de *Filler* [88]. Il est

aussi possible de limiter la bande passante des antennes (en s'assurant d'un comportement le plus linéaire possible dans la bande considérée) pour éliminer le filtre passe bande dans la chaîne de réception [89]. On pourrait ainsi atténuer le phénomène de « fringe washing » ou tout au moins simplifier la modélisation du système. Ce point est à étudier lors de la conception des antennes car il faut que leur bande passante corresponde à celle souhaitée pour le système et il faut s'assurer que les effets induits ne soient pas pires que ceux du filtre passe bande.

Un calibrage important est celui permettant de compenser la température équivalente de bruit de chaque récepteur et les fluctuations de gain RF. Une solution intéressante est donc d'utiliser un radiomètre à addition de bruit (récepteur central) comme récepteur de référence car celui-ci peut être aisément calibré de façon à mesurer précisément la température équivalente de bruit moyenne [90]. Comme il s'agit d'un récepteur à puissance totale, calibré par une source de bruit, la mesure obtenue est faiblement erronée. On peut ainsi comparer cette valeur moyenne de référence aux visibilité mesurées sur les autres récepteurs pour vérifier la cohérence et ainsi avoir une mesure de référence.

Ces considérations montrent qu'il y a deux techniques de calibrage à mettre en œuvre. La première est un calibrage périodique des imperfections du système par addition de bruit directement au niveau des circuits ou par des boucles d'asservissement par exemple. La deuxième consiste à modéliser les erreurs ou les fonctions de transfert des composants quand cela est possible et à insérer une matrice d'erreur dans le processus de reconstruction d'image. Les interféromètres développés comme les dispositifs MIRAS et GeoSTAR [91][92] [93][94] combinent les deux techniques de calibrage. Il apparaît clairement que la mise en œuvre d'injection de bruit en sortie des antennes est complexe mais reste un moyen efficace de diminuer les effets de décorrélation temporelle et ceux des antennes. De même, il est particulièrement utile de modéliser précisément toutes les antennes et tous les récepteurs individuellement [95]. Cette étape est importante mais nécessite un travail lui aussi important.

7. Reconstruction d'image

Après avoir développé les effets des imperfections du système interférométrique sur la mesure radiométrique ainsi que les phénomènes dus à la limitation de bande passante du traitement du signal, ce chapitre présente les algorithmes existants pour la reconstruction d'image et développe les caractéristiques de la couverture fréquentielle associée à la géométrie de l'interféromètre. Cette couverture fréquentielle fixe la grille d'échantillonnage du domaine de Fourier (fréquentiel) à partir de laquelle s'effectue le traitement de signal des données de la mesure de température équivalente de bruit de la scène observée. Le dernier point concerne l'algorithme de reconstruction choisi, consistant à résoudre le problème inverse de la relation liant les visibilités à la température équivalente de bruit.

7.1. Différents algorithmes de reconstruction d'image

J. Högbom a développé en 1974 le premier algorithme pour l'imagerie passive par synthèse d'ouverture [96]. Il a montré la possibilité de reconstruire une image fine à partir d'une source radiométrique bruitée par la méthode CLEAN. Cette méthode consiste à représenter la source mesurée par un nombre fini de sources ponctuelles dans le champ de vue complet. En convoluant chaque source ponctuelle (ou pixel) avec une gaussienne de la taille du lobe synthétisé, il est possible de « nettoyer » en partie le signal mesuré pour en déterminer l'image d'origine. Par la suite, les premières études se sont limitées à déterminer la géométrie optimale de l'interféromètre par rapport à la qualité de l'image désirée. Pour cela, il est apparu plus judicieux de se servir d'une méthode inverse plutôt que d'une méthode directe (qui consiste à tester toutes les géométries possibles). Ainsi en inversant la relation (2.44), il est possible de partir de l'image reconstruite avec les qualités souhaitées pour déterminer la structure optimale de l'instrument. Depuis, la majorité des méthodes employées en imagerie interférométrique (principalement en astronomie) est basée sur le problème inverse, où la géométrie utilisée est intégrée directement dans l'algorithme de reconstruction pour pouvoir efficacement déterminer la position de la source émettrice.

De nombreuses optimisations de la méthode CLEAN existent [97] cependant il a été montré qu'elle n'est pas idéalement adaptée aux applications où la scène est composée d'une multitude de sources radiométriques.

En notant la relation (2.44) sous la forme d'un produit de matrice :

$$V_{uv} = \mathbf{G}T_{\xi\eta} \quad (2.48)$$

Nous pouvons écrire la relation inverse par :

$$\hat{T}_{\xi\eta} = \mathbf{G}^{-1}V_{uv} \quad (2.49)$$

Où \mathbf{G} est la matrice de modélisation du dispositif de détection, prenant en compte les effets détaillés précédemment ainsi que l'opération de transformée de Fourier bidimensionnelle.

À partir de ce problème inverse, plusieurs méthodes ont été développées pour des scènes complexes. On peut citer la méthode de la *pseudo-inverse de Moore-Penrose* (projet ESTAR [98][99][100] qui donne la relation suivante :

$$\bar{T} = \overline{\mathbf{G}}^{\mathbf{H}} \left(\overline{\mathbf{G}} \overline{\mathbf{G}}^{\mathbf{H}} \right)^{-1} \bar{V} \quad (2.50)$$

La solution correspondante est obtenue par la méthode de la « moindre norme ».

On trouve aussi des méthodes itératives, telles que la méthode du « gradient one-step », une méthode de convergence rapide, de la forme suivante :

$$\bar{T}_{n+1} = \bar{T}_n - \sigma_n \bar{g}_n ; \bar{T}_0 = 0 \quad (2.51)$$

Avec

$$\bar{g}_n = -\overline{\mathbf{G}}^{\mathbf{H}} \left(\bar{V} - \overline{\mathbf{G}} \bar{T}_n \right) \quad (2.52)$$

Pour améliorer la vitesse de convergence, le paramètre σ_n doit être modifié à chaque itération en respectant la relation :

$$\sigma_n = \frac{\bar{g}_n^H \bar{g}_n}{\bar{g}_n^H \bar{\mathbf{G}} \bar{\mathbf{G}} \bar{g}_n} \quad (2.53)$$

Le *Filtre de Van Cittert* [101][102] permet de remplacer σ_n par une constante σ dans le cas où la matrice $\bar{\mathbf{G}} \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{G}}$ est mal conditionnée (équation (2.53)). Dans ce cas, la solution à la $i^{\text{ème}}$ itération est donnée par la relation (2.54).

$$\sigma_{opt} = \frac{2}{\lambda_{\max}(\bar{\mathbf{G}} \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{G}}) + \lambda_{\min}(\bar{\mathbf{G}} \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{G}})} ; 0 < \sigma < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (2.54)$$

$$\bar{T}_{i+1} = \sigma \sum_{k=0}^i \left((\bar{\mathbf{I}} - \sigma \bar{\mathbf{G}} \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{G}})^k \bar{\mathbf{G}} \bar{\mathbf{H}} \right) \bar{V} \quad (2.55)$$

Cependant cette solution possède la plupart des propriétés indésirables associées au filtrage inverse (bruit et problème de convergence).

On peut aussi citer la *méthode de Krylov* [103] comme méthode itérative. (ayant comme variante la *méthode du gradient conjugué* [104]).

D'autres méthodes non itérative sont aussi utilisées, telles que le *filtre de Wien* [105], ou encore la *méthode d'entropie maximale* [106].

La plupart de ces méthodes sont très sensibles aux erreurs et aux bruits présents sur les mesures. Une des dernières solutions est celle que nous avons retenue. Il s'agit de régulariser le problème inverse en cherchant la solution en bande passante limitée, méthode développée par Anterrieu *et al* [107].

Il faut noter que les méthodes énumérées ci-dessus ne sont pas dédiées à des applications d'imagerie temps réel. Elles ont été développées pour des applications en radioastronomie principalement.

7.2. Couverture fréquentielle : maillage hexagonal

Le traitement des données radiométriques fournies par le système interférométrique impose un cadre géométrique précis. À la différence d'un traitement de signal classique

temps/fréquence, le traitement de signal pour la reconstruction d'image est effectué dans le domaine des fréquences spatiales angulaires associé au domaine spatial. Le domaine des fréquences spatiales angulaires est le domaine dans lequel est échantillonnée la fonction de cohérence spatiale caractérisée par sa bande passante « géométrique ». Il constitue un maillage sur lequel se fera la reconstruction d'image. La structure du réseau interférométrique fixe la forme du maillage. Les visibilité mesurées entre les antennes forment des nœuds et l'espace entre les antennes de la structure détermine la géométrie du champ de vue reconstruit.

Les lignes de base obtenues par les couples de récepteurs définissent, dans le domaine de Fourier, les fréquences spatiales angulaires. Ces fréquences spatiales angulaires sont des nœuds sur lesquels est échantillonnée la fonction de cohérence spatiale de la scène et sont donc déterminées par la position relative des récepteurs sur le réseau interférométrique. Ainsi, une géométrie en 'Y' permet d'obtenir une couverture fréquentielle H en étoile (Fig 2. 19).

On remarquera que l'interféromètre radiométrique est un instrument à bande passante H limitée. Deux couples de récepteurs différents peuvent fournir la même fréquence spatiale. On doit donc distinguer le nombre de lignes de base du nombre de fréquences spatiales à l'intérieur de H .

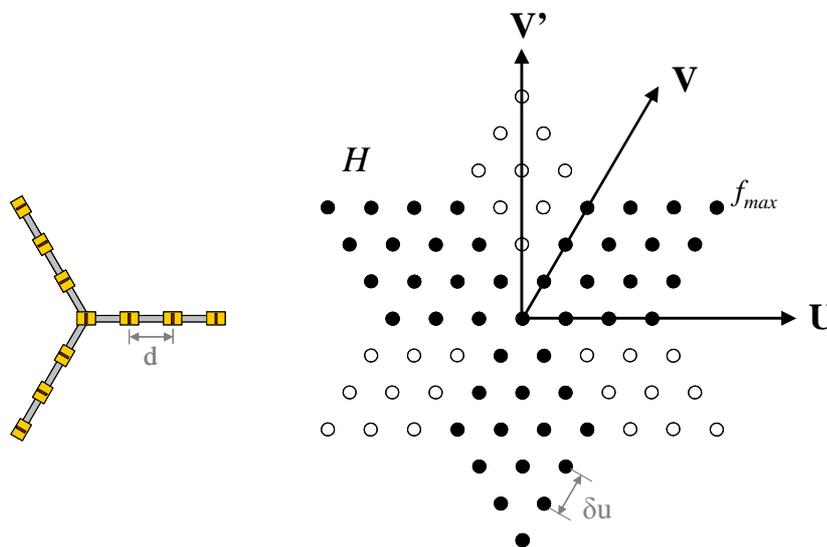


Fig 2. 19 - Maillage hexagonal de la couverture fréquentielle H en étoile.

Les fréquences spatiales (u, v) confinées à l'intérieur d'une bande passante H en forme d'étoile forment les nœuds d'un maillage hexagonal. À partir de ce maillage on pourra appliquer les fenêtres d'apodisation pour atténuer les phénomènes de décorrélation spatiale (« fringe washing ») définis précédemment. Une grille hexagonale présente l'avantage d'avoir des

nœuds équidistants (δu). Ainsi, lors de la reconstruction de l'image, la forme des pixels (que l'on peut envisager hexagonale) apportera une précision supplémentaire à la résolution spatiale fixée par les performances de l'interféromètre.

Nous détaillons maintenant les aspects géométriques de la grille hexagonale tels qu'ils sont définis dans la référence [69]. Comme le traitement de signal s'effectue dans le domaine spatial les coordonnées des positions des récepteurs sont liées aux nœuds associés aux visibilités. Il est alors nécessaire de fixer le cadre géométrique. Sur la figure 2.20 le repère naturel est le repère (U, V) cependant pour des raisons pratiques il peut être intéressant d'utiliser un repère orthonormé (U', V') . Le passage entre les deux repères se fait selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} U' = U + \frac{V}{2} \\ V' = \frac{\sqrt{3}}{2}V \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} U = U' - \frac{1}{\sqrt{3}}V' \\ V = \frac{\sqrt{3}}{2}V' \end{cases} \quad (2.56)$$

La grille hexagonale \mathbf{H} prolongeant la couverture fréquentielle expérimentale H est caractérisée par :

$$\mathbf{H} = \{ \mathbf{u}_q = q_1 \mathbf{u} + q_2 \mathbf{v}, \mathbf{q} = (q_1, q_2) \in \mathbb{Z}^2 \} \quad (2.57)$$

Où les vecteurs de translation \mathbf{u} et \mathbf{v} sont tels que :

$$\mathbf{u} = (\delta u, 0) \text{ et } \mathbf{v} = (0, \delta u) \quad \text{dans } (U, V) \quad (2.58)$$

$$\mathbf{u} = (\delta u, 0) \text{ et } \mathbf{v} = (\delta u/2, \sqrt{3}\delta u/2) \quad \text{dans } (U', V') \quad (2.59)$$

avec $\|\mathbf{u}\| = \|\mathbf{v}\| = \delta u = d / \lambda$

On définit f_{max} comme la plus grande fréquence spatiale possible correspondant aux nœuds des pointes de l'étoile. Elle est fixée par la plus grande distance entre deux antennes D_{max} .

On rappelle que $D_{max} = \sqrt{3}Ld$ avec L le nombre de récepteurs par bras.

$$f_{max} = \left(\frac{D_{max}}{\sqrt{3}\lambda}, \frac{D_{max}}{\sqrt{3}\lambda} \right) = (L\delta u, L\delta u) \quad \text{dans } (U, V) \quad (2.60)$$

$$f_{max} = \left(\frac{3D_{max}}{2\sqrt{3}\lambda}, \frac{D_{max}}{2\lambda} \right) = \left(\frac{3L\delta u}{2}, \frac{\sqrt{3}L\delta u}{2} \right) \quad \text{dans } (U', V') \quad (2.61)$$

$$\|f_{max}\| = \sqrt{3}L\delta u$$

On caractérise ainsi le réseau par la relation (2.62). Ce réseau correspond au maillage d'échantillonnage nécessaire au traitement de signal. Il doit donc respecter les conditions de Shannon, particulièrement la fréquence d'échantillonnage doit être deux fois supérieure à la fréquence du système. Si on utilise trois antennes par bras, un maillage $N \times N = 16 \times 16$ est nécessaire (Fig 2. 19).

$$\mathbf{NH} = \{ \mathbf{U}_Q = Q_1 \mathbf{U} + Q_2 \mathbf{V}, \mathbf{Q} = (Q_1, Q_2) \in Z^2 \} \quad (2.62)$$

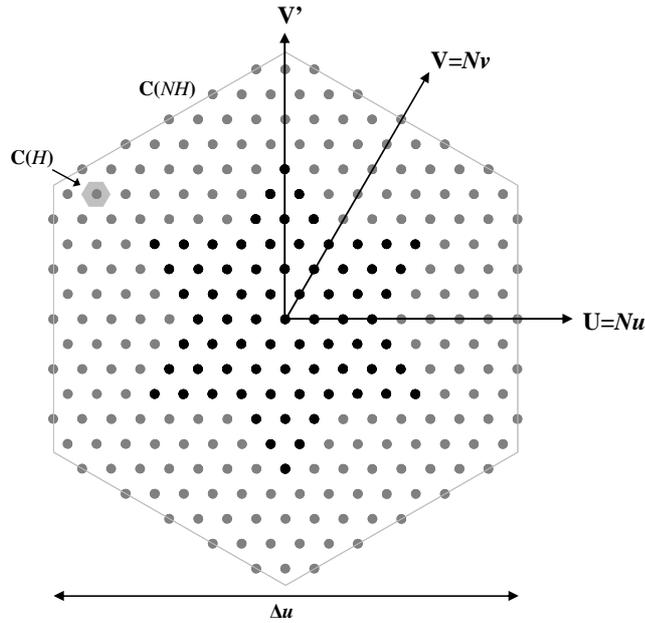


Fig 2. 20- Grille d'échantillonnage 16 x 16 du domaine fréquentiel pour une cellule **NH** échantillonnée aux nœuds de **H**, et couverture fréquentielle expérimentale du réseau interférométrique en **Y** ayant 3 récepteurs par bras et un récepteur central. $\delta u = d / \lambda$ est l'intervalle d'échantillonnage de Fourier et $\Delta u = N\delta u$ est la largeur de bande spectrale.

La transformée inverse de cette grille hexagonale permet de passer dans le domaine spatial. Il est ainsi possible de déterminer le repère (Ξ, η) donné à la figure 2.21.

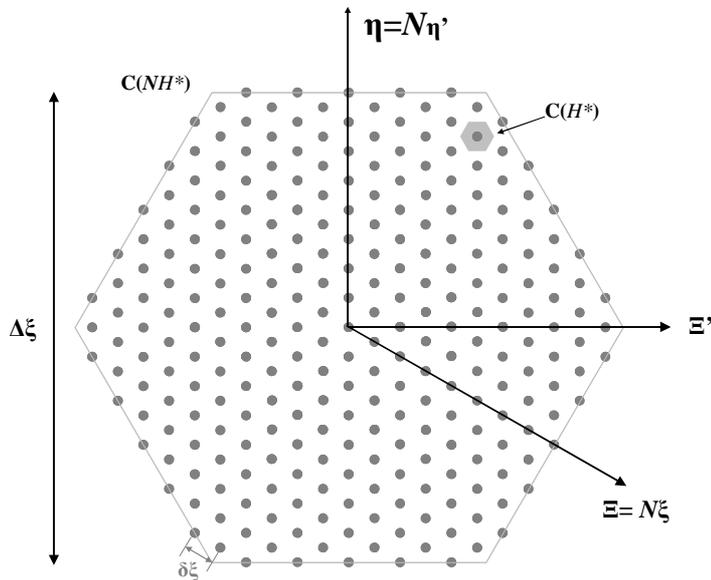


Fig 2. 21 - Grille d'échantillonnage du domaine spatial pour une cellule élémentaire de **H*** échantillonnée aux nœuds de **H*/N**. $\delta \xi$ est le pas d'échantillonnage dans le domaine spatial, et $\Delta \xi = N\delta \xi$ est l'étendue du champ de vue

Soit \mathbf{H}^* le réseau réciproque de \mathbf{H} , on a :

$$\mathbf{H}^* = \{ \Xi_{\mathbf{P}} = P_1 \Xi + P_2 \mathbf{N}, \mathbf{P} = (P_1, P_2) \in Z^2 \} \quad (2.63)$$

Les vecteurs de translation Ξ et \mathbf{N} sont définis tels que $\|\Xi\| = \|\mathbf{N}\| = \Delta\xi$, où $\Delta\xi$ est le dual de δu . Réciproquement au domaine fréquentiel, \mathbf{H}^* est échantillonnée aux nœuds de \mathbf{H}^* / N :

$$\mathbf{H}^* / N = \{ \xi_{\mathbf{p}} = p_1 \xi + p_2 \eta, \mathbf{p} = (p_1, p_2) \in Z^2 \} \quad (2.64)$$

Les vecteurs $\xi = \Xi/N$ et $\eta = \mathbf{N}/N$ sont tels que :

$$\xi = (\delta\xi, 0) \text{ et } \eta = (0, \delta\xi) \quad \text{dans } (\Xi, \mathbf{N}) \quad (2.65)$$

$$\xi = (\sqrt{3}\delta\xi/2, \delta\xi/2) \text{ et } \eta = (0, \delta\xi) \quad \text{dans } (\Xi', \mathbf{N}') \quad (2.66)$$

$$\|\xi\| = \|\eta\| = \delta\xi = \Delta\xi / N, \text{ où } \delta\xi \text{ est le dual de } \Delta u$$

On obtient les relations d'orthogonalité suivantes :

$$\xi \mathbf{U} = \eta \mathbf{V} = 1 \quad \text{et} \quad \xi \mathbf{V} = \eta \mathbf{U} = 0$$

Caractéristique :

On retrouve un cas spécifique de l'équidistance entre les nœuds des réseaux périodiques hexagonaux par la relation suivante :

$$\Delta\xi \delta u = \Delta u \delta\xi = \frac{2}{\sqrt{3}} \text{ avec } \begin{cases} \Delta\xi = N \delta\xi \\ \Delta u = N \delta u \end{cases} \quad (2.67)$$

7.3. Stockage des données

Les grilles utilisées ici ne sont pas adaptées à l'utilisation des algorithmes de Transformée de Fourier Rapide (FFT) car ils ont été développés pour des grilles cartésiennes. Cependant, en définissant la maille élémentaire sous forme d'un rhomboïde, il est tout de même possible d'effectuer une FFT. Ainsi, la réorganisation des données échantillonnées sur des hexagones permet de construire des losanges mieux adaptés au calcul matriciel.

$$G'(\mathbf{NH}) = \{\mathbf{q}' = \mathbf{q} \text{ modulo } N, \mathbf{q} \in G(\mathbf{NH})\} \quad (2.68)$$

$$G'(\mathbf{H}^*) = \{\mathbf{p}' = \mathbf{p} \text{ modulo } N, \mathbf{p} \in G(\mathbf{H}^*)\} \quad (2.69)$$

Les grilles associées sont données sur les figures 2.22 et 2.23.

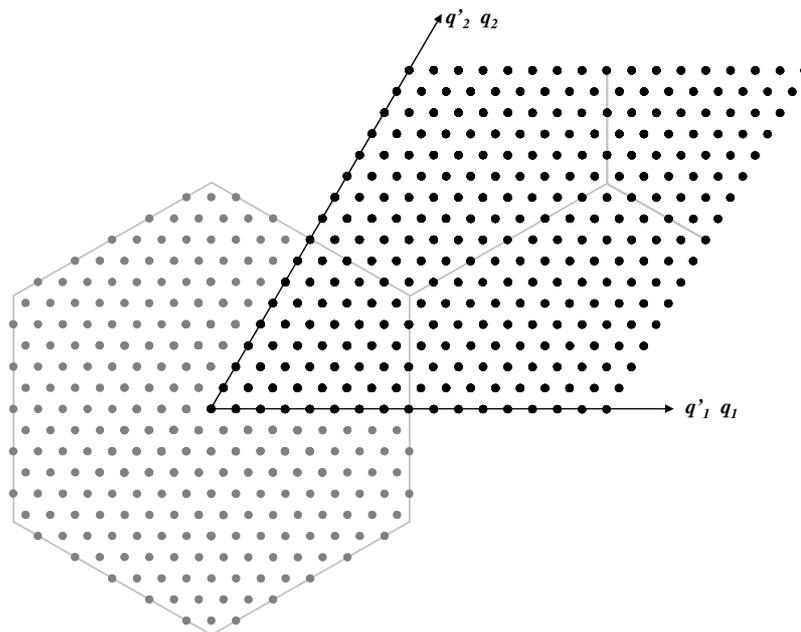


Fig 2. 22 - Réorganisation des données échantillonnées du domaine fréquentiel.

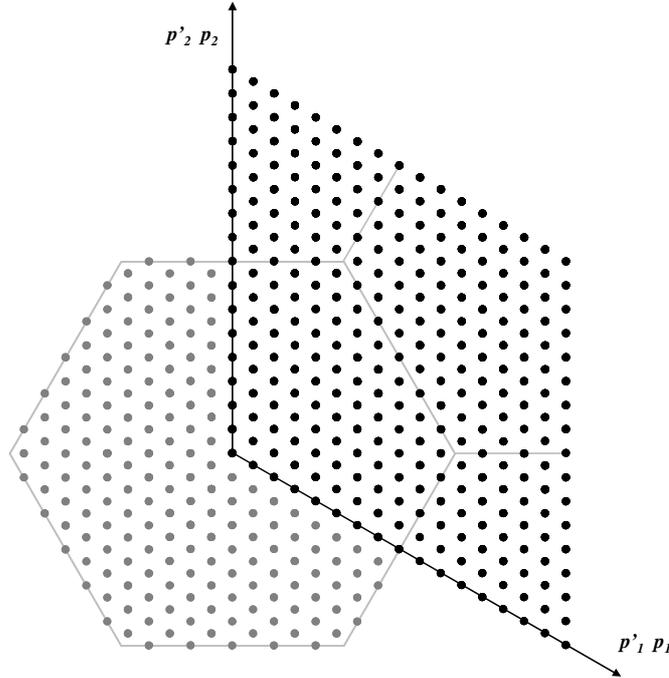


Fig 2. 23 - Réorganisation des données échantillonnées du domaine spatial.

7.4. Problème inverse

Les visibilités complexes sont obtenues aux fréquences spatiales (u_{kl}, v_{kl}) associées aux différentes combinaisons de couples des récepteurs de l'interféromètre :

$$V_{kl}(u_{kl}, v_{kl}) = \frac{1}{\sqrt{\Omega_k \Omega_l}} \iint_{\sqrt{\xi^2 + \eta^2} \leq 1} F_k(\xi, \eta) F_l^*(\xi, \eta) \tilde{r}_{kl}(\xi, \eta) \tilde{T}_b(\xi, \eta) e^{-2j\pi(u_{kl}\xi + v_{kl}\eta)} d\xi d\eta \quad (2.70)$$

Le problème inverse consiste à inverser la relation (2.70) et donc à retrouver la température équivalente de la scène à partir des visibilités complexes obtenues.

7.4.1. Principe de la solution retenue

Considérons que le système interférométrique complet a été modélisé sous la forme d'une matrice \mathbf{G} , que l'on nomme matrice de modélisation. Cette matrice inclut les imperfections matérielles du système. Les données radiométriques sont stockées dans une matrice colonne \mathbf{V} , de dimension N_b (nombre de visibilités (équation (2.7))). La relation précédente peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$\mathbf{V}_{kl} = (\mathbf{GT})_{kl} \quad (2.71)$$

On cherche donc la matrice T , de dimension N^2 (nombre de pixel correspondant à la taille du maillage hexagonal), qui est la solution du problème suivant :

$$\min_{\mathbf{T} \in \mathbf{R}^{N^2}} \|\mathbf{V} - \mathbf{GT}\|^2 \quad (2.72)$$

Cependant le problème est mal posé car il y a plus d'inconnues N^2 que d'équations N_b . Il faut donc régulariser le problème en cherchant la solution à bande passante limitée dans la couverture fréquentielle en étoile H :

$$\min_{\mathbf{T} \in \mathbf{R}^{N^2}} \|\mathbf{V} - \mathbf{GT}\|^2 \text{ sous la contrainte } (\mathbf{I} - \mathbf{P}_H)\mathbf{UT} = 0 \quad (2.73)$$

où \mathbf{U} est l'opérateur de transformée de Fourier défini de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{U}: E &\rightarrow \widehat{E} \\ T &\rightarrow \mathbf{UT} = \widehat{T} \end{aligned}$$

avec, pour tout \mathbf{q} dans $G(nH)$:

$$\widehat{T}_{\mathbf{q}} = \sigma_{\xi} \sum_{\mathbf{p} \in G(\mathbf{H}^*)} T_{\mathbf{p}} e^{-j2\pi \frac{\mathbf{p}\mathbf{q}}{n}} \quad (2.74)$$

où σ_{ξ} est la surface d'une cellule de $G(\mathbf{H}^*)$.

L'opérateur \mathbf{P}_H permet le passage de E à ε et \mathbf{I} est l'opérateur identité.

$$\mathbf{P}_H = \mathbf{U}^* \mathbf{Z} \mathbf{Z}^* \mathbf{U}$$

Si on note T_H la matrice des composantes de Fourier de T à l'intérieur de la couverture fréquentielle en étoile H , alors on peut écrire la contrainte de (2.73) sous la forme :

$$\mathbf{UT} = \mathbf{Z}\widehat{\mathbf{T}}_H \quad (2.75)$$

Où \mathbf{Z} est l'opérateur de zéro-padding au delà de H . C'est-à-dire que l'on étale la couverture en ajoutant des zéros sur les nœuds de $G(nH)$ n'appartenant pas à H . \mathbf{Z} est défini de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}: \quad \widehat{\boldsymbol{\varepsilon}} &\rightarrow \widehat{\mathbf{E}} \\ \widehat{\mathbf{T}}_Z &\rightarrow \mathbf{Z}\widehat{\mathbf{T}}_Z = \widehat{\mathbf{T}} \end{aligned}$$

avec pour tout \mathbf{q} dans $G(nH)$:

$$\widehat{\mathbf{T}}_{Z\mathbf{q}} = \begin{cases} \widehat{\mathbf{T}}_{\mathbf{q}} & \text{si } \mathbf{u}_{\mathbf{q}} \text{ appartient à } H \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.76)$$

Dans l'expression (2.73) on reporte l'expression de \mathbf{T} de la relation (2.75), on obtient ainsi une nouvelle description du problème :

$$\min_{\widehat{\mathbf{T}}_H \in \mathbf{C}^{3L(L+1)}} \left\| \mathbf{V} - \mathbf{A}\widehat{\mathbf{T}}_H \right\|^2 \quad \text{avec } \mathbf{A} = \mathbf{G}\mathbf{U}^*\mathbf{Z} \quad (2.77)$$

Le nombre d'inconnues n'est plus N^2 mais $3L(L+1)$, le nombre de coefficients de Fourier complexes de \mathbf{T} à l'intérieur de la couverture fréquentielle synthétisée par le dispositif interférométrique (L étant le nombre de récepteurs par bras). La fonction qui réalise le minimum de (2.77) est la solution à l'équation normale :

$$\mathbf{A}^* \mathbf{A} \widehat{\mathbf{T}}_H = \mathbf{A}^* \mathbf{V} \quad (2.78)$$

Le problème étant surdimensionné ($N_b > 3L(L+1)$), les mesures redondantes seront prises en compte, au sens des moindres carrés, pour améliorer le rapport signal à bruit.

La matrice $\mathbf{A}^*\mathbf{A}$ n'étant pas singulière [108][109], la solution au problème (2.77) est la suivante :

$$\mathbf{T} = \mathbf{U}^* \mathbf{Z} (\mathbf{A}^* \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^* \mathbf{V} \quad (2.79)$$

La matrice $(\mathbf{A}^* \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^*$ est appelée matrice résolvante du problème car elle établit la relation entre les visibilité complexes mesurées et la température équivalente de bruit reconstruite à l'intérieur de la bande passante synthétisée H .

On peut aussi estimer la propagation des erreurs depuis les visibilité complexes mesurées vers la solution en bande passante limitée. En définissant ΔV comme la distorsion présente sur les visibilité et $\Delta \widehat{T}_H$ la variation de la température équivalente de bruit reconstruite, l'analyse de propagation des erreurs se fait grâce à l'estimation :

$$\frac{\|\Delta \widehat{T}_H\|}{\|\widehat{T}_H\|} \leq C(\mathbf{A}) \frac{\|\Delta V\|}{\|V\|} \quad (2.80)$$

Où $C(\mathbf{A})$ est le nombre de conditionnement de \mathbf{A} (rapport entre la plus grande et la plus petite valeur propre). Il s'agit ici d'un majorant du facteur d'amplification des erreurs qui peut être grossier mais qui permet d'obtenir une approximation du phénomène.

7.4.2. Opérateur de modélisation G

L'opérateur de modélisation G est le seul opérateur dépendant des performances du système interférométrique réalisé. En effet, comme on l'a remarqué précédemment, les imperfections affectant les visibilité complexes mesurées sont prises en compte par une modélisation du comportement de chaque élément, ainsi que la fenêtre d'apodisation W . On choisit ainsi de compenser les erreurs en les intégrant dans l'algorithme de reconstruction.

On va développer l'aspect mathématique de cet opérateur à partir de la relation (2.81) discrétisée :

$$V_{kl} = \sigma_{\xi} \sum_{\mathbf{p} \in G(\mathbf{H}^*)} \frac{F_{k,\mathbf{p}} \bar{F}_{l,\mathbf{p}}}{\sqrt{1 - \|\xi_{\mathbf{p}}\|^2}} T_{\mathbf{p}} \tilde{r}_{kl} \left(\frac{-\mathbf{u}_{kl} \xi_{\mathbf{p}}}{f_0} \right) e^{-j2\pi \mathbf{u}_{kl} \xi_{\mathbf{p}}} \quad (2.81)$$

L'opérateur G est l'opérateur agissant de l'espace des objets E vers celui des données F :

$$\mathbf{G} : E \rightarrow F$$

$$T \rightarrow \mathbf{G}T = V$$

Son opérateur adjoint \mathbf{G}^* est défini par:

$$\mathbf{G}^* : F \rightarrow E$$

$$V \rightarrow \mathbf{G}^*V = T$$

avec pour tout \mathbf{p} dans $G(\mathbf{H}^*)$:

$$T_{\mathbf{p}} = \sigma_{\mathbf{u}} \sum_{k,l=1}^l \frac{\bar{F}_{k,\mathbf{p}} F_{l,\mathbf{p}}}{\sqrt{1 - \|\xi_{\mathbf{p}}\|^2}} V_{kl} \bar{r}_{kl} \left(\frac{-\mathbf{u}_{kl} \xi_{\mathbf{p}}}{f_0} \right) e^{j2\pi \mathbf{u}_{kl} \xi_{\mathbf{p}}} \quad (2.82)$$

Le principe de construction de cette matrice est le suivant ; il s'agit de calculer la contribution aux visibilités de chacun des pixels composant l'image reconstruite des températures équivalentes de bruit. On parcourt la grille d'échantillonnage pour chaque pixel à reconstruire en estimant que tous ces autres nœuds sont nuls. Pour chaque nœud de la grille d'échantillonnage nous connaissons la visibilité associée et donc la ligne de base concernée. La caractérisation de chaque ligne de base permet d'établir la fonction \bar{r}_{kl} et donc d'insérer les calibrages nécessaires dans la matrice \mathbf{G} .

8. Conclusion

Dans cette seconde partie du manuscrit, après avoir présenté le principe de la synthèse d'ouverture sur lequel est basé l'interféromètre radiométrique, nous avons exposé la démarche à suivre pour réaliser un tel dispositif d'imagerie à haute résolution à partir d'un système interférométrique radiométrique. La qualité de l'image reconstruite de la scène observée dépend principalement des deux aspects développés, c'est-à-dire la prise en compte des effets des imperfections des détecteurs employés et le choix de l'algorithme de reconstruction.

Ce premier aspect permet de déterminer la grandeur réelle présente à l'entrée des antennes. On pourrait s'abstenir de cette étape et considérer que les visibilité complexes fournies par la corrélation des signaux issus des chaînes de réception fournissent une cohérence spatiale suffisante pour en déterminer l'image de la scène. Cependant, cette image risque de ne pas être fidèle. En particulier, une mauvaise appréciation des valeurs de contraste de température équivalente de bruit ne permettra pas de discerner les différentes sources émettrices présentes et donc de les identifier. De plus les positions dans la scène et les formes de ces sources ne seront pas suffisamment précises à cause d'erreurs de phase. Il est donc important de pouvoir évaluer les effets des composants des chaînes de réception. Ces effets sont d'autant plus complexes que la mesure n'a de sens que par corrélation des signaux de couples de récepteurs, certains effets sont donc indissociables des lignes de bases. Pour obtenir une image à très haute résolution spatiale, il est nécessaire de compenser ces imperfections, par un calibrage des chaînes de réception mais aussi par une modélisation des effets sur la mesure de visibilité, implantée dans le traitement de signal associé.

Le deuxième aspect montre l'importance de l'algorithme de reconstruction d'image pour restituer cette cohérence spatiale à partir des visibilité complexes. Parmi les différents algorithmes existants, la technique du problème inverse est la mieux adaptée à un dispositif interférométrique. Cependant, il est indispensable de prendre en compte le fait que la structure de l'interféromètre et le nombre limité de récepteurs radiométriques impose une solution à bande passante limitée.

Le nombre de pixels de l'image reconstruite est supérieur au nombre de fréquences spatiales mesurables, ce qui est un des avantages du dispositif interférométrique.

Cet algorithme nécessite un développement conséquent, particulièrement par l'utilisation de grilles hexagonales qui ne sont pas directement compatibles avec les logiciels usuels de

traitement d'image. Les travaux effectués lors des projets SMOS et GeoSTAR ont permis de développer des algorithmes prenant en compte le stockage des données sur des grilles hexagonales pour des dispositifs interférométriques en 'Y'. Ces algorithmes peuvent être utilisés pour notre projet à partir des modélisations de nos récepteurs.

BIBLIOGRAPHIE

- [43] M. Capaccioli, "The VST-VLT survey telescope", *16th Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Vol. 2, May 1999, pp. 776-781.
- [44] A. Longinotti, "The VINCI instrument software in the very large telescope environment", *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. 49, Issue 2, Part 1, April 2002, pp. 483-490.
- [45] A. Borges "SMOS mission & MIRAS instrument. Synthetic aperture radiometer in space", *34th European Microwave Conference*, Vol. 1, Oct. 2004, pp. 317-319.
- [46] B Lambriksen, "GeoSTAR - a synthetic aperture approach for a geostationary microwave sounder", *Proceedings Aerospace Conference IEEE*, Vol. 2, March 2004, pp. 1008-1014.
- [47] K. Rautiainen, "Development of airborne aperture synthetic radiometer (HUT-2D)", *IEEE Proceedings Geoscience and Remote Sensing Symposium*, July 2003, Vol. 2, pp. 1232-1234.
- [48] K. Rautiainen, « Helsinki University of Technology L-Band Airborne Synthetic Aperture Radiometer », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 46, Issue 3, March 2008, pp. 717-726.
- [49] J.Y. Chenu, "New SIS receivers for the IRAM Plateau de Bure interferometer", *International Conference on Infrared and Millimeter Waves*, Sept. 2007, pp. 176-177.
- [50] M. Martin-Neira, "Ocean salinity observations with SMOS mission", *International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Vol. 6, July 2000, pp. 2552-2554.
- [51] Pieter Hendrike VAN CITTERT: *Z. Physik*, 1931, pp. 69:298.
- [52] Frits ZERNIKE: "The concept of degree of coherence and its application to optical problems", *Physica*, 1938, pp. 5:785-795.
- [53] Emil WolfJ, "Coherence and radiometry", *Journal of the Optical Society of America*, Vol. 68, No. 1, Jan 1978, pp 6-17.
- [54] JM. Goutoule, U Kraft, M. Martin Neira, "MIRAS: preliminary design of a two-dimensional L-band aperture synthesis radiometer", *Specialist Meeting on Microwave Radiometry and remote sensing of the environment*, Roma 1994. Edited by VSP, Utrecht 1995.
- [55] D M. Le Vine, "The sensitivity of synthetic aperture radiometers for remote sensing applications from space", *Radio Science*, Vol. 25, N°4, July-August 1990, pp 441-453.
- [56] D. Hiriart, J. Valdez, P. Zaca, J L. Medina, "Radio Seeing Monitor Interferometer", *Astronomical Society of the Pacific*, oct 2002, pp 1150-1155.
- [57] F. Ulaby, R. Moore, "Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry" Vol. 1, 1981, pp. 189.
- [58] C. Lee, Shen Liang-Chi, "Coupled Yagi arrays", *IEEE Transaction Antennas and Propagation*, Vol. 25, Nov 1977 pp 889-89.
- [59] J. Huang, A C. Densmore, "Microstrip Yagi array antenna for mobile satellite vehicle application", *IEEE Transaction Antennas and Propagation*, Vol. 39, July 1991 , pp 1024- 030.

- [60] M W. Elsallal, D H. Schaubert, "Parameter study of a Single Isolated Element and Infinite Arrays of Balanced Antipodal Vivaldi Antennas", *Proceeding 2004 Antenna Applications Symposium*, Sept 2004.
- [61] Loui Hung, J P. Weem, Z. Popovic, "A dual-band dual-polarized nested Vivaldi slot array with multilevel ground plane", *IEEE Transaction Antennas and propagation*, Vol. 51, sept 2003, pp 2168-2175.
- [62] D.H Schaubert *et al*, "Vivaldi Antenna Arrays for Wide Bandwidth and Electronic Scanning", *EuCAP 2007 Antennas and Propagation*, Nov 2007, pp 1-6.
- [63] Zhang Cemin, M. Kuhn, M. Mahfouz, A E. Fathy, "Planar antipodal Vivaldi antenna array configuration for low cross-polarization and reduced mutual coupling performance", *IEEE Antennas and Propagation Inter. Symposium*, June 2005, pp 725-728.
- [64] M. Sims, D.E. Lawrence, R. Halladay, "A fully-integrated Vivaldi phased array for seeker applications", *IEEE Antennas and Propagation Society Inter. Symposium*, Vol. 2B, July 2005, pp 445-448.
- [65] M. Chiappe, G L. Gragnani, "Vivaldi antennas as detectors for microwave imaging: further steps in its radiation features analysis", *IEEE International Workshop on Imaging Systems and Techniques*, May 2005, pp 8-13.
- [66] A N. Sharp, "Vivaldi Antennas: Wideband radar antennas simulation and reality" *IET International Conference on Radar Systems*, Oct. 2007, pp 1-5.
- [67] D.H. Schaubert *et al*, "Wide Bandwidth Arrays of Vivaldi Antennas", *Institution of Engineering and Technology Seminar on Wideband, Multiband Antennas and Arrays for Defence or Civil Applications*, 2008.
- [68] A. Camps, "Application of interferometry radiometry to Earth observation ", *Thèse de doctorat*, Université Polytechnique de Catalogne, 1996.
- [69] B Picard, "Télé-détection de la surface terrestre par un radiomètre imageur à synthèse d'ouverture : principes de mesure, traitement des données interférométriques et méthodes de reconstruction régularisées ", *Thèse de doctorat*, Université de Versailles-St Quentin, 2004.
- [70] A Colliander, "Developement, Calibration and Applications of Polarimetric Microwave Radiometers for Remot eSensing ", *Thèse de doctorat*, Université d'Helsinki, 2007 .
- [71] A. Camps, "Application of interferometry radiometry to Earth observation ", *Thèse de doctorat*, Université Polytechnique de Catalogne, 1996, pp 68-70.
- [72] A. Camps, "Application of interferometry radiometry to Earth observation ", *Thèse de doctorat*, Université Polytechnique de Catalogne, 1996, pp 86.
- [73] E. Anterrieu, A. Khazaal, H. Carfantan, "Impact of Correlators and Receivers Failures on the MIRAS Instrument Onboard SMOS", *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Vol, pp II-843 - II-846.
- [74] B Picard, "Télé-détection de la surface terrestre par un radiomètre imageur à synthèse d'ouverture : principes de mesure, traitement des données interférométriques et méthodes de reconstruction régularisées ", *Thèse de doctorat*, Université de Versailles-St Quentin, 2004, pp 86-106.
- [75] E. Anterrieu, P. Waldteufel, A. Lannes, "Apodization fonctions for 2-d hexagonally sampled synthetic aerture imaging radiometers", *IEEE TGRS*, 2002, pp 2531-2542.

-
- [76] Song Yizhong, Peng Xin, "Spectra Analysis of Sampling and Reconstructing Continuous Signal Using Hamming Window Function", *Fourth International Conference on Natural Computation*, Vol. 7, Oct. 2008 pp 48-52.
- [77] G. Thomas, J. LoVetri, W. Chamma, *et al*, "Sidelobe apodization for high resolution of scattering centres in ISAR images", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, July 2001, pp 232-235.
- [78] M.A. Slamani, D.D. Weiner, "Comparative study of the transversal filter with conventional DFT processing in a nonlinear radar receiver", *Proceedings of the 35th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Vol. 2, Aug. 1992, pp 1454-1457.
- [79] B. Picard, E. Anterrieu, G. Caudal, P. Waldteufel, "Impact of the fringe washing function on the spatial resolution and on the radiometric sensitivity of the SMOS instrument", *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Vol. 5, 2003, pp 3067-3069.
- [80] M G. Shayesteh, M. Mottaghi-Kashtiban, "An efficient window function for design of FIR filters using IIR filters", *IEEE EUROCON*, May 2009, pp1443-1447.
- [81] K M M. Prabhu, V U. Reddy, J P. Agrawal, "Performance comparison of data windows", *Electronics Letters*, Vol. 13, Issue 20, September 1977, pp 600-601.
- [82] B Picard, "Téledétection de la surface terrestre par un radiomètre imageur à synthèse d'ouverture : principes de mesure, traitement des données interférométriques et méthodes de reconstruction régularisées ", *Thèse de doctorat*, Université de Versailles-St Quentin, 2004, pp 93-95.
- [83] E. Anterrieu, P. Waldteufel, A. Lannes, "Apodization functions for 2-D hexagonally sampled synthetic aperture imaging radiometers", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 40, Issue 12, Dec. 2002 Page(s):2531 – 2542.
- [84] B. Picard, E. Anterrieu, G. Caudal, P. Waldteufel, "Improved windowing functions for Y-shaped synthetic aperture imaging radiometers", *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Vol. 5, 2002, pp 2756-2758.
- [85] C S. Ruf, "Digital correlators for synthetic aperture interferometric radiometry", *IEEE Transaction Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 33, Sept 1995, pp 1222-1229.
- [86] J B. Hagen, D T. Farley, "Digital-correlation techniques in radio science", *Radio Science*, Vol. 8, N°8-9, Sept 1973, pp 775-784.
- [87] A. Camps, F. Torres, I. Corbella, J. Bara, J.A. Lluch, " Threshold and timing errors of 1 bit/2 digital correlation in Earth observation synthetic aperture radiometry", *Electronics letters*, 24th April 1997, Vol. 33 N°9, pp 812-814.
- [88] B. Picard, E. Anterrieu, "Comparison of regularized inversion methods in synthetic aperture imaging radiometry", *IEEE Transaction Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 43, Issue 2, Feb. 2005 pp 218-224.
- [89] J. Kainulainen, K. Rautiainen, M. Hallikainen, "Experimental Verification of Fringe-washing Calibration Techniques in Large Aperture Synthesis Radiometers", *IEEE MicroRad*, 2006 2006 Page(s):13 – 17.
- [90] A B. Tanner, C T. Swift, "Calibration of a synthetic aperture radiometer", *IEE Transaction Geoscience Remote sensing*, Vol. 31. N°1, Jan. 1993, pp. 257-267.

- [91] F. Torres, A. Camps, J. Bara, I. Corbella, R. Ferrero, “On-board phase and modulus calibration of large aperture synthesis radiometers: study applied to MIRAS”, *IEEE Transaction Geoscience Remote Sensing*, Vol. 34, N° 4, July 1996, pp. 1000-1009.
- [92] B. Lambrigtsen, A. Tanner, T. Gaier, P. Kangaslahti, S. Brown, “Developing a GeoSTAR science mission”, *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, July 2007, pp 5232-5236.
- [93] I. Ramos-Perez, X. Bosch-Lluis, A. Camps, *et al*, “Use of Pseudo-Random Noise sequences in microwave radiometer calibration”, *Microwave Radiometry and Remote Sensing of the Environment*, 11-14 March 2008, pp:1-4.
- [94] J. Lemmetyinen, J. Uusitalo, J. Kainulainen, *et al*, “SMOS Calibration Subsystem”, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 45, Issue 11, Part 2, Nov. 2007, pp:3691 – 3700.
- [95] E. Anterrieu, S. Gratton, B. Picard, “Self characterization of modelling parameters for synthetic aperture imaging radiometers”, *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Vol. 5, 2003 pp 3052-3054.
- [96] J. Högbom, “Aperture synthesis with a non-regular distribution of interferometer baselines”, *Astron. Astrophys. Suppl.*, 1974, pp 417-426.
- [97] “Synthesis imaging in radio astronomy”, *NRAO Synthesis Imaging Summer School. Astronomical Society of the Pacific*, Vol. 6, 1989.
- [98] D M. Le Vine, A J. Griffis, C T. Swift, T J Jackson, “ESTAR: A synthetic aperture microwave radiometer for remote sensing applications”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, N°12, Dec 1992.
- [99] C S. Ruf, C T. Swift, A B. Tanner, D M. Le Vine, “Interferometric synthetic aperture microwave radiometry for the remote sensing of the Earth”, *IEEE Transaction Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 26, Sept. 1988 pp 597-611.
- [100] A. Camps, “Application of interferometry radiometry to Earth observation ”, *Thèse de doctorat*, Université Polytechnique de Catalogne, 1996, pp 175.
- [101] R M. Mersereau, D E. Dudgeon, “Two-dimensional digital filtering”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 63, April 1975, pp 610-623.
- [102] A K. Jain, “Fundamentals of digital image proceeding”, *Prentice-Hall Inc.*, 1989.
- [103] A. Camps, “Application of interferometry radiometry to Earth observation ”, *Thèse de doctorat*, Université Polytechnique de Catalogne, 1996, pp 182-183.
- [104] A. Camps, “Application of interferometry radiometry to Earth observation ”, *Thèse de doctorat*, Université Polytechnique de Catalogne, 1996, pp 183-184.
- [105] A. Camps, “Application of interferometry radiometry to Earth observation ”, *Thèse de doctorat*, Université Polytechnique de Catalogne, 1996, pp 181.
- [106] A. Camps, “Application of interferometry radiometry to Earth observation ”, *Thèse de doctorat*, Université Polytechnique de Catalogne, 1996, pp 184-185.
- [107] E. Anterrieu, “Regularization of an Inverse Problem in Remote Sensing Imaging by Aperture Synthesis”, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 2, May 2006, pp II – II.

- [108] E. Anterrieu, A. Camps, "Image reconstruction algorithms for 2D aperture synthesis radiometers", *Microwave Radiometry and Remote Sensing of the Environment*, March 2008, pp 1-4.
- [109] E. Anterrieu, "A resolving matrix approach for synthetic aperture imaging radiometers", *IEEE Transaction Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 42, 2004, pp 1649-1656.

TABLE DES ILLUSTRATIONS

Fig 2. 1 - Principe de la synthèse d'ouverture	49
Fig 2. 2 - Exemples de 3 géométries d'interféromètre.....	50
Fig 2. 3 - Description du référentiel lié à un couple d'antennes	51
Fig 2. 4 - Topologie de la structure de l'interféromètre.....	53
Fig 2. 5 - Condition de recouvrement des champs de vue de deux antennes séparées de la distance D_{max}	55
Fig 2. 6 - Synoptique de la corrélation complexe entre un couple de récepteurs élémentaires (k,l)	57
Fig 2. 7 - Architecture d'un couple de récepteur (k,l) fournissant la visibilité d'une ligne de base (u,v)	60
Fig 2. 8 - Schéma du radiomètre élémentaire de l'interféromètre	61
Fig 2. 9 - Schéma d'un démodulateur de type <i>QAM</i> et les composantes en phase et en quadrature.....	61
Fig 2. 10 - Démodulation <i>QAM</i> a) spectre avant démodulation, b) spectre après démodulation	62
Fig 2. 11 - Géométrie du rayonnement incident d'une distribution de brillance $B(\theta, \phi)$ sur le diagramme de rayonnement d'une antenne de type Vivaldi.....	65
Fig 2. 12 - Erreurs en phase et en quadrature.....	67
Fig 2. 13 - Conversion de fréquence	69
Fig 2. 14 - Phénomène de Gibbs	74
Fig 2. 15 - Exemples d'apodisation :	74
Fig 2. 16 - a) comparaison des fenêtres d'apodisation en 1D pour les fonctions Hamming, Hanning, Blackman , Kaiser ($\beta=2$) et Rectangulaire b) représentation en 2D d'une fonction de Blackman [95].....	75
Fig 2. 17- Gabarit d'un filtre de Blackman, Hamming, Hanning et Kaiser.....	76
Fig 2. 18 - Topologie d'un corrélateur analogique	78
Fig 2. 19 - Maillage hexagonal de la couverture fréquentielle H en étoile.....	86
Fig 2. 20- Grille d'échantillonnage 16 x 16 du domaine fréquentiel	89
Fig 2. 21 - Grille d'échantillonnage du domaine spatial.....	89

Fig 2. 22 - Réorganisation des données échantillonnées du domaine fréquentiel..... 91

Fig 2. 23 - Réorganisation des données échantillonnées du domaine spatial..... 92

PARTIE III – Étude des récepteurs élémentaires de l'interféromètre autour de 140 GHz.

Les deux parties précédentes nous ont permis de choisir le dispositif d'imagerie correspondant aux applications envisagées et de déterminer les caractéristiques théoriques et fondamentales nécessaires au développement et à la conception des modules hyperfréquences dans la bande de fréquence autour de 140 GHz. Cette dernière partie du manuscrit décrit les étapes effectuées pour valider la faisabilité d'un tel instrument d'imagerie pour des applications visant la sécurité des personnes (portique de détection d'objets dangereux ou encore scannage d'un lieu fréquenté et à haut risque).

Dans un premier temps nous présentons les composants MMIC réalisés en bande G. En effet l'état de l'art autour des fréquences 140 GHz et 220 GHz montre que la disponibilité des composants est relativement limitée (cf. Partie I). Nous avons donc développé des amplificateurs faible bruit, un détecteur quadratique et un oscillateur.

La suite de l'étude consiste à observer le comportement d'un couple de récepteurs élémentaires par le biais de simulations. Pour se rapprocher le plus possible des performances réelles, nous avons utilisé des caractéristiques réelles de composants, particulièrement celles que nous avons obtenues sur nos composants. Ces simulations permettent de mettre en évidence les effets des imperfections sur les erreurs ajoutées à la mesure, détaillées dans la partie précédente. Nous montrons aussi les performances du radiomètre à addition de bruit à 140 GHz, qui sera utilisé comme le récepteur central de notre interféromètre.

Pour conclure, nous donnons les caractéristiques et performances possibles de l'interféromètre pour les différentes applications citées ci-dessus.

TABLE DES MATIÈRES

9. Les circuits réalisés en bande G [140-220 GHz].....	108
9.1. Les circuits d'amplification	108
9.2. Le détecteur quadratique	113
9.3. L'oscillateur.....	114
9.4. Les circuits à l'état de l'art	116
10. Les récepteurs élémentaires	118
10.1. Le radiomètre à addition de bruit à détection direct.....	118
10.1.1. Les performances théoriques du récepteur	119
10.1.2. Chaîne d'amplification	121
10.1.3. Le calibrage du radiomètre par addition de bruit	121
10.1.4. Estimation du temps d'intégration.....	122
10.1.5. Résultats théoriques	123
10.2. Le comportement d'une ligne de base.....	126
10.2.1. Définition du contexte de l'étude théorique	126
10.2.2. Étude du facteur de bruit d'un récepteur élémentaire.....	128
10.2.3. Performances idéales	129
10.2.4. Effets des paramètres réels des LNA.....	131
10.2.5. Effets du filtre passe bande.....	132
10.2.6. La détection I/Q	134
10.2.7. Conclusion sur les effets des imperfections dans les chaînes de réception....	143
11. Caractéristiques.....	145
11.1. Hypothèses	145
11.2. Première configuration : démonstrateur	146
11.3. Deuxième configuration	147
11.4. Troisième configuration	148
11.5. Quatrième configuration.....	151
12. Conclusion.....	153
TABLE DES ILLUSTRATIONS.....	154

9. Circuits réalisés en bande G [140-220 GHz]

Pour le besoin de notre système nous avons développé des circuits MMIC utilisant la filière HEMT métamorphique D007IH de longueur de grille 70 nm sur un substrat d'AsGa (100 μm d'épaisseur) de la fonderie OMMIC. Le choix de cette filière est d'une part dû à l'ouverture de la fonderie OMMIC et à l'état de l'art dans cette bande de fréquence qui indique que, actuellement, les performances en filière III-V sont plus intéressantes que celles de la filière silicium. En effet, les fréquences de coupures f_t et f_{max} des transistors ayant 2 doigts de grille de largeur 20 μm sont respectivement égales à 300 GHz et à 350 GHz. La conception des MMIC a été effectuée sous la plateforme de simulation ADS Agilent EEsof EDA en utilisant le manuel de conception (Design Kit) de OMMIC. Les circuits MMIC ont été réalisés en lignes coplanaires car la technologie disponible ne permet pas de réaliser des puces en double face avec un plan de masse arrière essentiellement par la non disponibilité des trous métallisés (contrainte de la fonderie).

Les mesures et caractérisations ont été effectuées sur deux bandes de fréquences : les bande W et la bande G. Les caractéristiques du banc de mesures en bande G nous ont permis d'obtenir des mesures à partir de 127 GHz.

Enfin il faut noter que seuls les modèles petits signaux nous ont été fournis pour effectuer la conception des circuits, ce qui induit des simulations limitées aux paramètres S.

9.1. Circuits d'amplification

Deux circuits d'amplification ont été réalisés.

Le premier est un amplificateur faible bruit (LNA) à 4 étages, sa taille est de 1592 x 1124 μm^2 . Il s'agit d'un montage à source commune avec une adaptation inter-étage (Fig 3. 1). La photographie de ce circuit est donnée à la figure 3.2.

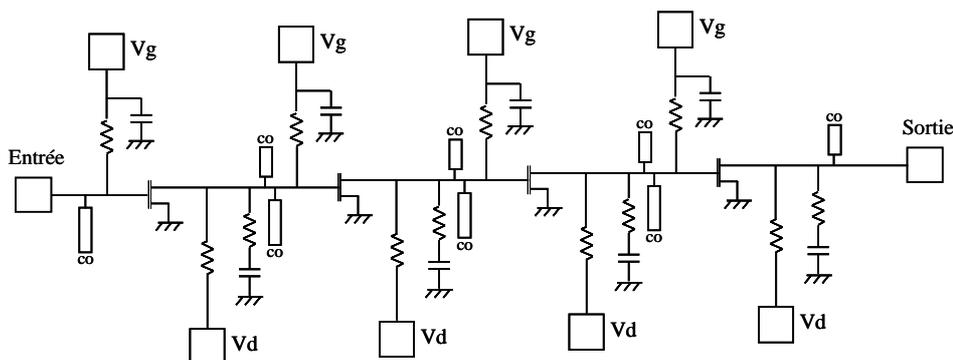


Fig 3. 1 - Schéma de principe du LNA 4 étages.

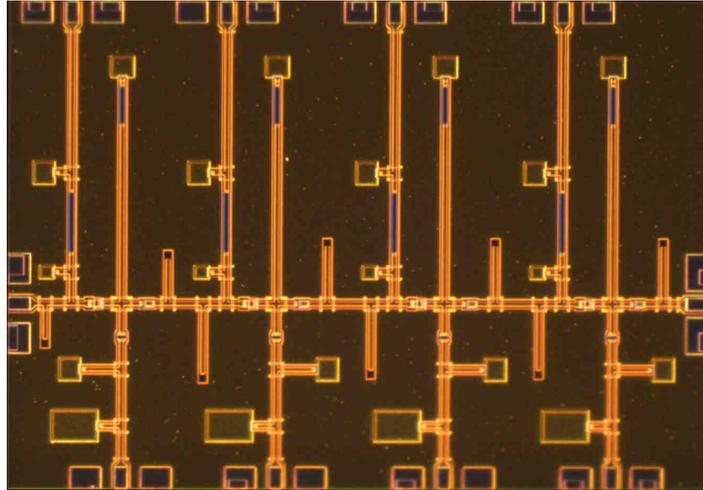


Fig 3. 2 - Amplificateur faible bruit 4 étages en technologie mm-HEMT 70 nm sur substrat d'AsGa (1592 x 1124 μm^2).

Les paramètres S ont été mesurés sous pointes dans les bandes W et G. Le banc de mesure ne disposant que d'une seule pointe d'accès de polarisation, les drains de chaque étage sont reliés ensemble ainsi que les grilles des deux étages centraux. De ce fait nous avons pu agir sur la polarisation de l'amplificateur pour déterminer les tensions permettant les meilleures performances. Les mesures antérieures de lignes ont montré la nécessité d'utiliser un support d'AsGa pour éviter les effets de couplages avec le socle métallique dus à la minceur du substrat (100 μm). Des capacités de découplage de 100 pF ont été utilisées.

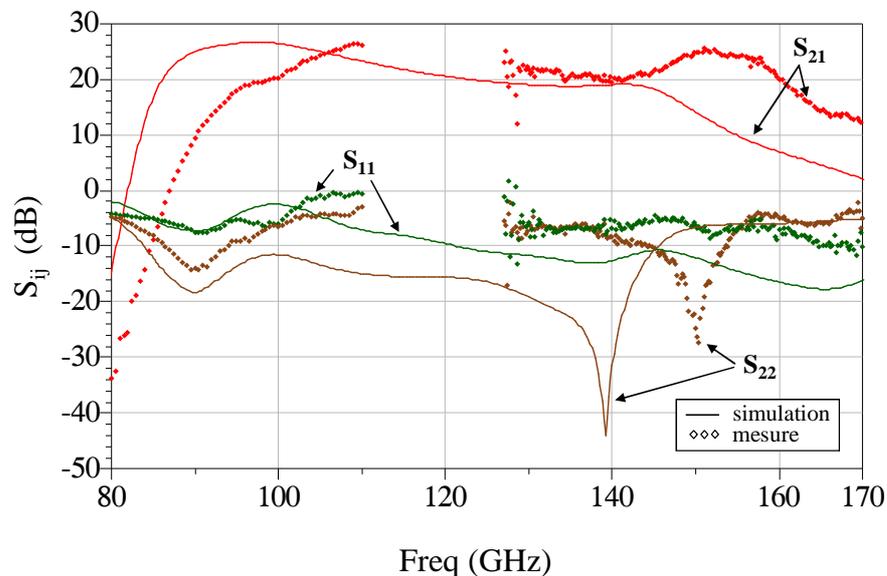


Fig 3. 3 - Paramètres S mesurés du LNA comparés à la simulation sur une bande de 80 à 170 GHz.

Les résultats significatifs des mesures sont donnés d'une part sur la bande de fréquences de 80 à 170 GHz afin d'observer la large bande d'amplification et d'autre part sur la bande 130-

170 GHz pour observer plus précisément les performances qui nous intéressent pour notre système.

Pour chaque étage du LNA, la polarisation est la suivante : une tension de drain V_d de 1,45 V et une tension de grille V_g de 0,15 V pour une consommation totale inférieure à 70 mW ($I_d = 42$ mA). Pour éviter que l'amplificateur ne compresse, les mesures sont réalisées avec une puissance d'entrée P_{in} inférieure à -30 dBm.

La figure 3.3 illustre les paramètres S large bande du LNA. On observe que le circuit présente un gain en puissance de plus de 20 dB à partir de 100 GHz et jusqu'à 160 GHz. Le gain n'est pas constant sur toute cette bande mais montre des valeurs maximales de 26 dB à 110 GHz et de 25 dB à 152 GHz. Pour l'utilisation dans notre système, nous observons un gain pratiquement constant de 20 dB sur une bande de 10 GHz autour de 140 GHz (Fig 3. 4).

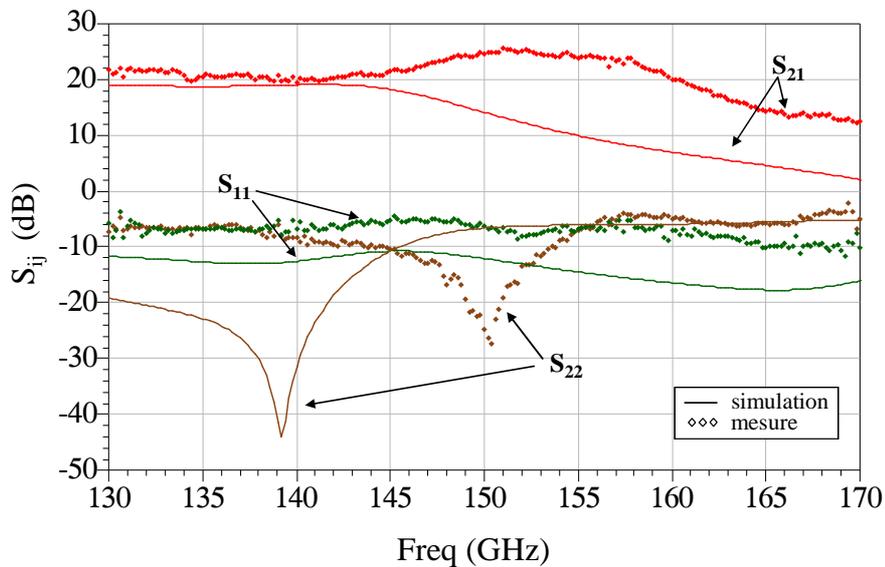


Fig 3. 4 - Paramètres S mesurés du LNA comparés à la simulation sur une bande de 130 à 170 GHz.

En ce qui concerne le facteur de bruit du LNA, les performances théoriques indiquent un facteur de bruit de 5 dB à 140 GHz. Cette valeur n'a pas pu être vérifiée car les deux bancs de mesure de bruit disponibles ne permettent pas de mesure à cette fréquence. Nous avons effectué une première mesure en bande W puis une deuxième série de mesure pour quatre fréquences de la bande G (Fig 3. 5) ce qui nous permet de vérifier que le facteur de bruit mesuré correspond aux prévisions théoriques. On peut donc envisager qu'à 140 GHz il en sera de même.

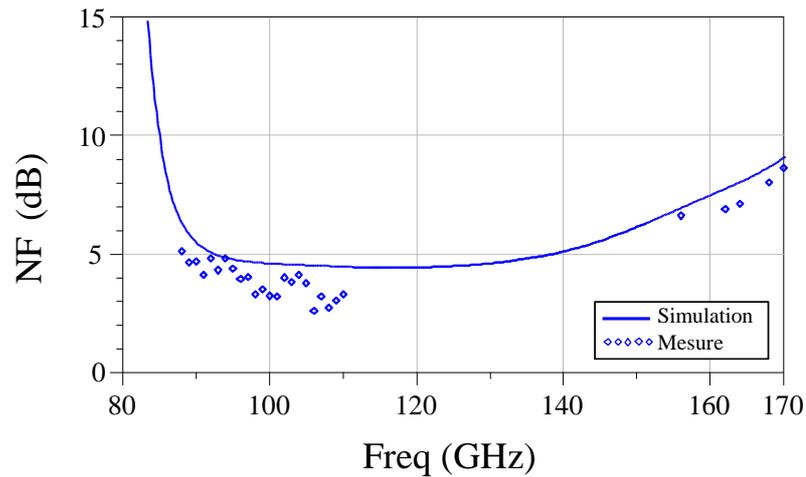


Fig 3. 5 - Mesure du facteur de bruit du LNA dans la bande W comparée à la simulation.

Le deuxième amplificateur comporte 2 étages (Fig 3. 6). Les étages sont conçus de la même façon que pour le LNA précédent, on obtient ainsi les paramètres S donnés à la figure 3.7 dans la bande 80-170 GHz et en bande plus étroite (130-170 GHz) à la figure 3.8. La polarisation des étages est la suivante : une tension de drain de 1,45 V et une tension de grille de 0,15 V pour une consommation inférieure à 45 mW ($I_d = 28$ mA). La puissance d'entrée est limitée à -30 dBm pour les mêmes raisons que précédemment.

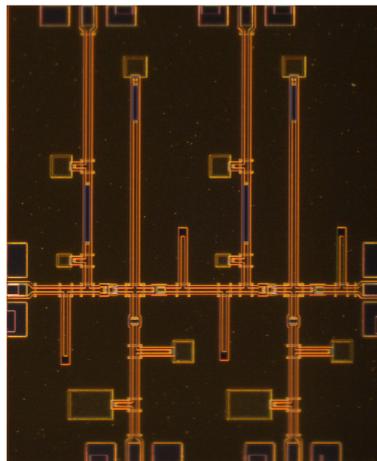


Fig 3. 6 - Amplificateur à 2 étages mm-HEMT 70 nm sur AsGa (910 x 1124 μm^2)

On observe que le gain maximal de cet amplificateur est de l'ordre de 15 dB à 152 GHz et comme le LNA à 4 étages, sur la bande de fréquences qui nous intéresse, le gain est quasi constant à 10 dB sur 10 GHz de bande. Même remarque pour le facteur de bruit, il est de 4 dB à 110 GHz et estimé inférieur à 5 dB à 140 GHz (Fig 3. 9).

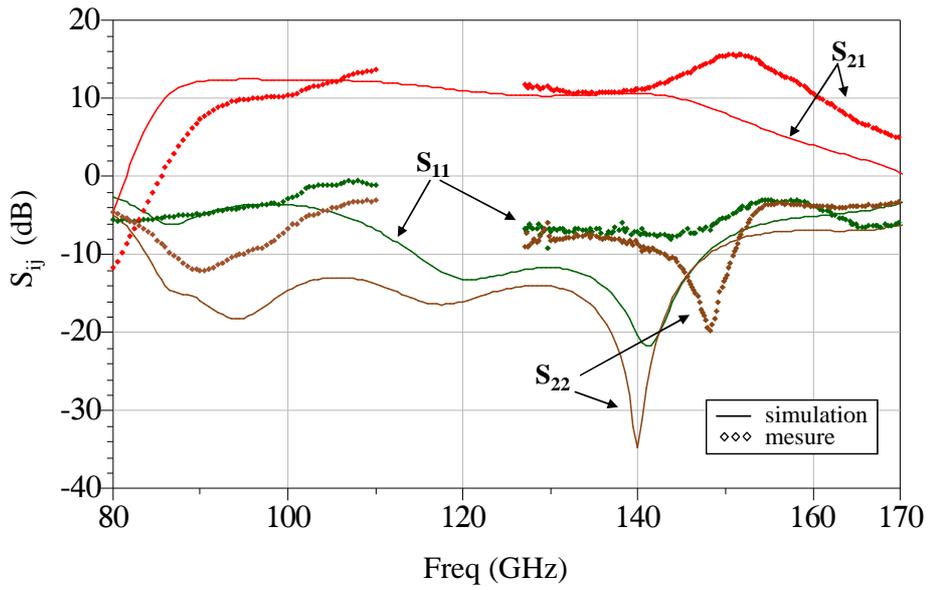


Fig 3. 7 - Paramètres S sur large bande de l'amplificateur 2 étages

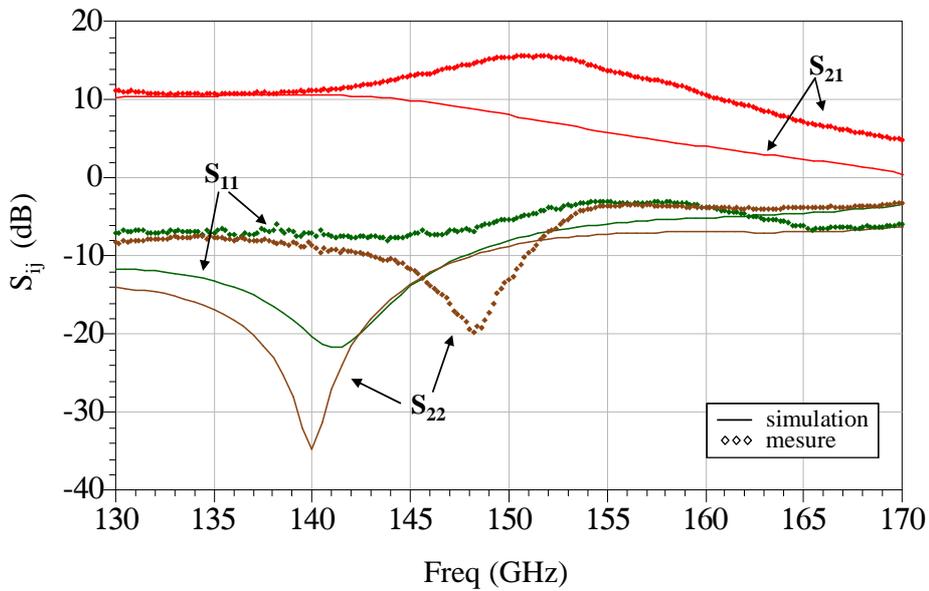


Fig 3. 8 - Paramètres S sur bande réduite de l'amplificateur 2 étages

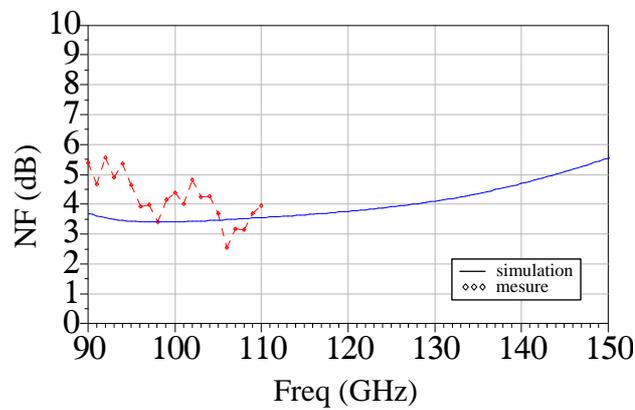


Fig 3. 9 - Facteur de bruit de l'amplificateur 2 étages

9.2. Détecteur quadratique

Le détecteur quadratique est réalisé à partir d'une diode (diode Schottky Grille-Source du mm-HEMT) alimentée sous une tension idéale de 0,3 V (Fig 3. 10). Ce détecteur est composé de 3 parties : une diode polarisée et adaptée en puissance en entrée (*stub* et capacité), une résistance d'adaptation en tension à la sortie de la diode et un filtre réjecteur centré sur 140 GHz.

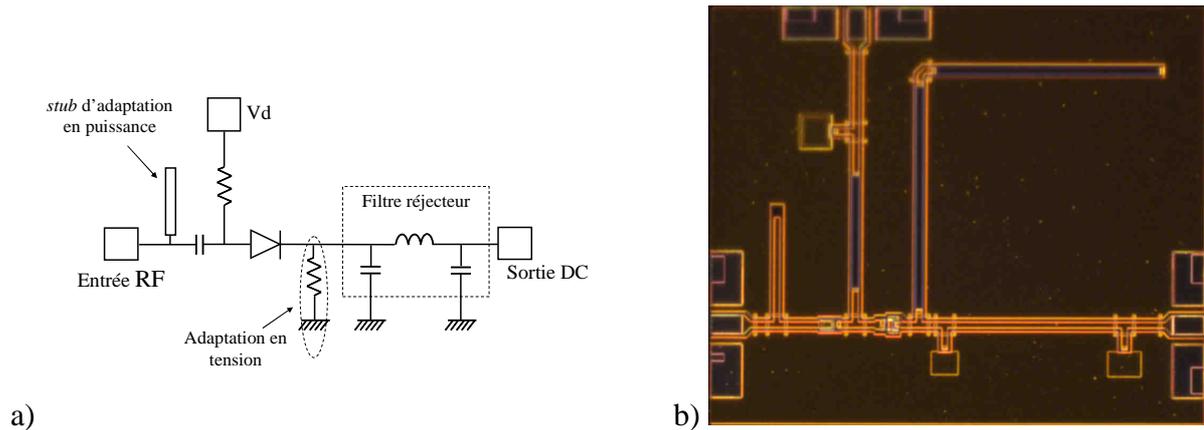


Fig 3. 10 – a)Schéma du détecteur à diode schottky et b) photographie du circuit réalisé (770 x 654 μm^2)

Ce détecteur a été testé sur un banc de mesure pour différentes valeurs de polarisation afin de déterminer la tension maximale en sortie. Nous nous sommes limités à une polarisation maximale de 0,9 V pour ne pas atteindre la tension de claquage de la diode. La courbe du coefficient de réflexion S_{11} (Fig 3. 11) montre une faible adaptation ce qui permet d'envisager une large bande de détection.

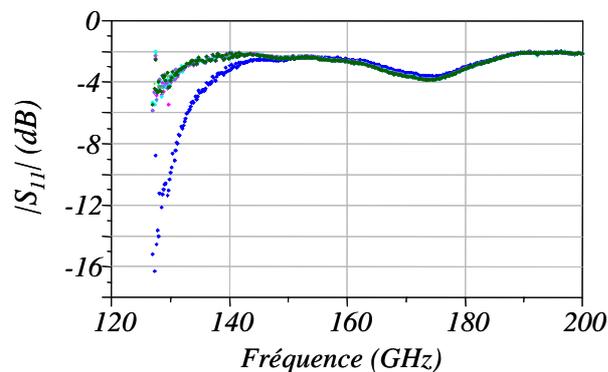


Fig 3. 11 - Paramètre S_{11} du détecteur pour différentes tensions de polarisation (0 - 0,5 - 0,6 - 0,7 - 0,8 - 0,9 V)

La figure 3.11 montre que le détecteur réalisé est décalé en fréquence par rapport aux résultats théoriques. La bande de fréquence de détection est centrée autour de 120 GHz au lieu de

140 GHz prévu. Nous avons tout de même effectué la mesure de la tension fournie par le détecteur à 140 GHz pour différents courant de polarisation.

Sur la figure 3.12 nous pouvons observer l'évolution de l'offset d'amplitude de la tension fournie par le détecteur pour différentes polarisations à 140 GHz en fonction de la puissance d'entrée. La puissance maximale injectée est limitée à -20 dBm par les performances des appareils de mesures disponibles à cette fréquence. Nous remarquons que le détecteur ne fonctionne pas pour des puissances inférieures à -22 dBm. A partir de cette puissance, la détection s'effectue mais par manque de mesures au-delà de -22 dBm nous ne pouvons pas caractériser la sensibilité de ce détecteur. Le décalage en fréquence de ce détecteur par rapport aux précisions théoriques est dû au fait que nous ne disposons que de modèles linéaires pour ces composants.

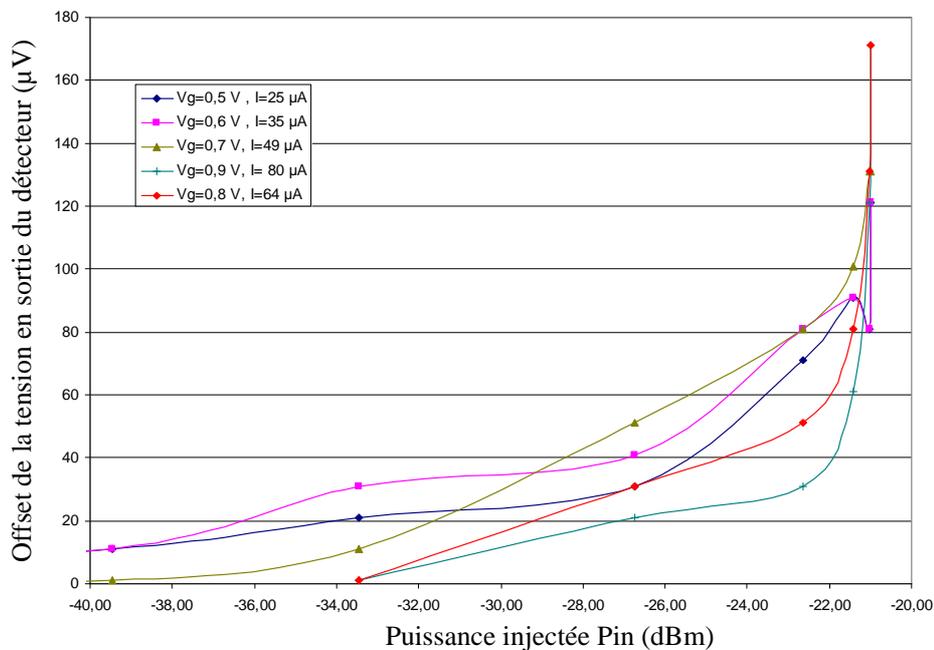


Fig 3. 12 - Sensibilité du détecteur

9.3. Oscillateur

Le schéma de l'oscillateur réalisé est donné à la figure 3.13. Le transistor est utilisé en configuration grille commune.

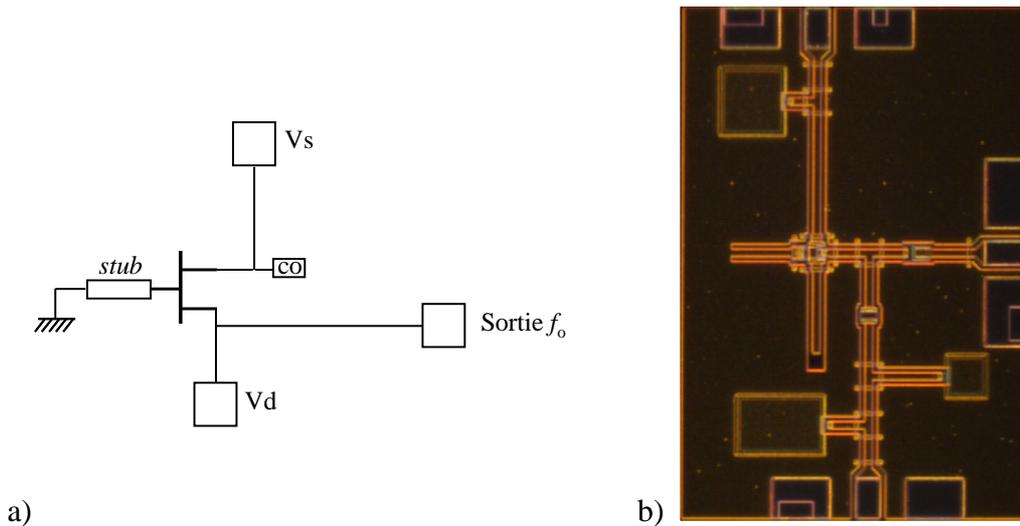


Fig 3. 13 – a) Schéma de l'oscillateur à résistance différentielle négative et b) photographie du circuit réalisé ($413 \times 627 \mu\text{m}^2$)

La résistance négative est réalisée par le *stub* placé sur la grille du transistor. La fréquence d'oscillation est fixée par le *stub* en circuit ouvert situé sur la source du transistor.

Ce circuit a uniquement été simulé avec le modèle petit signal, la fréquence d'oscillation à 140 GHz est obtenue pour un *stub* de $110 \mu\text{m}$. Des mesures permettant de définir la fréquence exacte de l'oscillation ont pu être réalisées et nous obtenons une fréquence d'oscillation de 146 GHz (Fig 3.14). Nous avons aussi vérifié l'absence d'harmonique dans la bande de fréquence 70-220 GHz.

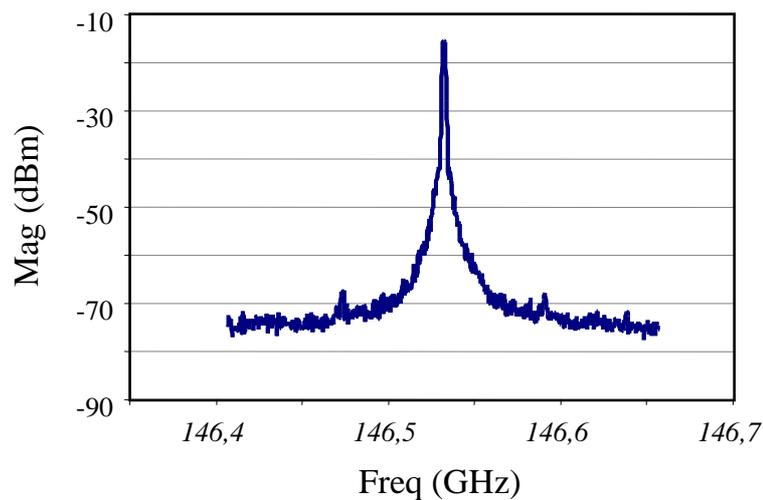


Fig 3. 14 - Résultat de la mesure de la fréquence d'oscillation à 146 GHz

Des mesures réalisées à l'aide d'un bolomètre ont montré que l'oscillateur fournit une puissance effective proche de 0 dBm à 146 GHz.

9.4. Circuits à l'état de l'art

En comparant avec les courbes théoriques, on remarque que les résultats de mesures sont décalés de 10 GHz du fait de l'utilisation de modèle non encore définitifs, mais vu la large bande de fréquence cela n'impacte pas notre étude mis à part le fait que les circuits sont plus adaptés à 152 GHz qu'à 140 GHz. Une deuxième remarque à apporter sur ce point est que le substrat initial devait être de $250\ \mu\text{m}$, une donnée prise en compte lors de la conception des circuits. Les substrats ont été amincis par la suite ce qui peut modifier les caractéristiques des circuits, comme ce décalage en fréquence.

Au vu de des résultats, les deux circuits d'amplification faible bruit sont à l'état de l'art. On rappelle que dans la littérature les LNA ont un gain de l'ordre de 10 à 15 dB pour un facteur de bruit de 4 à 6 dB. Le tableau 3.1 donne une comparaison des LNA réalisés avec ceux rapportés dans la littérature.

En ce qui concerne les circuits détecteur et oscillateur, il s'avère que les mesures en bande G sont plus complexes à mettre en œuvre. D'une part, à 140 GHz, les accès de mesures se font essentiellement sous pointes et limitent les possibilités de mise en œuvre des manipulations. D'autre part, le banc de mesures sous pointes possède des lignes d'accès, aux mélangeurs, guidées dont l'impédance $50\ \Omega$ n'est pas assurée contrairement à des lignes d'accès coaxiales. Enfin, la conception de circuits sans une simulation grand signal de leur comportement ne permet pas précisément d'estimer leurs performances. Cependant les premières mesures de l'oscillateur montrent des résultats très satisfaisants.

<i>Technologie</i>	<i>référence</i>	<i>Consommation (mW / mA)</i>	<i>Gain moyen Gain max (dB)</i>	<i>Facteur de bruit (dB)</i>	<i>Fréquence centrale (GHz)</i>	<i>Bande de fréquence (GHz)</i>	<i>Nombre étages</i>
<i>mHEMT 70 nm (AsGa)</i>	Circuit 1	<70 / 42	>20 25	~5 * ~6,5 *	140 152	60 -	4
	Circuit 2	<45 / 28	>10 15	~4 * ~5,5 *	140 152	60 -	2
<i>mHEMT 100 nm (AsGa)</i>	[34]		12 -	<4 -	220 -	- -	3
	[33]	20 / 30	>16	~4,8	210	40	4
<i>mHEMT 50 nm (AsGa)</i>	[32]	32 / 31	>15 23	~10	210 198	40 -	4
<i>LM-HEMT 70 nm (InP)</i>	[35]		15		200		

* : données théoriques

Tableau 3. 1 - Les circuits d'amplification faible bruit dans l'état de l'art

10. Récepteurs élémentaires

Après avoir donné les performances des circuits MMIC réalisés, ce chapitre développe les résultats théoriques du comportement de deux chaînes de réception constituant une ligne de base. Les simulations réalisées intègrent les caractéristiques réelles des composants. Cette étude a pour but de mettre en avant les effets des imperfections des fonctions des chaînes de réception, détaillées dans la partie précédente, à la fréquence de fonctionnement choisie. Nous avons montré précédemment l'intérêt d'employer comme récepteur central de l'interféromètre un radiomètre à addition de bruit, nous nous intéressons donc dans un premier temps aux performances envisageables avec ce récepteur à 140 GHz à partir des propriétés de composants disponibles.

10.1. Radiomètre à addition de bruit à détection directe

Le radiomètre à addition de bruit est composé d'une antenne, d'un étage d'amplification faible bruit pour augmenter la puissance du signal reçu, d'un filtre passe bande pour fixer la bande passante du récepteur et d'une cellule de détection de l'information qui nous intéresse (Fig 3.15). Un calibrage périodique permet de compenser les variations de gain RF de la chaîne de réception. Il est mis en œuvre grâce à une source de bruit dite « chaude » que l'on injecte en sortie de l'antenne de façon périodique par couplage. Une détection synchrone en fin de chaîne amplifie le signal détecté, composé du signal reçu et du signal de calibrage périodique. Enfin, une intégration fixe la constante de temps d'observation du signal.

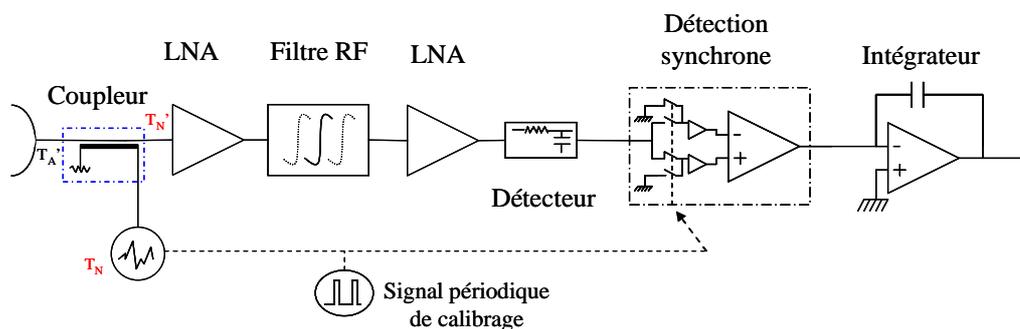


Fig 3. 15 - Schéma du radiomètre à addition de bruit à détection directe

Pour l'étude de ce récepteur nous négligeons l'influence de l'antenne. À partir des caractéristiques réelles des composants, nous déterminons notamment les performances de la

chaîne d'amplification ainsi que le temps d'intégration nécessaires en fonction de différentes valeurs de bande passante pour obtenir une sensibilité radiométrique proche de 0,1 K.

10.1.1. Les performances théoriques du récepteur

Le récepteur radiométrique est essentiellement caractérisé par sa sensibilité radiométrique ΔT_{\min} . Dans le cas du radiomètre à addition de bruit celle-ci est donnée par la relation (3.1), dans laquelle quatre paramètres rentrent en compte : la bande passante B du récepteur, le temps d'intégration τ , la température de bruit ajoutée T_n'' à l'entrée du LNA et la température équivalente de bruit du système T_{sys} (cf. Chap 2 et équation (1.28))

$$\Delta T_{\min} = 2 \frac{T_{sys}}{\sqrt{B\tau}} \left(1 + \frac{T_{sys}}{T_n''} \right) \quad (3.1)$$

T_{sys} dépend des composants utilisés dans la chaîne de réception (particulièrement le premier LNA), de l'antenne (efficacité de rayonnement) et de la puissance radiométrique mesurée. Nous négligeons les pertes de la ligne d'accès.

10.1.1.a. Température équivalente de bruit du système

On rappelle que la température équivalente de bruit du radiomètre comprend la température équivalente de bruit mesurée en sortie de l'antenne T_A' ainsi que celle du récepteur T_{REC}' .

10.1.1.b. Estimation de la température équivalente de bruit du récepteur

En appliquant la formule de Friis au schéma de la figure 3.15, on obtient le facteur de bruit suivant :

$$F = F_{coupleur} + \frac{F_{LNA} - 1}{G_{coupleur}} + \frac{F_{filtre} - 1}{G_{coupleur} G_{LNA}} \quad (3.2)$$

En reprenant les valeurs du LNA à 4 étages réalisé, le gain constant mesuré est de 20 dB pour un facteur de bruit théorique du LNA de l'ordre de 5 dB autour de 140 GHz (cf figure 3.4 et

figure 3.5). En l'absence de résultats de mesures à cette fréquence, nous fixons le facteur de bruit à 6 dB.

La formule de Friis appliquée est la suivante :

$$F = F_{\text{coupleur}} + \frac{F_{LNA} - 1}{G_{\text{coupleur}}} + \frac{F_{\text{filtre}} - 1}{G_{\text{coupleur}} G_{LNA}} + \frac{F_{LNA} - 1}{G_{\text{coupleur}} G_{LNA} G_{\text{filtre}}} \quad (3.3)$$

Le coupleur présente lui aussi plus de pertes de transmission mais toujours proche de 1 dB (cf. 10.1.1.d). On peut donc estimer le facteur de bruit du récepteur à **5,03** soit **7 dB** ce qui donne une température équivalente de bruit de **1170 K**.

10.1.1.c. Estimation de la température équivalente de bruit réelle détectée

La température équivalente de bruit réelle obtenue en sortie de l'antenne est donnée par la relation (1.16):

$$T_A' = \eta_A T_A + (1 - \eta_A) T_o$$

Elle comprend les caractéristiques de l'antenne, son efficacité de rayonnement, sa température physique, et la température radiométrique de la scène observée. Cette relation montre l'intérêt d'utiliser une antenne avec une efficacité la plus élevée possible afin de ne pas être perturbé par la température physique de celle-ci. Dans les applications envisagées, la température équivalente de bruit détectable peut varier entre 100 et 1000 K on peut donc estimer avec une efficacité de rayonnement de 0,5 une température équivalente réelle disponible en sortie de l'antenne comprise entre 200 et 650 K dans un environnement à température ambiante.

10.1.1.d. Le bruit ajouté T_n'

À 140 GHz, les sources de bruit disponibles ont un ENR proche de 12 dB soit $T_n = 4306$ K. Cependant les simulations montrent qu'il est difficile d'obtenir un coefficient de couplage supérieur à -10 dB sans dégrader les pertes de transmission. Pour ne pas augmenter la température de bruit ajoutée du récepteur nous privilégions des pertes de transmission de 1 dB soit un coefficient de couplage de -10 dB qui satisfait des pertes de

transmission inférieure à 3 dB (Fig 3.16). Le bruit T_n' ajouté en entrée du premier LNA est donc de 430 K.

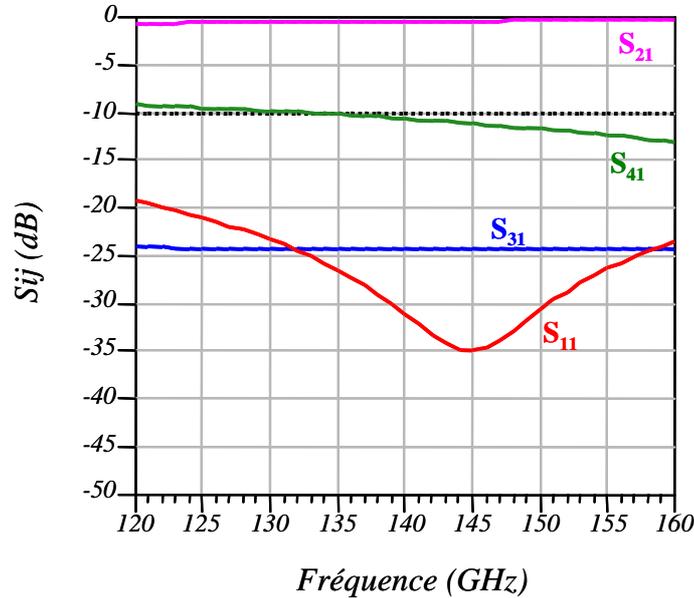


Fig 3. 16 - Paramètres S_{ij} du coupleur directif à 140 GHz.

10.1.2. Chaîne d'amplification

Le nombre d'amplificateurs faible bruit nécessaire est déterminé par rapport à la sensibilité tangentielle (TSS) du détecteur quadratique. En effet, le niveau de puissance de bruit radiométrique à température ambiante est très faible, compris entre 5 et 100 pW ($-83 \text{ dBm} \leq P_A \leq -70 \text{ dBm}$) pour une bande passante allant de 1 à 20 GHz. Il faut donc amplifier suffisamment le signal pour obtenir une puissance supérieure au TSS à l'entrée du détecteur.

Le détecteur réalisé ne permet pas de définir précisément la puissance minimale mais nous pouvons envisager que deux LNA de 20 dB de gain chacun seront suffisants.

10.1.3. Le calibrage du radiomètre par addition de bruit

Le radiomètre à addition de bruit intègre un calibrage périodique compensant l'influence du gain RF du récepteur sur la mesure effectuée. Ainsi sur une période T, le signal détecté de 0 à T/2 correspond à la température équivalente de bruit de la scène V_1 et de T/2 à T le signal détecté correspond à cette même température radiométrique à laquelle s'ajoute la température équivalente de bruit de la source de bruit V_2 (Fig 3.17). Une remise en forme est

donc nécessaire en sortie du détecteur quadratique afin d'obtenir une tension continue proportionnelle à la température équivalente de bruit mesurée.

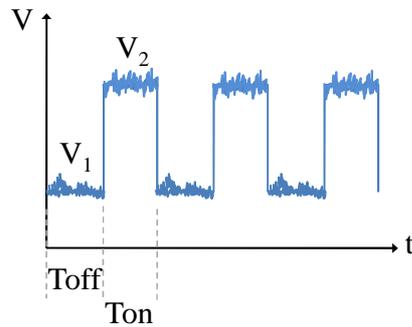


Fig 3. 17 - Topologie du signal détecté d'un radiomètre à addition de bruit avant remise en forme par détection synchrone

La détection synchrone permet donc de remettre en forme le signal à partir de la relation suivante :

$$\bar{T}_{out} = \frac{\bar{V}_1}{\bar{V}_2 - \bar{V}_1} = \frac{T_A' + T_{REC}'}{T_N''} \quad (3.4)$$

T_N'' est le bruit ajouté à l'entrée du récepteur prenant en compte les atténuations du coupleur et les pertes de l'interrupteur commandé par un signal périodique.

Pour une utilisation de ce radiomètre en tant que récepteur central de l'interféromètre, la détection synchrone s'effectue au niveau du traitement de signal.

10.1.4. Estimation du temps d'intégration

À partir de ces valeurs, nous pouvons déterminer la bande passante et le temps d'intégration nécessaires pour réaliser un radiomètre de sensibilité de 0,1 K (Tableau 3.2).

La température équivalente de bruit du système est importante et la température de calibrage ajoutée est fortement atténuée par le coupleur de -10 dB. Le temps d'intégration nécessaire pour obtenir une sensibilité radiométrique de 0,1 K est donc important cependant ce n'est pas une contrainte dans les applications envisagées. Nous pouvons nous satisfaire d'un temps d'intégration d'une dizaine de seconde.

Bande passante	Temps d'intégration
2 GHz	3,79 s
5 GHz	1,52 s
10 GHz	758 ms
20 GHz	379 ms

Tableau 3. 2 - Temps d'intégration nécessaire pour une sensibilité de 0,1 K en fonction de la fréquence de fonctionnement et de la bande passante du récepteur

10.1.5. Résultats théoriques

À la suite de cette étude théorique des contraintes de conception du radiomètre à addition de bruit, nous avons effectué une série de simulation sous la plateforme ADS Agilent EEsof EDA afin de déterminer les résultats théoriques d'un tel récepteur fonctionnant à 140 GHz (cf. Fig 3.15).

La source émettrice et l'antenne sont modélisées par une source de bruit fournissant un signal de 20 GHz de largeur de bande autour de 140 GHz suivi d'un élément fixant le niveau de température équivalente de bruit T_A' . Le coupleur possède des pertes de 1 dB en voie directe et de 10 dB en voie couplée, la source de bruit de calibrage est fixée à 4306 K, deux LNA sont utilisés ($G = 20$ dB et $NF = 6$ dB), le filtre passe bande est un filtre gaussien de type Hamming et le détecteur délivre une tension de 300 mV pour une puissance d'entrée de -50 dBm. Le temps d'intégration est limité à 10 μ s pour des raisons de compatibilité entre le pas de simulation de 0,05 ns et le nombre limité de points de la simulation. On ne peut obtenir ainsi qu'une sensibilité minimale de 27 K à partir de la simulation (au lieu de 0,1 K souhaité).

La figure 3.17 donne la tension disponible, avant détection synchrone, à la sortie du radiomètre. La figure 3.18 présente la tension moyenne obtenue en fonction de la température équivalente de bruit T_A' . Nous en déduisons une sensibilité de 623 μ V/K, ce qui est une bonne sensibilité en comparaison avec ce que nous aurions à partir d'un radiomètre sans dispositif de calibrage où la sensibilité est seulement de 8,1 μ V/K (Fig 3.19).

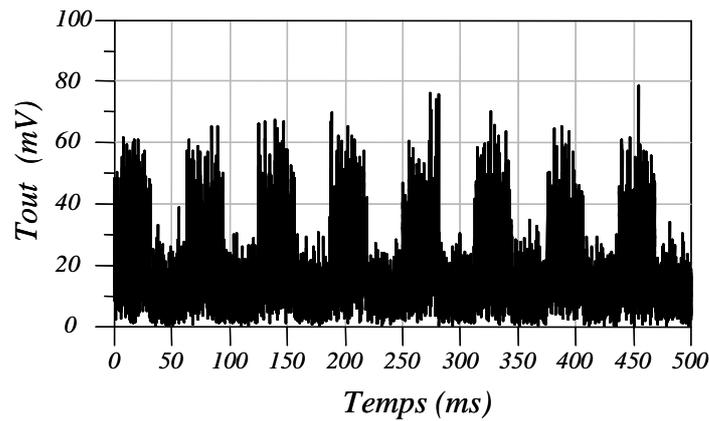


Fig 3. 18 - Tension disponible en sortie du radiomètre à addition de bruit avant détection synchrone (la source périodique de calibration fournit un signal carré de fréquence 16 MHz)

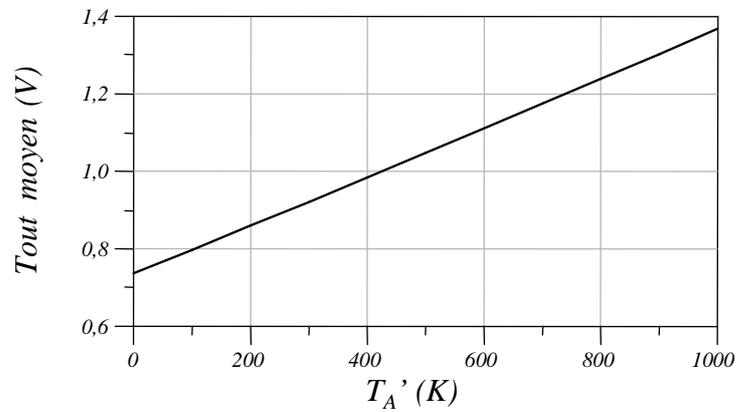


Fig 3. 19 - Variation de la tension moyenne de sortie du radiomètre (après détection synchrone) en fonction de la température équivalente de bruit disponible en sortie de l'antenne

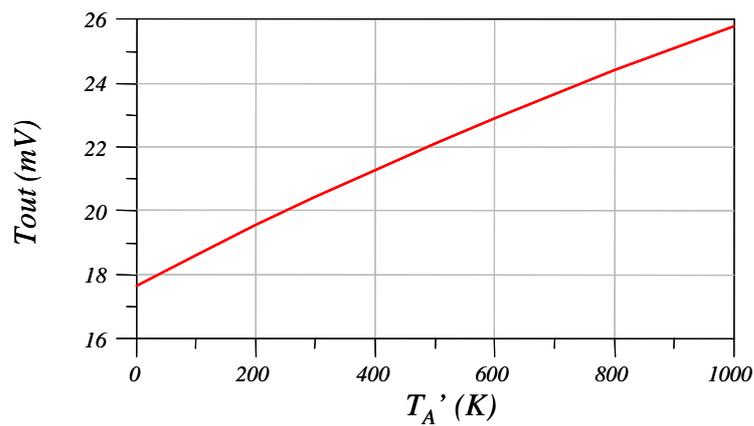


Fig 3. 20 - Variation de la tension moyenne fournie par un radiomètre sans dispositif de calibration

En extrapolant cette droite, on retrouve la température équivalente de bruit du radiomètre de 1170 K (Fig 3.20).

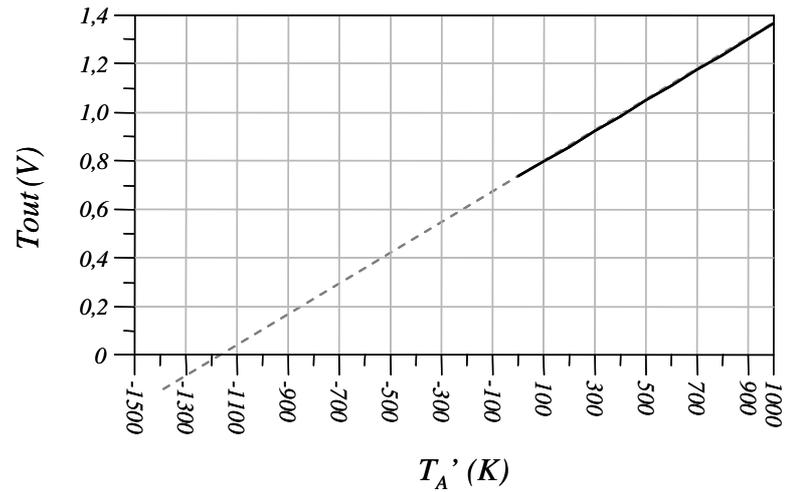


Fig 3. 21 - Droite de calibration du radiomètre

La figure 3.20 présente la droite de calibration du radiomètre. Pratiquement cette méthode est celle appliquée pour calibrer le système réalisé. Nous employons deux sources de bruit, une source chaude et une source froide. Ainsi en traçant la droite de calibration on pourra estimer la température globale réelle présente à l'entrée du premier LNA correspondant à la température équivalente de bruit ajoutée.

10.2. Comportement d'une ligne de base

Nous venons de développer les performances théoriques du récepteur central du dispositif interférométrique. La suite de cette partie est de présenter les performances d'une ligne de base fonctionnant à 140 GHz.

10.2.1. Définition du contexte de l'étude théorique

L'étude ne consiste pas à déterminer la position spatiale d'une source radiométrique mesurée à partir de deux chaînes de réception ni sa valeur radiométrique. Nous présentons ici une évaluation des erreurs apportées, par les imperfections des différents éléments constituant la ligne de base sur le signal disponible en sortie des antennes par rapport à la visibilité complexe fournie par cette même ligne de base.

La figure 3.23 illustre la ligne de base étudiée, composée de deux chaînes de réception hétérodynes. Pour garder une cohérence sur le signal détecté, les deux récepteurs ont le même oscillateur local (il en sera de même pour tous les récepteurs de l'interféromètre). Il n'y a pas de dispositif de calibration sur les récepteurs.

La température équivalente de bruit mesurée et celle de l'antenne sont modélisées par une source hyperfréquence à 140 GHz fournissant un niveau de température équivalente de bruit T_A' . Le pas de simulation est fixé afin d'obtenir un signal radiométrique sur 20 GHz de bande passante. Cette source est identique aux deux chaînes de réception.

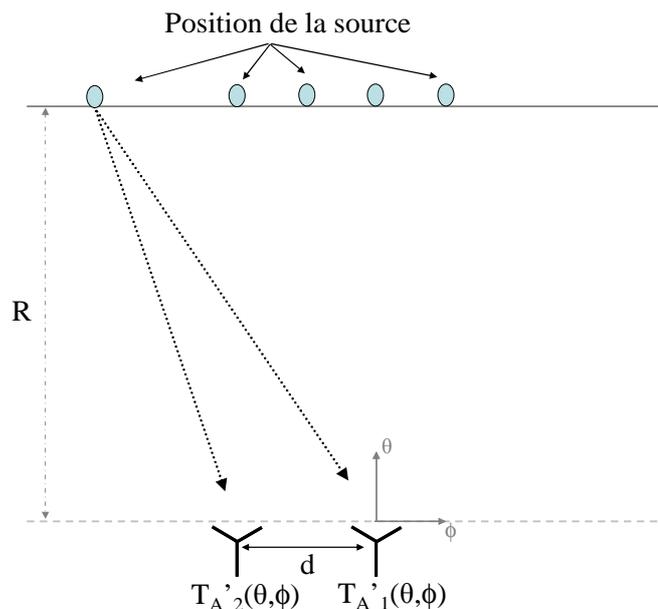


Fig 3. 22- Position de la source relativement aux antennes

La position de la source entre les deux antennes dépend des angles d'arrivée θ et ϕ (ou des cosinus directeurs ξ et η). On a défini dans la partie précédente les signaux présents à l'entrée des LNA de la façon suivante :

$$S_i(t, \xi, \eta) = s_i(t) e^{-2j\pi\omega_0 + \phi_i(t, \xi, \eta)} \quad (3.5)$$

On assimile donc les angles d'arrivée du rayonnement radiométrique sur les antennes à une phase du signal en sortie de celles-ci. Ainsi, la position de la source entre les deux antennes correspond à la différence de phase d'un signal de même amplitude en sortie des antennes des deux chaînes de réception composant la ligne de base :

$$\phi_{12}(t, \xi, \eta) = \phi_1(t, \xi, \eta) - \phi_2(t, \xi, \eta) \quad (3.6)$$

La visibilité complexe est donnée par les signaux en phase $V_{i_{12}}(t)$ et en quadrature $V_{q_{12}}(t)$ intégrés sur une période τ . On obtient ainsi l'information en amplitude et en phase de la cohérence spatiale mesurée entre les deux récepteurs.

$$\bar{V}_{12} = \bar{V}_{i_{12}} + j\bar{V}_{q_{12}} = |\bar{V}_{12}| e^{j\pi\phi_{12}} \quad (3.7)$$

Ainsi, la cohérence spatiale de la température équivalente de bruit moyenne mesurée entre les deux récepteurs et de la position de la source émettrice considérée par rapport aux deux antennes est donnée par le couple $(|\bar{V}_{12}|, \phi_{12})$.

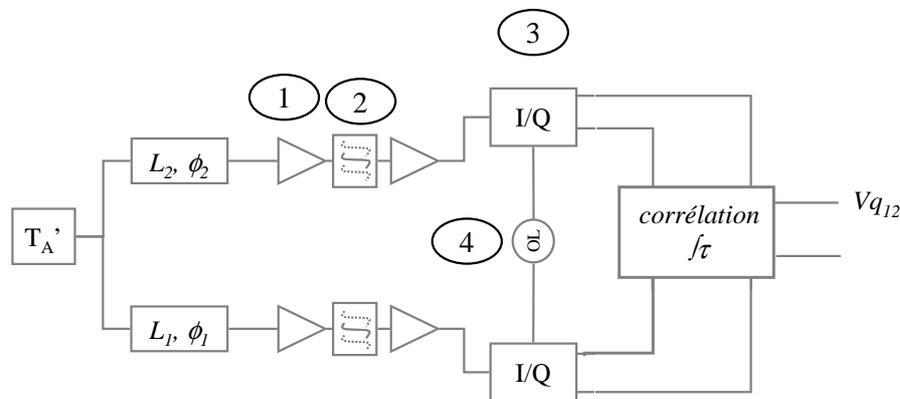


Fig 3. 23 - Synoptique de la ligne de base étudiée, formée de deux chaînes de réception hétérodyne.

10.2.2. Étude du facteur de bruit d'un récepteur élémentaire

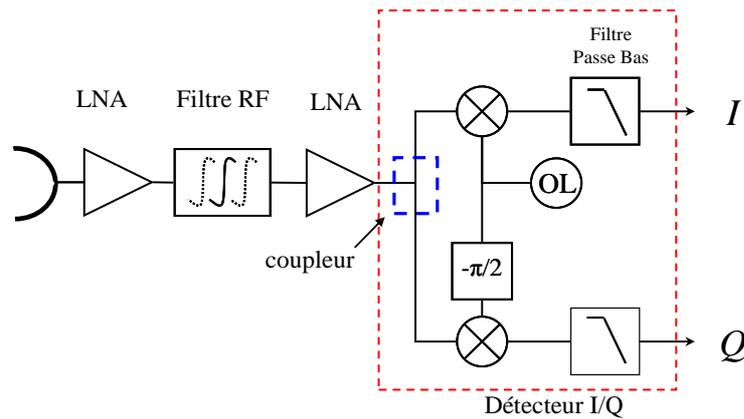


Fig 3. 24 - Schéma d'une chaîne de réception élémentaire de l'interféromètre

En reprenant la formule de Friis, le facteur de bruit du récepteur élémentaire modifié est donné par la relation 2.15.

$$F = F_{LNA} + \frac{F_{filtre} - 1}{G_{LNA}} + \frac{F_{LNA} - 1}{G_{LNA} G_{filtre}} + \frac{F_{coupleur} - 1}{G_{LNA} G_{filtre} G_{LNA}} + \frac{F_{mélangeur} - 1}{G_{LNA} G_{filtre} G_{LNA} G_{coupleur}} \quad (3.8)$$

Les LNA utilisés sont les mêmes que ceux du radiomètre à addition de bruit (gain de 20 dB et facteur de bruit de 6 dB). En considérant que les pertes du coupleur diviseur sont proches de 3 dB, on obtient un facteur de bruit de **4,05** soit **6,07 dB** ce qui donne une température équivalente de bruit du récepteur de **884,7 K**.

En l'absence du coupleur en sortie de l'antenne, le bruit apporté par le récepteur élémentaire est nettement inférieur à celui du radiomètre à addition de bruit constituant le récepteur central du dispositif interférométrique.

Processus de validation théorique

L'étude théorique du comportement d'une ligne de base se déroule suivant le processus suivant (en relation avec l'étude théorique des erreurs de phase et d'amplitude développé au chapitre 6) :

- Cas idéal : observation de la visibilité complexe V_{12} obtenue, caractérisée par les signaux $V_{i12}(t)$ et $V_{q12}(t)$ ainsi que la phase et l'amplitude de celle-ci.
- Effet du facteur de bruit des LNA.
- Effet du filtre passe bande : choix de la bande passante et du gabarit.

- Effet des imperfections du démodulateur I/Q : pertes de conversion et isolation OL/RF des mélangeurs, stabilité et bruit de phase de l'oscillateur local et effet de la bande passante du signal IF limitée par les caractéristiques d'entrée des convertisseurs analogique/numérique existants.

Pour chaque cas nous avons observé le comportement de la visibilité complexe \bar{V}_{12} définie par son module $|V_{12}|$ et sa phase ϕ_{12} en faisant varier la température équivalente de bruit T_A' de 100 à 1000 K ainsi que la différence de phase de 0 à 180°.

10.2.3. Performances idéales

Pour déterminer les erreurs de phase et d'amplitude apportées par les composants, il est nécessaire de connaître les performances idéales de notre ligne de base. Ainsi nous considérons que les LNA ont un facteur de bruit nul, que la bande passante est illimitée (soit le temps de simulation) et le détecteur I/Q est parfait.

La figure 3.25 montre l'évolution du signal radiométrique « détecté » pour une source de température équivalente de bruit de 300 K située à une distance impliquant une différence de phase $\phi_1 - \phi_2$ de -10° entre les deux chaînes de réception.

Après intégration des signaux $V_{i12}(t)$ et $V_{q12}(t)$, nous obtenons la partie réelle et imaginaire de la visibilité complexe, ce qui nous permet de déduire son amplitude et sa phase. Le temps d'intégration choisi est de 5 μ s pour un temps de simulation de 15 μ s.

La figure 3.26 montre l'évolution de la phase et de l'amplitude de la visibilité complexe obtenue pour une différence de phase entre les deux chaînes de réception variant de 0 à 180° ainsi que pour une température équivalente de bruit variant de 100 à 1000 K. Les caractéristiques de la ligne de base idéale sont :

- Sensibilité : 0,79 μ V/K
- À $T_A' = 300$ K et $\phi_1 - \phi_2 = -10^\circ$: la visibilité complexe est de 238,1 μ V d'amplitude avec une phase de -10,23°.

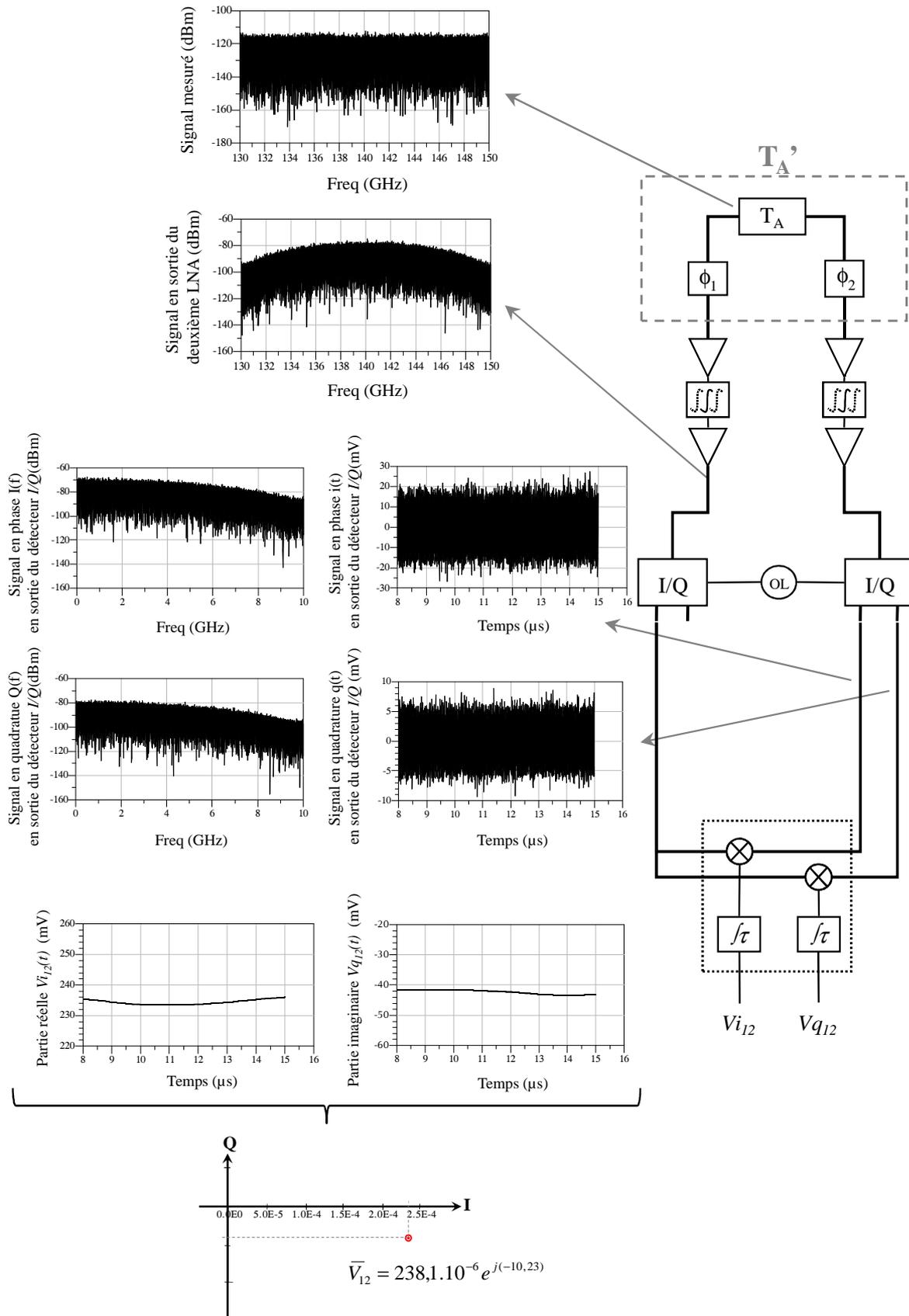


Fig 3. 25- Evolution du signal radiométrique mesuré sur une ligne de base. La différence de phase est de -10° , la température équivalente de bruit T_A' est de 300 K.

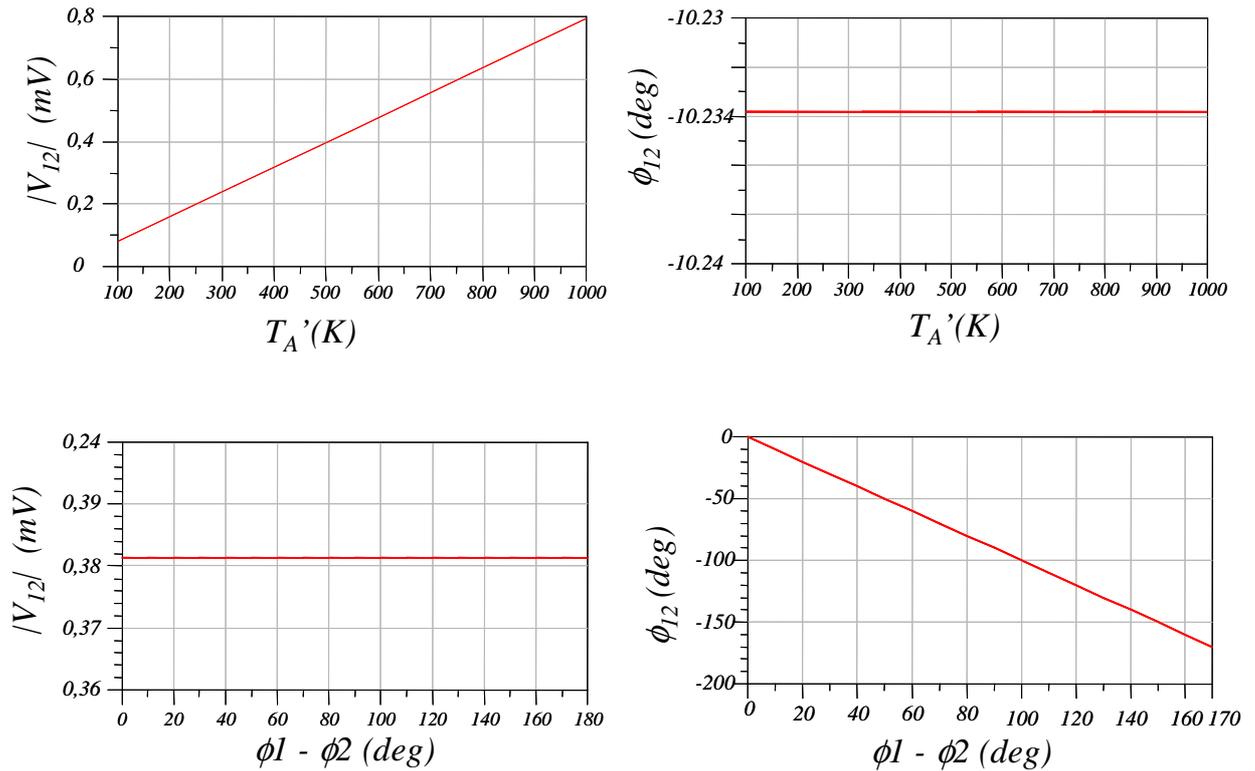


Fig 3. 26 - Visibilité complexe V_{12} , caractérisée par son module et sa phase, obtenue à partir d'une ligne de base sans défauts

Nous pouvons remarquer que la visibilité complexe idéale évolue linéairement en fonction de la différence de phase des deux chaînes de réception et de la température équivalente de bruit disponible en sortie des antennes. La faible erreur de phase est due au temps d'intégration trop petit.

10.2.4. Effets des paramètres réels des LNA

En ajoutant le facteur de bruit de 6 dB de chaque LNA nous obtenons la visibilité complexe présentée à la figure 3.27.

Nous pouvons observer que la visibilité complexe obtenue par la ligne de base est sensible au niveau de puissance radiométrique « détecté » ainsi qu'à la différence de phase entre les deux chaînes de réception.

À température équivalente de bruit T_A' fixe, l'erreur en amplitude $\sigma\rho$ varie en fonction de la différence de phase de $-13 \mu\text{V}$ à $+8 \mu\text{V}$.

À différence de phase $\phi_1 - \phi_2$ constante, l'erreur en phase $\sigma\phi$ est d'autant plus importante que le niveau de puissance radiométrique est faible. Elle est comprise entre $+1^\circ$ et $+0,1^\circ$.

La sensibilité de la ligne de base ne change pas.

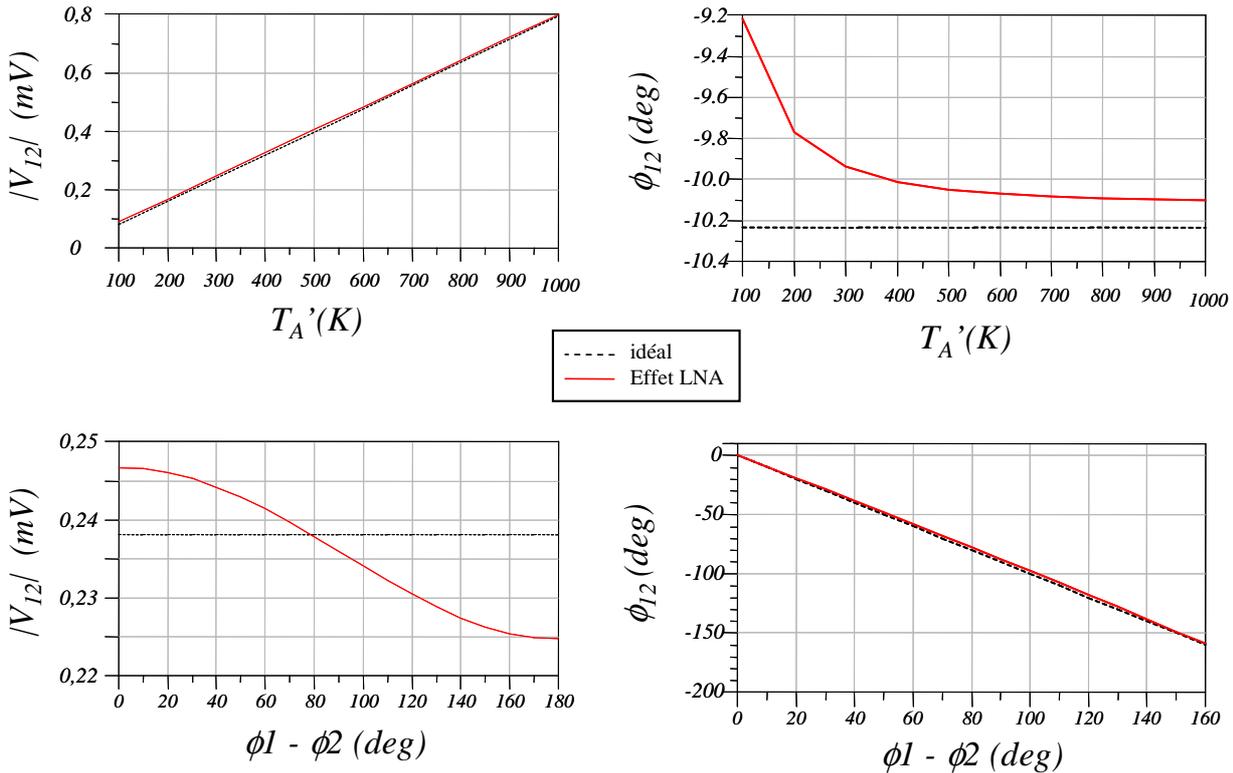


Fig 3. 27 - Effet du facteur de bruit des LNA sur la visibilité V_{12}

En diminuant le facteur de bruit des LNA nous avons vérifié que ces variations s'atténuent. Le premier élément des chaînes de réception agit donc sur le comportement des erreurs (phase et amplitude) d'une part par rapport au niveau de puissance radiométrique détecté mais aussi en fonction de la valeur de la différence de phase d'une ligne de base.

Ce phénomène n'a pas été abordé dans la partie précédente et n'apparaît pas sur une ligne de base idéale, mais il illustre bien la définition de la visibilité complexe qui fournit une cohérence spatiale du signal radiométrique détecté entre deux récepteurs car son module et sa phase ne sont pas directement représentatifs de la température équivalente de bruit ni de la position de la source par rapport aux deux récepteurs. Il montre aussi l'importance de choisir des LNA ayant un facteur de bruit le plus faible possible.

10.2.5. Effets du filtre passe bande

Après les effets des LNA, nous nous intéressons à l'influence de la bande passante et au choix du type de fenêtrage du filtre passe bande de type gaussien d'ordre 5.

La figure 3.28 illustre l'importance de conserver la plus large bande passante pour une détection radiométrique. En effet, plus celle-ci est petite plus les erreurs sont importantes et la sensibilité faible. Entre une bande passante de 20 GHz et de 10 GHz il y a peu de différence :

l'erreur en phase ajoutée est quasi nulle et celle en amplitude relativement faible. Cependant en diminuant cette bande passante à 5 GHz les erreurs augmentent considérablement.

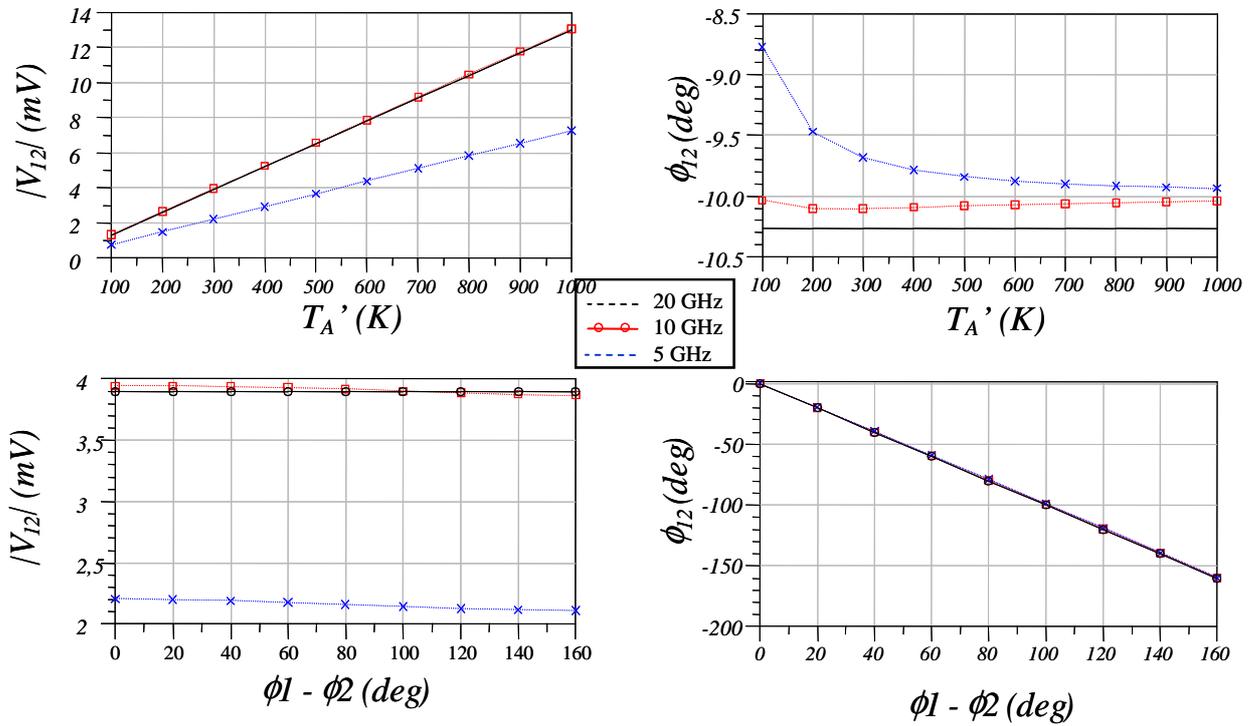


Fig 3. 28 - Effets de la bande passante des récepteurs

Nous avons ensuite observé la visibilité complexe obtenue sur la ligne de base pour différents gabarits du filtre passe bande. Les trois gabarits testés sont les fenêtres de Hamming, de Hanning et de Barlett. Nous les avons comparés au résultat obtenu avec une fenêtre rectangulaire. Le gabarit de Barlett semble le plus intéressant en termes de sensibilité mais l'erreur de phase est plus importante.

En ce qui concerne le phénomène de « fringe washing », l'utilisation d'un filtre dont le gabarit se rapproche le plus d'un gabarit rectangulaire est plus intéressante. Cependant ce n'est pas un élément critique car les erreurs ajoutées ne sont pas significantes.

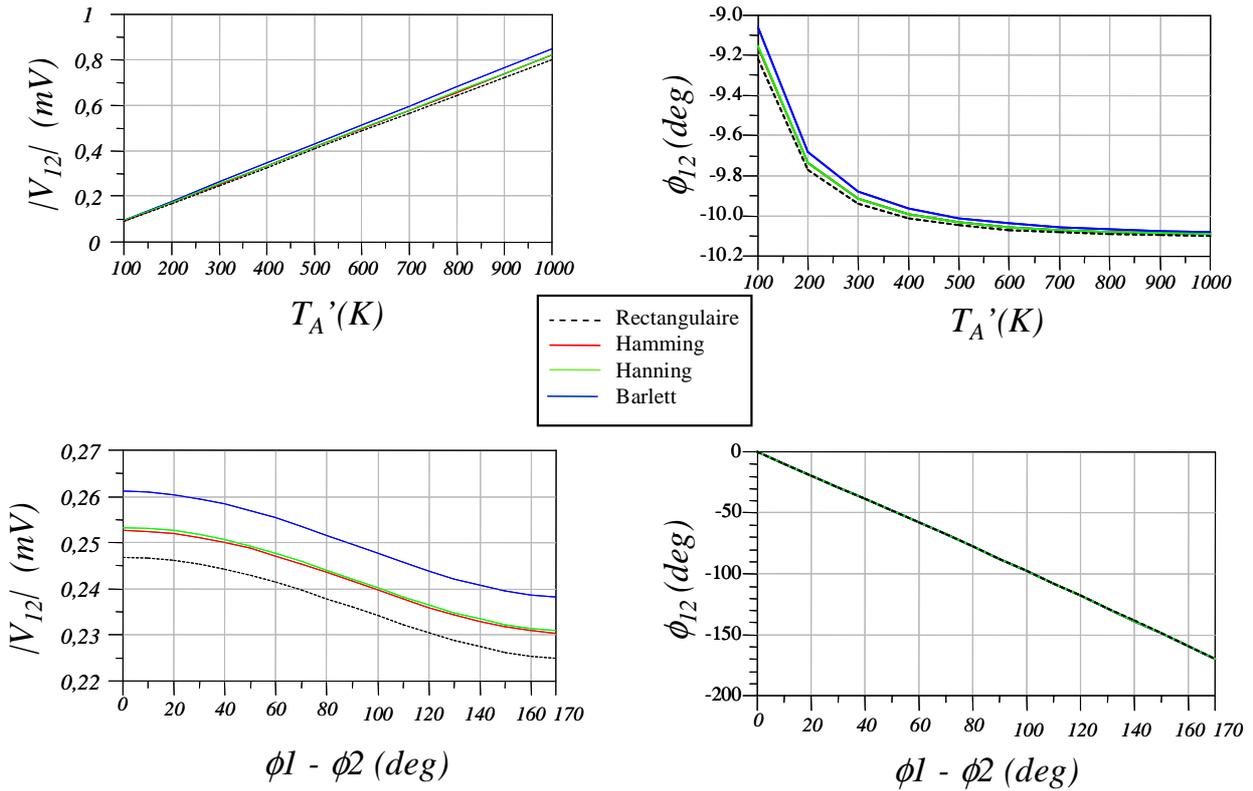


Fig 3. 29 - Effet du fenêtrage du filtre passe bande sur la visibilité V_{12}

Ainsi nous avons présenté les effets des caractéristiques des premiers éléments d'une chaîne de réception et à ce stade de l'étude les performances de notre ligne de base sont donc les suivantes :

- Sensibilité : $\Delta|V_{12}| = 0,8\mu V / K$
- Erreur d'amplitude : $-7,5 \mu V < \sigma\rho < +13,8 \mu V$
- À $T_A' = 300 K$ et $\phi_1 - \phi_2 = -10^\circ$: $|V_{12}| = 252\mu V$ et $\phi_{12} = -9,9^\circ$

Erreur de phase : $\sigma\phi < +1^\circ$

10.2.6. La détection I/Q

Nous venons de présenter les erreurs en phase et en amplitude causées par les LNA et le type de filtrage. Maintenant nous présentons les performances prévisibles en utilisant un détecteur I/Q réel comprenant les pertes de conversion et l'isolation OL/RF des mélangeurs, un déphaseur $\pi/2$ à $\pm 2^\circ$ et les caractéristiques de l'oscillateur local.

10.2.6.a. Effets des imperfections des mélangeurs

Au vu des performances des mélangeurs existants (à des fréquences plus basses) nous avons fixé les pertes de conversion à 15 dB et une isolation OL/RF à -20 dB. Nous définissons ainsi une configuration de mélangeurs réels avec de mauvaises performances pour déterminer leurs effets dans un cas défavorable.

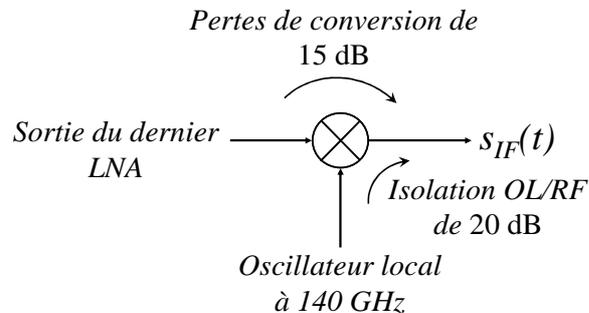


Fig 3. 30 - imperfections des mélangeurs

La première configuration de nos chaînes de réception comprend deux LNA. Cependant on peut observer sur la figure 3.31 que les fuites de puissance d'OL sur la voie RF perturbent fortement la phase et l'amplitude de la visibilité obtenue. En effet, la puissance de signal radiométrique mesurée étant petite (de l'ordre de -70 dBm), le signal RF en entrée des mélangeurs est proche de -30 dBm après amplification par les deux LNA. Cependant les fuites de puissance d'OL réinjectées sur la voie RF se retrouvent sur le signal IF et faussent l'information souhaitée si cette puissance est trop élevée. Sur la figure 3.31, on peut noter qu'il faut une puissance d'OL sur la voie RF inférieure à -30 dBm pour obtenir une erreur de phase et une variation d'amplitude convenables mais le niveau d'amplitude de la visibilité reste très faible (inférieur à quelques μV). De plus, comme il a été remarqué précédemment, plus le niveau du signal RF est élevé, plus l'erreur de phase est faible.

Nous avons donc choisi d'ajouter un troisième amplificateur afin d'augmenter le niveau de puissance RF à l'entrée des mélangeurs. La puissance du signal RF en sortie du deuxième LNA étant inférieure à -30 dBm, ce dernier amplificateur de 10 dB de gain adapté en entrée et en sortie ne compresse pas (cf. chapitre 9- Amplificateur 2 étages) et amplifie le signal RF pour approcher un niveau de puissance de -20 dBm. Le facteur de bruit de la chaîne ne change pas.

La nouvelle visibilité complexe de la ligne de base avec un démodulateur I/Q idéal est donnée à la figure 3.32.

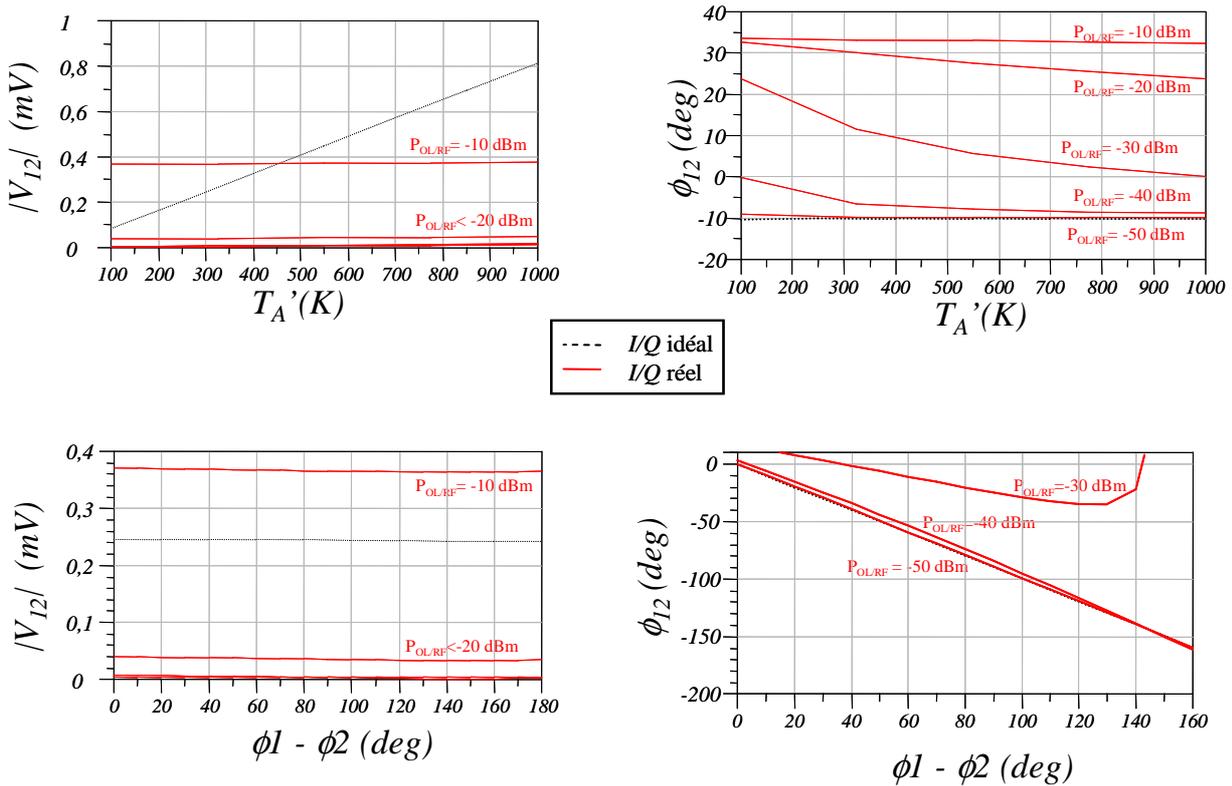


Fig 3. 31 - Comportement de la visibilité V_{12} en fonction du niveau de puissance de fuites d'OL sur la voie RF pour une ligne de base composée de mélangeurs ayant des pertes de conversion de 15 dB

L'ajout du troisième amplificateur permet d'obtenir une sensibilité beaucoup plus importante car le signal RF est amplifié de 10 dB. L'information en amplitude de la visibilité complexe est ainsi plus facilement exploitable. Cependant cet ajout augmente l'erreur de phase (dû au facteur de bruit de cet amplificateur supplémentaire).

Les caractéristiques sont les suivantes :

- Sensibilité : $\Delta|V_{12}| = 81\mu V / K$
- Erreur d'amplitude : $-627 < \sigma\rho < 815 \mu V$
- À $T_A' = 300 K$ et $\phi_1 - \phi_2 = -10^\circ$: $|V_{12}| = 248mV$ et $\phi_{12} = -11,3^\circ$

Erreur de phase : $-3^\circ < \sigma\phi < -0,6^\circ$

Les résultats obtenus avec les imperfections des mélangeurs, en fonction des fuites de la puissance d'OL sur la voie RF, sont présentés à la figure 3.33. Il apparait bien qu'après augmentation du niveau de puissance du signal RF, les fuites de puissance d'OL sur la voie RF ont moins d'influence.

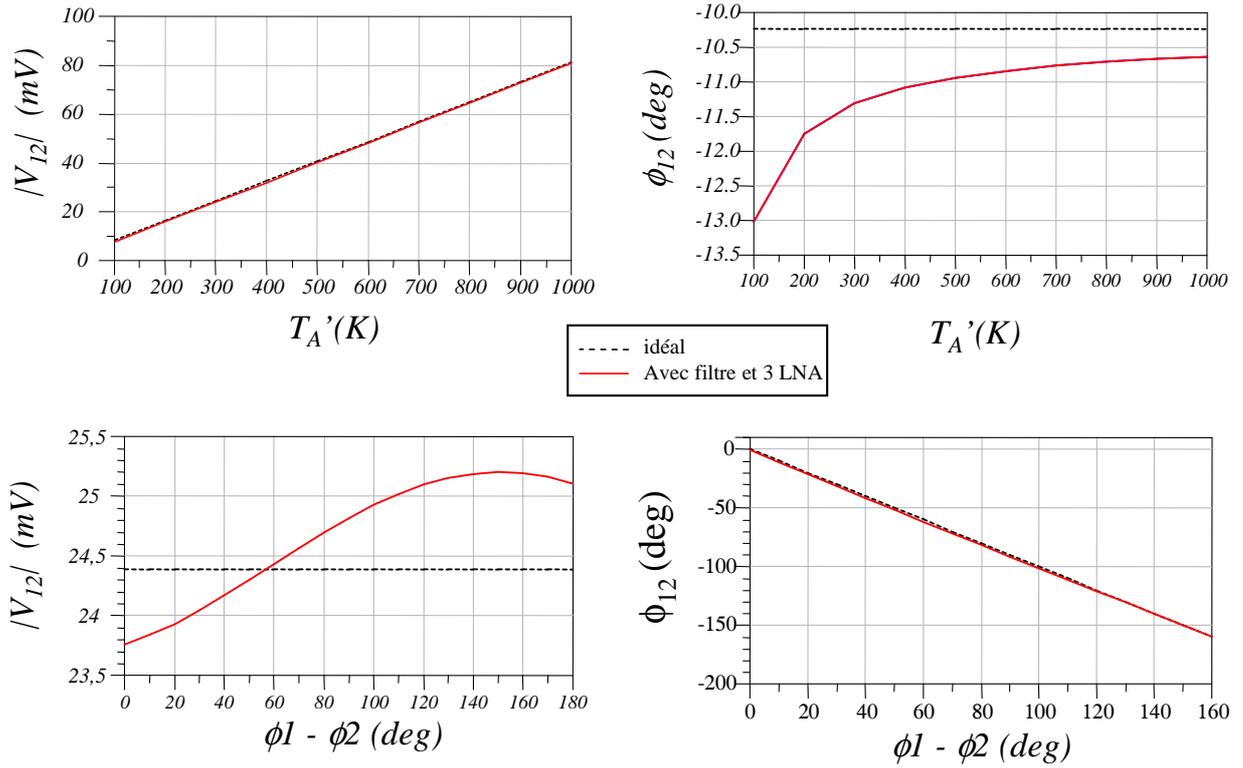


Fig 3. 32 – Visibilité complexe obtenue à partir d'une ligne de base sans imperfection de détecteur I/Q

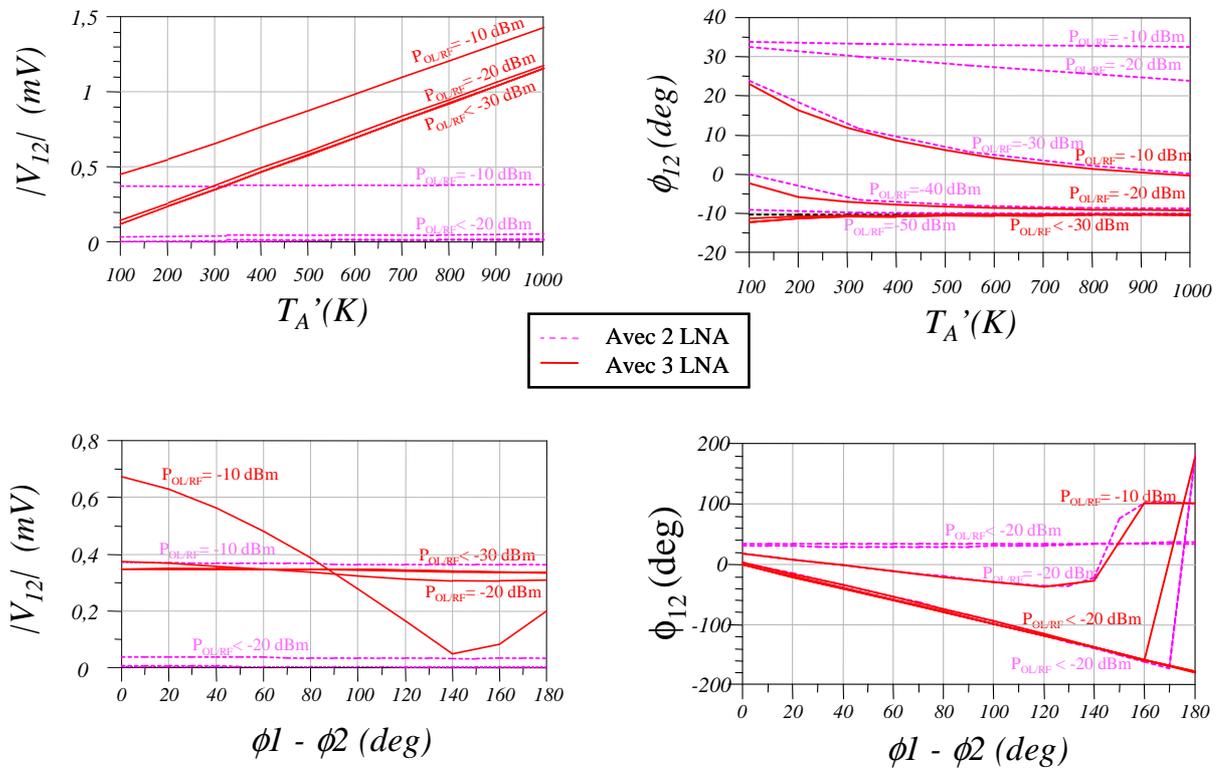


Fig 3. 33 - Comparaison de la visibilité complexe V_{12} obtenue à partir de chaînes de réception à 2 LNA par rapport à celle obtenue avec des chaînes de réception à 3 LNA

Ainsi nous obtenons les caractéristiques suivantes :

➤ Avec une puissance d'OL sur la voie RF de -20 dBm

- Sensibilité : $\Delta|V_{12}| = 1\mu V / K$

- À $T_A = 300$ K et $\phi_1 - \phi_2 = -10^\circ$: $|V_{12}| = 371\mu V$ et $\phi_{12} = -7^\circ$

Erreur de phase : $+7,8^\circ < \sigma\phi < +0,9^\circ$

➤ Et avec une puissance d'OL de -30 dBm

- Sensibilité : $\Delta|V_{12}| = 1\mu V / K$

- À $T_A = 300$ K et $\phi_1 - \phi_2 = -10^\circ$: $|V_{12}| = 348\mu V$ et $\phi_{12} = -10,5^\circ$

Erreur de phase : $-1,2^\circ < \sigma\phi < -0,2^\circ$

Nous pouvons remarquer que les erreurs en phase ajoutées par les imperfections des mélangeurs sont plus petites que celles de la figure 3.31, mais ce phénomène n'est valable que pour la différence de phase de -10° ; nous montrons à la fin de cette étude (Fig 3.39) qu'il n'en n'est pas de même pour les autres phases.

Le choix de la puissance de l'oscillateur local comprise entre 0 et -10 dBm permet de rester fidèle au comportement réel en se référant aux performances de l'oscillateur réalisé et en prenant en compte les pertes lors de la connexion de l'OL sur chaque récepteur élémentaire (longueur de câbles ou de ligne).

L'utilisation d'un corrélateur numérique nécessite un échantillonnage et une quantification des signaux $i_i(t)$ et $q_i(t)$ issus de la démodulation I/Q . La bande passante du démodulateur est donc limitée. Les résultats précédents ont été obtenus avec une bande passante de 10 GHz soit celle fixée par le filtre et les LNA. La figure 3.34 montre ceux obtenus en diminuant la bande passante à 1 GHz puis à 500 MHz. Nous pouvons observer que les erreurs de phase et d'amplitude augmentent considérablement quand la bande passante est diminuée.

On retrouve le phénomène commun aux systèmes de détection hyperfréquence où il est préférable de conserver la bande passante la plus large possible. Dans le cas de la synthèse d'ouverture radiométrique la corrélation n'est pas sensible à un signal fortement bruité et au contraire la visibilité obtenue est meilleure.

Le choix du convertisseur n'étant pas défini, nous fixons la fréquence maximale du signal IF à 500 MHz.

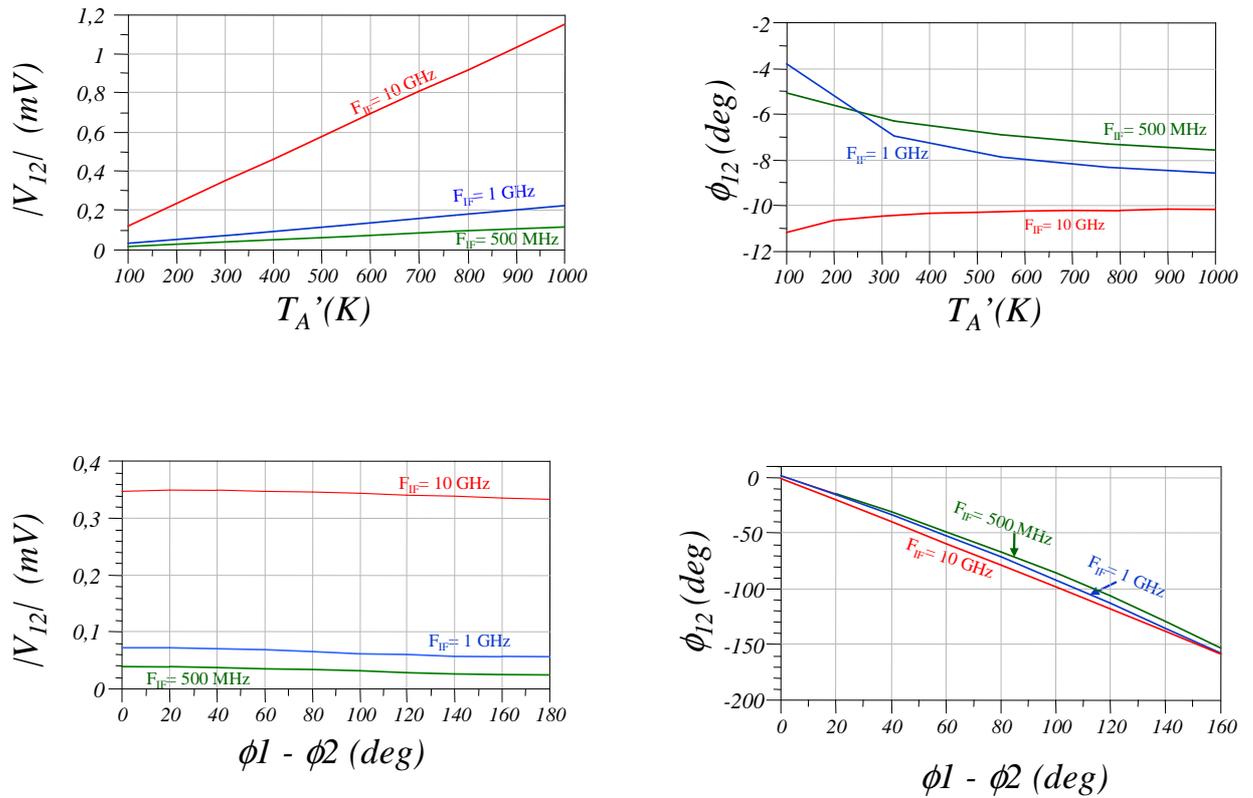


Fig 3. 34 - Observation du comportement de la visibilité complexe en fonction de la fréquence IF maximale

Ces derniers résultats sont réalisés à partir de mélangeurs ayant tous les mêmes imperfections or on peut estimer qu'il existe de faibles variations ($< \pm 2$ dB) entre les caractéristiques des différents mélangeurs. Nous avons observé la visibilité obtenue pour trois cas de configurations des imperfections des mélangeurs (donnés dans le tableau 3.3) et les résultats sont donnés à la figure 3.35.

Il n'est pas possible d'évaluer précisément les erreurs de phase et d'amplitude dans le cas où les mélangeurs ne présentent ni les mêmes pertes de conversion ni la même isolation RF/OL car ces erreurs ne sont pas régulières. Une étude de caractérisation de tous les mélangeurs est nécessaire pour modéliser leur effet. Cependant nous pouvons envisager que la différence d'erreur de phase est de $\pm 2^\circ$.

	Récepteur élémentaire 1				Récepteur élémentaire 2			
	Mélangeur I		Mélangeur Q		Mélangeur I		Mélangeur Q	
	Pertes conversion	Isolation OL/RF	Pertes conversion	Isolation OL/RF	Pertes conversion	Isolation OL/RF	Pertes conversion	Isolation OL/RF
1 ^{er} cas	-15 dB	-20 dB	-15 dB	-20 dB	-15 dB	-20 dB	-15 dB	-20 dB
2 ^{ème} cas	-12 dB	-22 dB	-15 dB	-18 dB	-15 dB	-20 dB	-18 dB	-25 dB
3 ^{ème} cas	-13 dB	-21 dB	-14 dB	-19 dB	-15 dB	-20 dB	-13 dB	-20 dB

Tableau 3. 3 - Configurations des imperfections des mélangeurs.

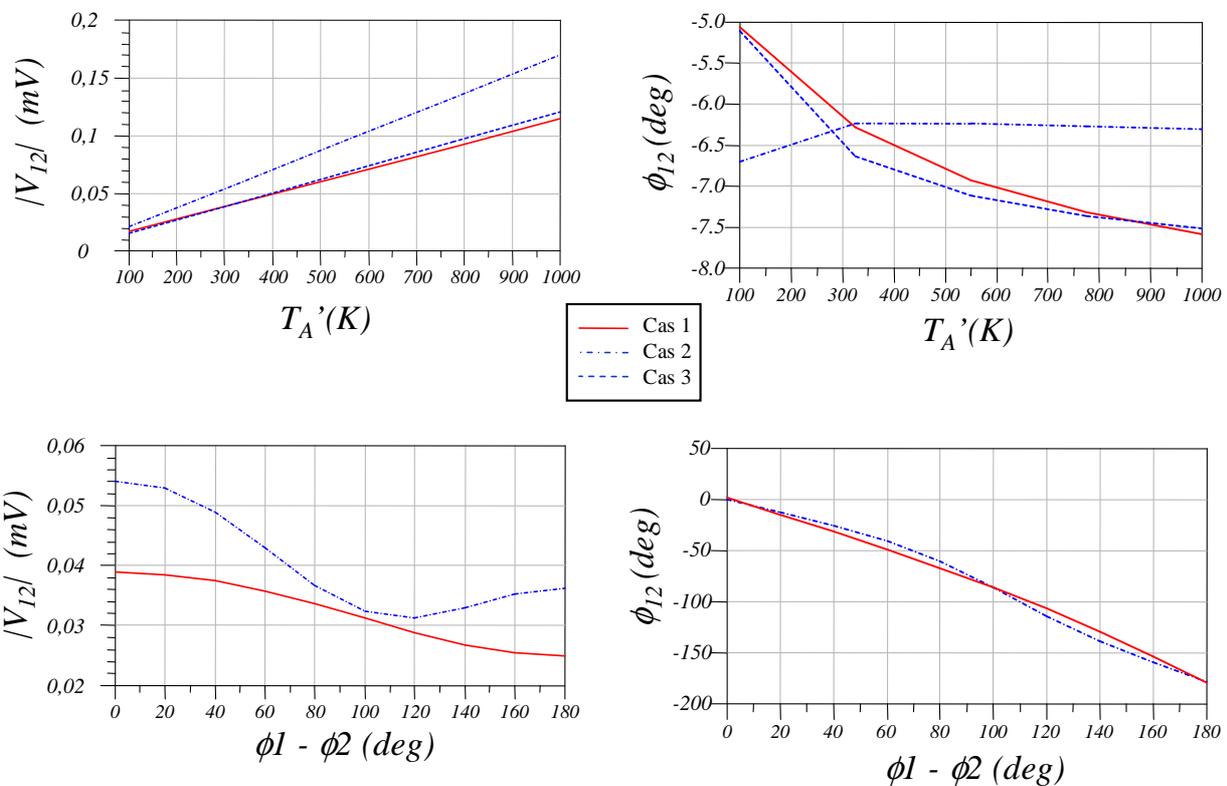


Fig 3. 35 - Comparaison de la visibilité complexe en fonction de différentes valeurs de pertes de conversion et d'isolation OL/RF des mélangeurs.

Cette section permet de mettre en évidence l'influence des imperfections des mélangeurs sur la visibilité complexe fournie par une ligne de base. Si les mélangeurs sont identiques il est possible d'estimer l'effet de leurs imperfections. Cependant, comme nous l'avons relevé dans le chapitre 6, cette estimation est beaucoup plus difficile quand les mélangeurs sont différents.

La corrélation numérique, intéressante pour une simplification lors de la corrélation d'un nombre important de chaînes de réception, est désavantageuse par les limites en fréquence des

éléments de conversion analogique/numérique disponibles actuellement car la visibilité complexe fournie en est affectée.

10.2.6.b. L'oscillateur local

Nous avons montré dans le chapitre 6 que les imperfections de l'oscillateur local n'ont pas d'effet si celui-ci est commun aux deux chaînes de réception. Cependant un point n'a pas été relevé c'est la précision du déphaseur de $-\pi/2$. La figure 3.36 montre l'influence d'une erreur de $\pm 2^\circ$ sur le déphaseur. Il apparaît clairement que l'erreur en phase ajoutée correspond à l'erreur de déphasage, l'amplitude de la visibilité, quant à elle, varie peu.

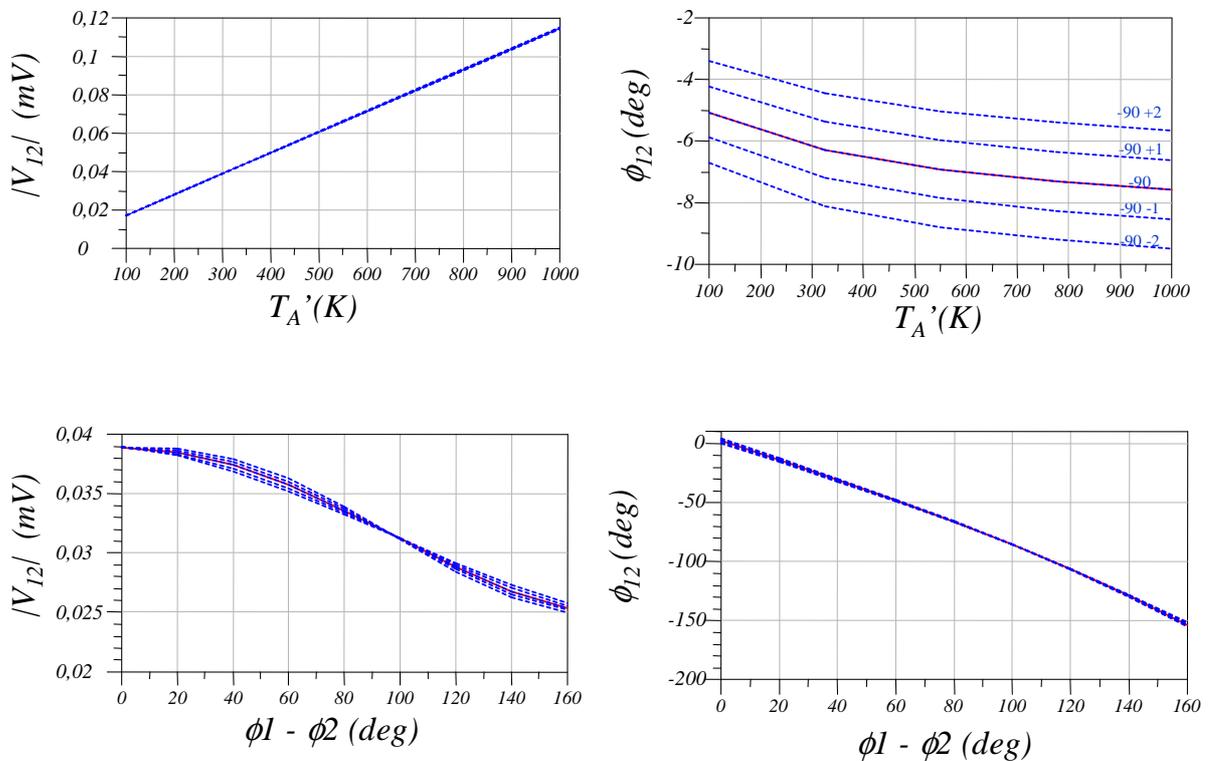


Fig 3. 36- Evolution de la visibilité complexe par rapport à l'erreur de phase de $\pm 2^\circ$ du déphaseur $\pi/2$.

En fixant un bruit de phase important (fig 3.37) nous obtenons la visibilité donnée sur la figure 3.38. Nous pouvons vérifier que le bruit de phase de l'oscillateur local ne perturbe pas la visibilité complexe.

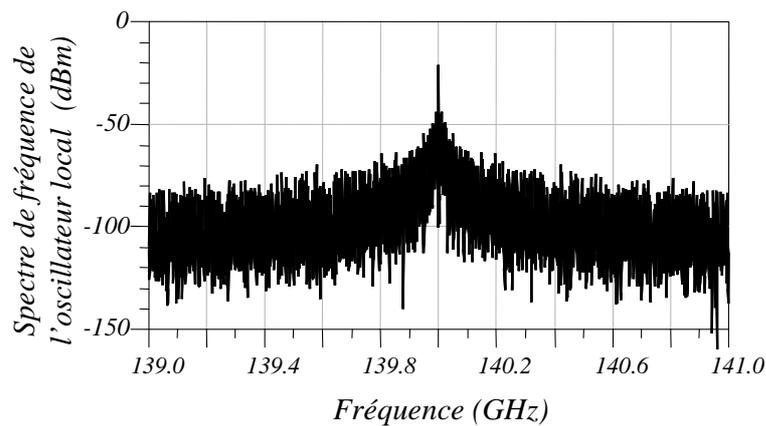


Fig 3. 37 - Spectre de fréquence de l'oscillateur local défini par un bruit de phase de -90 dBc/Hz à 10 MHz.

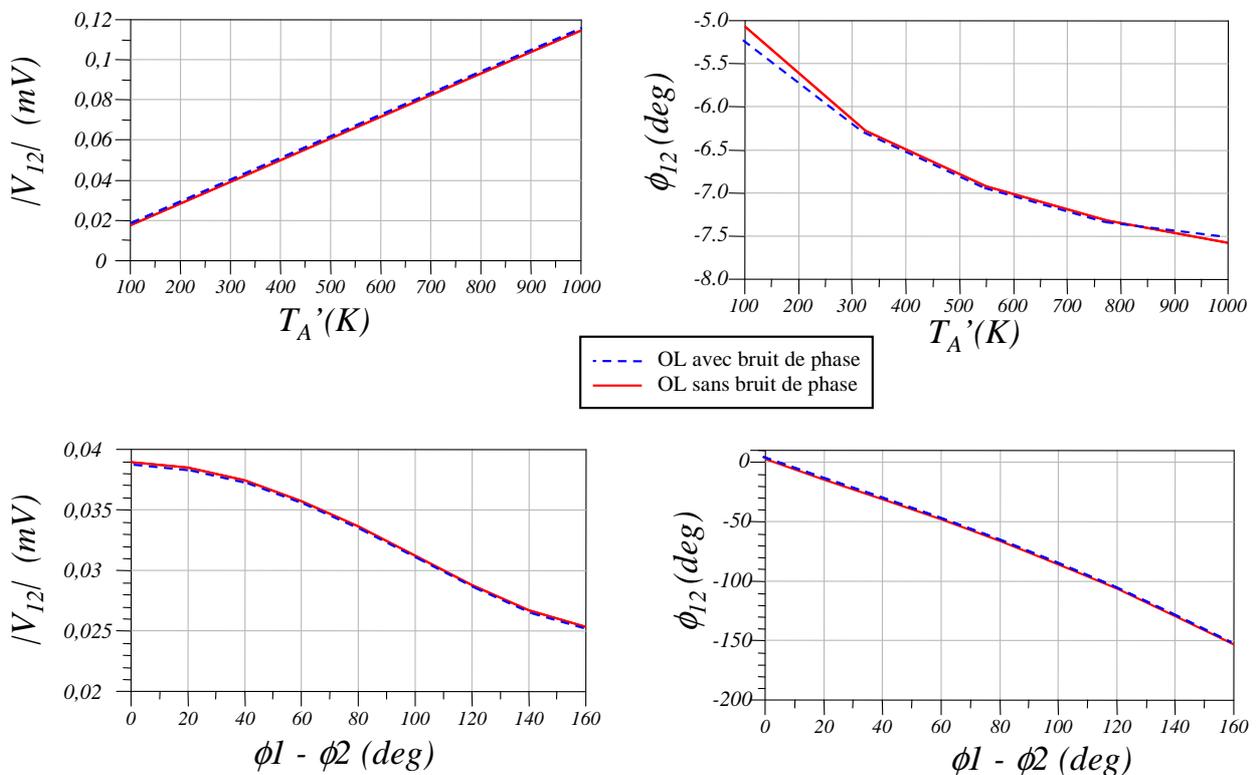


Fig 3. 38 - Effet du bruit de phase de l'oscillateur local.

10.2.6.c. Conception des mélangeurs

À la fin de notre étude, les mélangeurs ne sont pas réalisés. Cependant nous avons montré leurs influences sur la visibilité complexe fournie par la ligne de base. Une étude plus approfondie est nécessaire pour choisir la topologie la plus adéquate afin de limiter au maximum les fuites OL/RF et les pertes de conversion. En effet pour limiter les erreurs de phase il nous faut d'obtenir une isolation OL/RF la plus grande possible (nous pouvons envisager entre -20 et -35 dB maximum d'isolation à la fréquence de 140 GHz)

10.2.7. Conclusion sur les effets des imperfections dans les chaînes de réception

En faisant varier la température équivalente de bruit disponible à la sortie des antennes ainsi que la différence de phase présente entre les deux chaînes de réception, nous avons détaillé les effets des imperfections des éléments constituant une ligne de base. Nous avons pu observer que le fait d'insérer un troisième amplificateur dans chaque chaîne de réception permet d'augmenter le niveau de puissance RF afin d'obtenir une amplitude absolue de la visibilité correcte et surtout de limiter les effets causés par les fuites de puissance d'OL sur l'entrée RF des mélangeurs. Le facteur de bruit des LNA a pour effet de rendre non linéaire l'évolution de la visibilité complexe ce qui rend plus difficile la modélisation des erreurs.

Ainsi nous sommes partis d'une ligne de base idéale fournissant une visibilité complexe dont l'amplitude varie de 8 mV à 81 mV et dont la sensibilité est de 81 μ V.

En prenant en compte les caractéristiques des LNA, du filtre passe bande et du démodulateur I/Q de chaque chaîne de réception nous pouvons estimer que les imperfections vont ajouter une erreur de phase comprise entre -1° et $+41,6^\circ$. La sensibilité de détection va s'atténuer fortement car elle va passer à 0,1 μ V/K avec une variation d'amplitude allant de 4 μ V à 115 μ V (Fig 3.39).

Ces résultats sont des résultats de simulation à partir de composants réels. Il ne faut donc pas retenir les valeurs exactes données ici mais les variations et ordres de grandeurs. Un paramètre à prendre en compte est le temps d'intégration qui est limité pour rendre les simulations possibles mais en augmentant ce temps d'intégration, les erreurs diminuent.

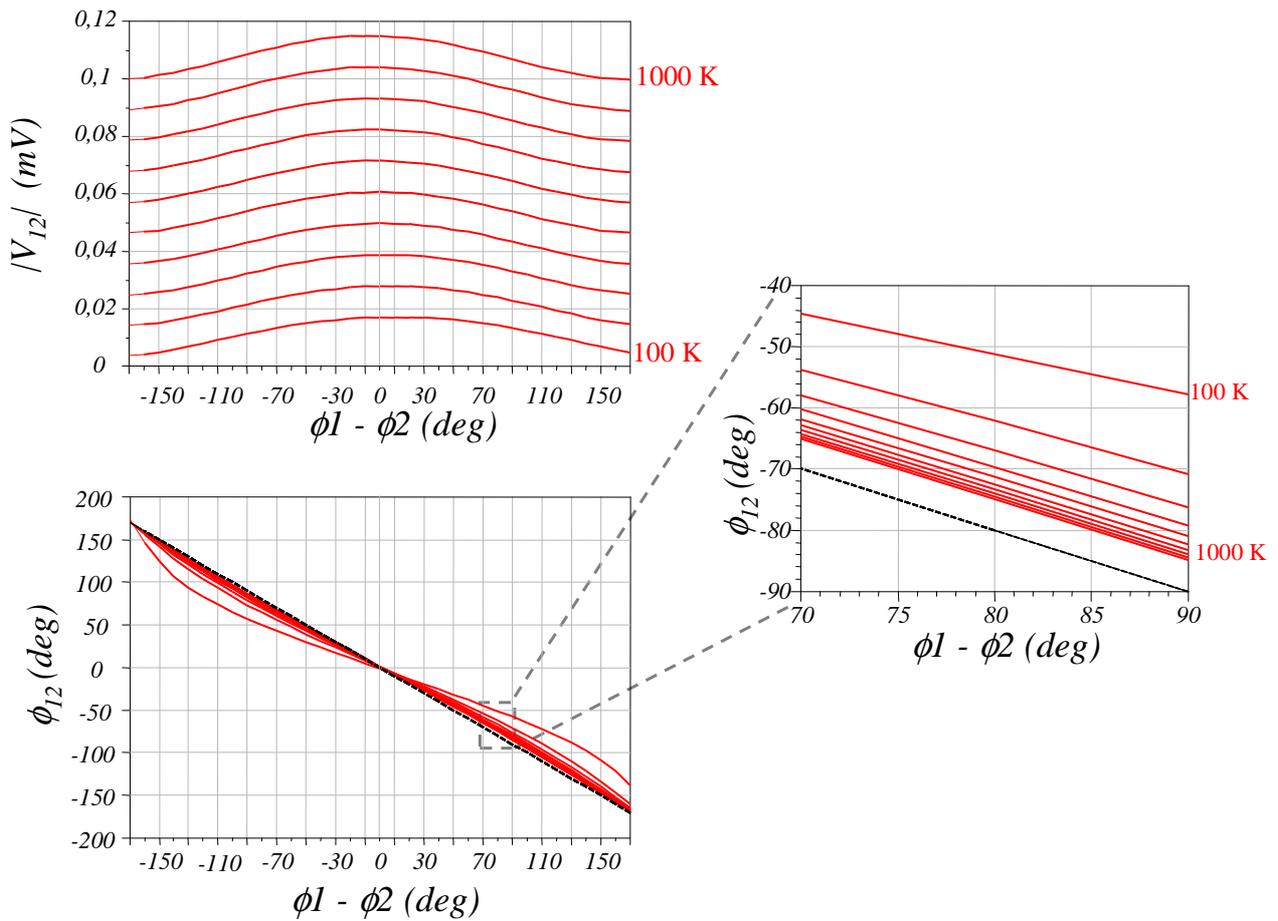


Fig 3. 39 - Comportement réel de la visibilité obtenue sur une ligne de base en fonction de la température équivalente de bruit disponible à la sortie des antennes T_A' et de la différence de phase entre les deux chaînes de réception $\phi_1 - \phi_2$.

11. Caractéristiques

Ce dernier chapitre présente les caractéristiques théoriques du dispositif interférométrique étudié en fonction des applications envisagées. Quatre configurations sont détaillées. La première concerne le prototype de démonstration permettant de valider les récepteurs à la fréquence de fonctionnement de 140 GHz. Les trois autres configurations sont celles envisagées pour trois types d'applications : la détection d'objets faiblement dissimulés sur une personne à partir d'un portique (ou d'une cabine), le scannage d'une scène dans une salle de taille moyenne à partir d'un récepteur fixe (utilisé de la même façon qu'une caméra thermique par exemple) et le dernier cas est celui d'une utilisation à faible portée pour la surveillance de colis ou bagages.

11.1. Hypothèses

On détermine les caractéristiques de l'interféromètre en envisageant les hypothèses suivantes.

- rapport signal à bruit S/N de 8 dB,
- pertes atmosphériques L_{atm} négligeables,
- performances des antennes de type Vivaldi à 140 GHz: gain G compris entre **10** et **20 dB**, soit une ouverture d_{el} de **4,3** à **13,6 mm**, ce qui correspond à une largeur de lobe principal à mi-puissance de **10** à **28,5 dB** et une efficacité de rayonnement d'antenne η_A de **0,5**,
- contraste minimal de 10 K entre la température équivalente de bruit T_d d'une source et celle du fond de la scène,

Nous avons présenté qu'en plus de la température radiométrique ajoutée des récepteurs, leur bande passante et le temps d'intégration efficace (en fonction du nombre de visibilité obtenue), la sensibilité radiométrique de l'interféromètre est principalement fixée par le diamètre synthétisé et le nombre de récepteurs employés (cf chap 5, équation 2.9). Plus le diamètre synthétisé est petit et plus le nombre de récepteurs est important, meilleure sera la sensibilité. Mais ceci est au dépend de la résolution spatiale, il y a donc un compromis résolution radiométrique (sensibilité)/résolution spatiale.

Un autre critère entre en compte car le diamètre synthétisé est limité par la condition de recouvrement des champs de vue à la distance scène/imageur souhaitée.

Les critères varient donc suivant l'application envisagée. Pour le démonstrateur nous ne fixons aucune contrainte car le but est uniquement de valider les récepteurs et le traitement de signal associé. Pour les autres configurations des contraintes sont définies et les caractéristiques sont données à titre d'exemple car les tolérances en termes de qualité d'images ou de résolution radiométrique vont dépendre de la caractérisation des récepteurs réalisés.

11.2. Première configuration : démonstrateur

Pour mettre en œuvre un démonstrateur dans le but de valider le comportement des lignes de base, le nombre minimum de récepteurs élémentaires est de 4 afin de rester fidèle à la géométrie en 'Y'.

Nous considérons que les antennes utilisées (de type Vivaldi ou plus simplement des antennes cornets) ont un gain de 10 dB avec une efficacité de rayonnement minimale de 0,5, ce qui correspond à un angle d'ouverture $\Omega_p = 28,5^\circ$. Ainsi la portée du système et l'illumination de la scène seront acceptables.

Un espacement de 14,6 cm entre chaque récepteur permet de respecter le recouvrement des champs de vue des antennes à une distance minimale de 50 cm. A cette distance, la résolution spatiale est de 5 mm et la surface illuminée est de 25 x 22 cm.

La sensibilité radiométrique de l'interféromètre minimale est ainsi de 7,7 K.

Le temps d'intégration efficace minimum est fixé à 2 s. Ce temps comprend le temps d'intégration des lignes de base ainsi que le temps nécessaire au traitement des données et à la reconstruction d'image.

Le tableau 3.4 donne les surfaces de cibles détectables en fonction du contraste de température équivalente de bruit entre la cible et le fond de la scène et la sensibilité radiométrique du dispositif interférométrique.

En se limitant à 4 chaînes de réception, nous ne nous intéressons pas aux performances du dispositif. Nous ne pouvons obtenir que 7 visibilité non redondantes, ce qui implique que la résolution de l'image sera au maximum de 16 x 16 pixels. Mais cette configuration est

suffisante pour valider le dispositif et le traitement des données. Nous pourrions ainsi étudier précisément les performances des lignes de base.

Contraste de température (K)	10	20	40	80	160
Surface de cible détectable (cm ²)	192	95,9	47,9	24	12

Tableau 3. 4 - Évolution de la surface de cible détectable en fonction du contraste de température

11.3. Deuxième configuration

Nous nous intéressons maintenant à la configuration d'un dispositif permettant de détecter des objets de formes et de matériaux divers dissimulés sur une personne.

Dans ce cas les critères sont les suivants :

- Surface détectable minimale : 10 cm²,
- Haute résolution d'image,
- Temps d'intégration maximale : une dizaine de secondes,
- Résolution spatiale minimale : 4,3 mm,
- Sensibilité radiométrique : inférieure à 1 K,
- Gain des antennes : 10 dB

Le tableau 3.5 donne les caractéristiques envisageables en fonction de la sensibilité radiométrique.

Pour l'application visant la sécurité des personnes le dernier paramétrage est le plus intéressant car le nombre important de récepteurs assure une quantité de visibilité complexe suffisante pour permettre de reconstruire une image de haute résolution d'une scène de près d'1 m² de surface. De plus cette quantité de récepteurs permet d'envisager une sensibilité radiométrique de 0,1 K.

En contre-partie, le coût de réalisation est plus élevé car il est nécessaire concevoir près de 200 récepteurs, avec le dispositif de conversion analogique/numérique et de traitement de signal associé.

La taille des bras du 'Y' reste convenable, son faible encombrement en fait un atout car cet appareil pourra être utilisé dans différents lieux.

Pour améliorer la qualité de détection, il est envisageable de placer la cible (ou la personne) devant un fond dont la température équivalente de bruit est connue. La température de fond étant fixe, le processus d'identification des différents matériaux sera plus simple et plus rapide.

Distance	1 m			
Résolution spatiale	5 mm			
Diamètre synthétisé	42,9 cm			
Longueur des bras	24,7 cm			
Sensibilité radiométrique (K)	7	1	0,5	0,1
Nombre d'antennes (3 x nb antennes/bras +1)	3x 1 +1 = 4	3x 7 +1 = 22	3x 13 +1 = 40	3x 66 +1 = 199
Distance entre antennes	24,7 cm	3,5 cm	1,9 cm	3,7 mm
Champ de vue	87 cm x 93 cm			
Distance minimale détectable	84,5 cm			
Résolution spatiale maximale	4,23 mm			
Nombre de visibilité complexes	7	232	781	19702
Nombre de pixels de l'image reconstruite	8x8 = 64	32x32 = 1024	64x64 = 4096	256x256 = 65536

Tableau 3. 5 - Paramètres de l'interféromètre pour une application de détection d'objets dissimulés sur une personne

Le nombre d'antennes donné est le nombre minimal permettant d'obtenir la sensibilité radiométrique souhaitée. Pour augmenter la résolution de l'image il suffit d'augmenter le nombre de visibilité et donc le nombre d'antennes.

11.4. Troisième configuration

Nous avons envisagé une application à longue portée pour scanner une grande surface.

Pour obtenir un dispositif à longue portée, il est nécessaire d'utiliser des antennes très directives soit ayant un gain de 20 dB. La condition de recouvrement de champ de vue impose une distance minimale de détection plus grande qu'avec des antennes de 10 dB de gain, pour le même diamètre synthétisé. En fixant cette distance à 2 m, la structure de l'interféromètre est la suivante : des longueurs de bras de 41 cm pour une distance maximale entre antennes de 71 cm. Le tableau 3.6 donne les caractéristiques et les performances du dispositif pour différentes distances entre une source radiométrique et le détecteur.

Le nombre d'antennes donné est celui nécessaire pour obtenir la sensibilité radiométrique, en diminuant la quantité de récepteurs nous diminuons d'une part, la sensibilité radiométrique et d'autre part, la résolution de l'image.

Dans les deux premiers cas nous avons décidé de fixer la sensibilité radiométrique. Nous pouvons remarquer qu'entre une résolution de 0,1 K et 0,5 K le nombre de récepteurs passe de 274 à 55. Il est donc plus judicieux de fixer un nombre de récepteurs acceptable. Ainsi le dernier cas est donné pour un nombre de 40 récepteurs par bras, ce qui permet d'obtenir une sensibilité de 0,22 K.

Pour chaque cas, le dernier élément du tableau est le produit surface de la cible et contraste de température. Nous avons choisi de ne pas les distinguer, car en fonction de la surface minimale détectable tolérée le contraste de température mesurable change.

Distance	2	3	4	10
Surface illuminée	1,32 x 1,42	1,68 x 1,77	2,03 x 2,13	3,85 x 3,9
Résolution spatiale	6 mm	1,8 cm	2,4 cm	3 cm
<hr/>				
Sensibilité radiométrique	0,1			
Nombre d'antennes	$3 \times 91 + 1 = 274$			
Distance entre antennes	4,5 mm			
Visibilité	37402			
Pixels	512 x 812			
(surface cible*contraste ΔT)	0,792	1,782	3,168	19,80
<hr/>				
Sensibilité radiométrique	0,5			
Nombre d'antennes	$3 \times 18 + 1 = 55$			
Distance entre antennes	2,28 cm			
Visibilité	1486			
Pixels	64 x 64			
(surface cible*contraste ΔT)	3,960	8,911	15,84	99,01
<hr/>				
Nombre d'antennes	$3 \times 40 + 1 = 121$			
Sensibilité radiométrique	0,22			
Distance entre antennes	1 cm			
Visibilité	7261			
Pixels	128 x 128			
(surface cible*contraste ΔT)	1,78	4,00	7,12	44,49

Tableau 3. 6- Paramètres de l'interféromètre pour une application de détection d'objets dissimulés sur une personne

11.5. Quatrième configuration

Cette dernière configuration est plutôt orientée vers des applications dites à faible portée et à haute résolution spatiale c'est-à-dire une résolution proche de 1 mm.

Nous fixons les paramètres suivant :

Surface de cible minimale : 10x10 cm²

Contraste de température : 100 K

Sensibilité radiométrique de 0,1 K

Les caractéristiques sont données dans le tableau 3.4.

Nous comparons deux gains d'antennes car pour cette application il n'est pas nécessaire d'avoir un maximum de gain et il est préférable de privilégier une large ouverture d'antennes pour assurer un recouvrement de champ de vue suffisant.

En effet la condition de recouvrement et la définition de la résolution spatiale sont liées de telle sorte que la résolution spatiale dépend uniquement de l'angle d'ouverture des antennes. Si on envisage une application à distance proche avec la plus grande résolution possible nous privilégions des antennes ayant un gain de 5 dB.

Dans cette configuration, le nombre de récepteurs nécessaire est très inférieur aux précédentes configurations de par la proximité dispositif/cible.

Nous pouvons noter que la résolution spatiale optimale ne pourra pas être inférieure à 3 mm.

Gain d'antenne	10 dB		5 dB	
Angle d'ouverture	28,5°		40,2°	
Résolution spatiale maximale	4,23 mm		3 mm	
Distance maximale	25 cm		12,6 cm	
Distance de détection	20 cm		10 cm	
Diamètre synthétisé	10,1 cm		7,3 cm	
Longueur des bras	5,8 cm		4,3 cm	
Nombre minimum d'antennes	3x 6 +1 = 19	3x 10 +1 = 31	3x 10 +1 = 31	3x 5 +1 = 16
Distance entre antennes	1 cm	0,5 cm	0,4 cm	0,8 cm
Champ de vue	18,9 cm x 20,3 cm		13 cm x 14 cm	
Nombre de visibilités complexes	172	466	781	121
Nombre de pixels de l'image reconstruite	16x32 = 512	32x32 = 1024	64x64 = 4096	16x16 =256

Tableau 3. 7 - Paramètres et caractéristiques de l'interféromètre radiométrique pour une application à haute résolution spatiale

12. Conclusion

Cette troisième et dernière partie du manuscrit a permis de mettre en avant d'une part les résultats des composants réalisés en bande G et d'autre part une estimation des performances des lignes de base constituant le dispositif interférométrique. Le dernier chapitre apporte une présentation des caractéristiques de l'interféromètre radiométrique dans différents cas d'application.

Les performances des premiers composants réalisés en technologie métamorphique HEMT 70 nm montre la faisabilité d'une chaîne de réception fonctionnant dans la bande G. Les amplificateurs faible bruit sont très performants et à l'état de l'art dans une bande de fréquence où l'exploitation des capacités hyperfréquences est émergente. La caractérisation du détecteur montre des résultats intéressants malgré un décalage en fréquence. Quant à l'oscillateur, il fournit une puissance satisfaisante à la fréquence d'oscillation. Le dernier élément qui n'a pas été réalisé dans cette étude est le mélangeur employé dans la détection I/Q . Mais les performances des circuits et plus particulièrement des transistors de la technologie métamorphique HEMT 70 nm présagent de bons résultats.

Nous rappelons que cette technologie est récente et le modèle grand signal (à venir) des transistors permettra une conception plus précise des circuits MMIC et ainsi une amélioration des résultats obtenus (plus particulièrement, la compensation du décalage en fréquence).

Les simulations effectuées sur le comportement de la ligne de base type sont un support de référence lors de la conception et la caractérisation des récepteurs élémentaires. Nous avons montré l'intérêt d'une étude précise de chaque élément lors de leur réalisation pour atténuer les phénomènes perturbateurs. Le nombre important de récepteurs élémentaires utiles pour la mise en œuvre du système interférométrique et la disparité des imperfections des éléments impose cette rigueur pour obtenir un imageur à haute résolution le plus précis possible.

Enfin, le dernier chapitre illustre la diversité d'applications possibles à partir du principe de synthèse d'ouverture dans la gamme millimétrique.

TABLE DES ILLUSTRATIONS

Fig 3. 1 - Schéma de principe du LNA 4 étages	108
Fig 3. 2 - Amplificateur faible bruit 4 étages en technologie mm-HEMT 70 nm sur substrat d'AsGA (1592x1124 μm^2).....	109
Fig 3. 3 - Paramètres S mesurés du LNA comparés à la théorie sur une bande de 80 à 170 GHz	109
Fig 3. 4 - Paramètres S mesurés du LNA comparés à la théorie sur une bande de 130 à 170 GHz	110
Fig 3. 5 - Mesure du facteur de bruit du LNA dans la bande W comparée à la théorie	111
Fig 3. 6 - Amplificateur à 2 étages mHEMT 70 nm (910x1124 μm^2).....	111
Fig 3. 7 - Paramètres S sur large bande de l'amplificateur 2 étages	112
Fig 3. 8 - Paramètres S sur bande réduite de l'amplificateur 2 étages	112
Fig 3. 9 - Facteur de bruit de l'amplificateur 2 étages	112
Fig 3. 10 - Schéma du détecteur à diode schottky et la photographie du circuit réalisé (770x654 μm^2)	113
Fig 3. 11 - Paramètre S_{11} du détecteur pour les différentes tensions de polarisation (0 - 0,5 - 0,6 - 0,7 - 0,8 - 0,9 V)	113
Fig 3. 12 - Sensibilité du détecteur	114
Fig 3. 13 - Schéma de l'oscillateur à résistance différentielle négative et la photographie du circuit réalisé (413x627 μm^2).....	115
Fig 3. 14 – Résultat de la mesure de la fréquence d'oscillation à 146 GHz	115
Fig 3. 15 - Schéma du radiomètre à addition de bruit à détection directe	118
Fig 3. 16 - paramètres S_{ij} du coupleur directif à 140 GHz.	121
Fig 3. 17 - topologie du signal détecté d'un radiomètre à addition de bruit avant remise en forme par détection synchrone	122
Fig 3. 18 - Tension disponible en sortie du radiomètre à addition de bruit avant détection synchrone (la source périodique de calibrage fournit un signal carré de fréquence).....	124
Fig 3. 19 - Variation de la tension moyenne de sortie du radiomètre (après détection synchrone) en fonction de la température équivalente de bruit disponible après l'antenne...	124
Fig 3. 20 - variation de la tension moyenne fournie par un radiomètre sans dispositif de calibrage	124

Fig 3. 21 - Droite de calibrage du radiomètre.....	125
Fig 3. 22- position de la source relativement aux antennes.....	126
Fig 3. 23 - Synoptique de la ligne de base étudiée, formée de deux chaînes de réception hétérodyne.	127
Fig 3. 24 - Schéma d'une chaîne de réception élémentaire de l'interféromètre	128
Fig 3. 25- Evolution du signal radiométrique mesuré sur une ligne de base. La différence de phase est de -10° , la température équivalente de bruit T_A' est de 300 K.	130
Fig 3. 26 - Visibilité complexe V_{12} , caractérisée par son module et sa phase, obtenue à partir d'une ligne de base sans défauts	131
Fig 3. 27 - Effet du facteur de bruit des LNA sur la visibilité V_{12}	132
Fig 3. 28 - Effets de la bande passante des récepteurs	133
Fig 3. 29 - Effet du fenêtrage du filtre passe bande sur la visibilité V_{12}	134
Fig 3. 30 - imperfections des mélangeurs.....	135
Fig 3. 31 - comportement de la visibilité V_{12} en fonction du niveau de puissance de fuites d'OL sur la voie RF pour une ligne de base composée de mélangeurs ayant des pertes de conversion de 15 dB.	136
Fig 3. 32 – Visibilité complexe obtenue à partir d'une ligne de base sans imperfections de détecteur I/Q	137
Fig 3. 33 - Comparaison de la visibilité complexe V_{12} obtenue à partir de chaînes de réception à 2 LNA par rapport à celle obtenue avec des chaînes de réception à 3 LNA	137
Fig 3. 34 - Observation du comportement de la visibilité complexe en fonction de la fréquence IF maximale.....	139
Fig 3. 35 - comparaison de la visibilité complexe en fonction de différentes valeurs de pertes de conversion et d'isolation OL/RF des mélangeurs.	140
Fig 3. 36- Evolution de la visibilité complexe par rapport à l'erreur de phase de $\pm 2^\circ$ du déphaseur $\pi/2$	141
Fig 3. 37 - Spectre de fréquence de l'oscillateur local défini par un bruit de phase de 90 dBc/Hz à 10 MHz	142
Fig 3. 38 - Effet du bruit de phase de l'oscillateur local	142
Fig 3. 39 - Comportement réel de la visibilité obtenue sur une ligne de base en fonction de la température équivalente de bruit disponible à la sortie des antennes T_A' et de la différence de phase entre les deux chaînes de réceptions $\phi_1 - \phi_2$	144

Conclusion Générale et Perspectives

Ce manuscrit de thèse a présenté l'étude de faisabilité d'un dispositif d'imagerie à haute résolution. Nous avons motivé notre choix d'un système passif hyperfréquence basé sur le principe physique de la radiométrie vis-à-vis des autres technologies d'imagerie existantes (Radar, InfraRouge etc.). Son inoffensivité pour l'environnement et le libre choix de la bande de fréquence en sont des atouts par l'absence d'un dispositif d'émission. La radiométrie, principalement utilisée à de basses fréquences permettant de longues portées, est ici employée pour des applications à plus faibles portées ce qui permet d'utiliser une fréquence de fonctionnement dans la gamme millimétrique et plus précisément dans la bande 140-220 GHz. À de telles fréquences la capacité du rayonnement radiométrique (définie par la loi de Planck) est importante ce qui permet de détecter plus aisément un large panel de matériaux, du plus absorbant au plus réflecteur à condition d'obtenir la sensibilité radiométrique la plus précise.

Nous avons ensuite détaillé la technique de synthèse d'ouverture, une technique qui permet de déterminer la cohérence spatiale d'une source radiométrique mesurée à partir de deux récepteurs passifs. À partir cette technique, il est possible de concevoir un imageur ayant d'une structure interférométrique radiométrique, dont la géométrie choisie est en Y, afin de restituer l'image d'une scène. Principalement employé pour des applications d'observation terrestre ou spatiale, l'étude a permis de montrer qu'un tel dispositif peut être utilisé à une échelle beaucoup plus petite. Cette faisabilité est facilitée, entre autres, grâce à la miniaturisation des antennes à la longueur d'onde de 2 mm. Cette miniaturisation implique un dispositif de faible encombrement possédant de bonnes performances radiométriques et de qualité d'image (résolution spatial et nombre de pixels).

Les récepteurs radiométriques ont été étudiés précisément, d'une part grâce à la réalisation de circuits MMIC constituant certains éléments de la chaîne de réception et d'autre part, en détaillant les effets des imperfections des chaînes de réception sur la cohérence spatiale mesurée. Les circuits MMIC présentent de bonnes performances malgré l'absence de modèles

complets utiles à leur conception, particulièrement les LNA qui possèdent des performances, à l'état de l'art, très prometteuses.

Une estimation des erreurs ajoutées à la mesure de visibilité complexe a été présentée. Les simulations réalisées à partir des caractéristiques réelles des composants montrent la nécessité de caractériser et modéliser les récepteurs pour pouvoir corriger ces erreurs. Le choix et la méthode de calibrage vont dépendre des applications et plus particulièrement de la tolérance d'erreurs acceptées.

Enfin, nous avons développé la technique de traitement des données et de reconstruction d'image par résolution du problème inverse à bande passante limitée qui paraît la plus appropriée à notre dispositif interférométrique.

L'étude réalisée pendant cette thèse a donc permis de montrer la faisabilité d'un imageur passif à haute résolution à partir d'un système interférométrique radiométrique à 140 GHz et de restituer un cahier des charges complet pour permettre sa réalisation. Les perspectives sont donc nombreuses.

- La réalisation complète d'une chaîne de réception va permettre de caractériser d'une part, les erreurs ajoutées et d'autre part, de réaliser une modélisation de celle-ci dans le but d'adapter l'algorithme de reconstruction d'image.
- Une étude particulière sur les antennes est à faire pour déterminer le modèle de leur diagramme de rayonnement. Ce paramètre est très important pour la reconstruction d'image, car il définit la relation entre la différence de phase présente sur une ligne de base et les angles d'arrivée sur l'antenne du rayonnement d'une source radiométrique qui sont liés à sa position spatiale.
- Enfin, une fois les chaînes de réception caractérisées, un premier démonstrateur de l'interféromètre à 4 récepteurs (voire 7) peut être réalisé pour valider l'ensemble du système (les lignes de bases ainsi que l'algorithme de reconstruction d'image). Une optimisation peut être envisagée avant d'étudier l'intégration complète des récepteurs aboutissant à une diminution importante de leur encombrement.



Annexe 1

Rectangle	1
Barlett	$1 - \bar{\rho} $
Welch	$1 - \bar{\rho}^2$
Lanczos	$\frac{\sin \pi \bar{\rho}}{\pi \bar{\rho}}$
Papoulis	$\frac{1}{\pi} \sin \pi \bar{\rho} + (1 - \bar{\rho}) \cos \pi \bar{\rho}$
Parzen	$\begin{cases} 1 - 6\bar{\rho}^2(1 - \bar{\rho}) & \bar{\rho} \leq 1/2 \\ 2(1 - \bar{\rho})^3 & \bar{\rho} \geq 1/2 \end{cases}$
Connes	$(1 - \bar{\rho}^2)^2$
Cosine	$\cos \frac{\pi \bar{\rho}}{2}$
Hanning	$\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \pi \bar{\rho}$
Hamming ¹	$0.54 + 0.46 \cos \pi \bar{\rho}$
Hamming ²	$\frac{25}{46} + \frac{21}{46} \cos \pi \bar{\rho}$
Blackman ¹	$0.42 + 0.5 \cos \pi \bar{\rho} + 0.08 \cos 2\pi \bar{\rho}$
Blackman ²	$\frac{3969}{9304} + \frac{4620}{9304} \cos \pi \bar{\rho} + \frac{715}{9304} \cos 2\pi \bar{\rho}$
Nuttall ³	$0.42323 + 0.49755 \cos \pi \bar{\rho} + 0.07922 \cos 2\pi \bar{\rho}$
Nuttall ⁴	$0.44959 + 0.49364 \cos \pi \bar{\rho} + 0.07922 \cos 2\pi \bar{\rho}$
Harris ⁵	$0.35875 + 0.48829 \cos \pi \bar{\rho} + 0.14128 \cos 2\pi \bar{\rho} + 0.01168 \cos 3\pi \bar{\rho}$
Harris ⁶	$0.40217 + 0.49703 \cos \pi \bar{\rho} + 0.09892 \cos 2\pi \bar{\rho} + 0.00188 \cos 3\pi \bar{\rho}$
Norton-Beer ⁷	$0.584 - 0.0833(1 - \bar{\rho}^2) + 0.5353(1 - \bar{\rho}^2)^2$
Norton-Beer ⁸	$0.26 - 0.154838(1 - \bar{\rho}^2) + 0.0.894838(1 - \bar{\rho}^2)^2$
Norton-Beer ⁹	$0.09 + 0.5875(1 - \bar{\rho}^2)^2 + 0.3225(1 - \bar{\rho}^2)^4$
Cauchy	$\frac{1}{1 + (\alpha \bar{\rho})^2}$
Poisson	$e^{-\alpha \bar{\rho} }, \alpha \geq 0$
Gauss	$e^{-\alpha \bar{\rho}^2}, \alpha \geq 0$
Filler (D)	$\frac{1}{1 + \alpha} \left(\cos \frac{\pi \bar{\rho}}{2} + \alpha \cos \frac{3\pi \bar{\rho}}{2} \right) \quad \alpha \geq 0$
Filler (E)	$\frac{1}{2 + 2\alpha} (1 + (1 + \alpha) \cos \pi \bar{\rho} + \alpha \cos 2\pi \bar{\rho}) \quad \alpha \geq 0$
Tuckey	$\begin{cases} < \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \pi \frac{ \bar{\rho} - \alpha}{1 - \alpha} & \bar{\rho} \geq \alpha \\ 1 & \bar{\rho} \leq \alpha \end{cases} \quad 1 \geq \alpha \geq 0$
kaiser	$\frac{I_0(\alpha \sqrt{1 - \bar{\rho}^2})}{I_0(\alpha)} \quad \alpha \geq 0$
Van der Maas	$\frac{I_1(\alpha \sqrt{1 - \bar{\rho}^2})}{I_1(\alpha) \sqrt{1 - \bar{\rho}^2}} \quad \alpha \geq 0$

¹approchée, ²exacte, ³3-termes, ⁴min 3-termes, ⁵4-termes, ⁶ min 4-termes, ⁷forte, ⁸medium, ⁹faible

Tab 2.1 - Fonctions d'apodisation traditionnellement utilisées dans le traitement de signal spatial.

RESUME

L'objectif de cette thèse consiste à étudier un dispositif d'imagerie passive en gamme millimétrique pour la détection d'objets faiblement dissimulés en vue d'applications pour la sécurité des personnes.

En s'abstenant d'éléments émetteurs nous assurons l'inoffensivité du dispositif. La détection s'effectue donc par radiométrie dans une bande de fréquences autour de 140 GHz afin de profiter du rayonnement important de la brillance spectrale des matériaux.

Pour obtenir une image précise de la scène observée un unique récepteur n'est pas suffisant. Nous avons opté pour un dispositif interférométrique à haute résolution composé de plusieurs récepteurs radiométriques à détection I/Q (en phase et en quadrature). La mesure est ainsi basée sur le principe de synthèse d'ouverture permettant une résolution spatiale importante tout en conservant des antennes intégrables afin de limiter l'encombrement des récepteurs.

Dans cette bande de fréquence, la conception des récepteurs nécessite la réalisation de circuits MMIC en technologie métamorphique HEMT 70 nm sur AsGa. Leurs performances permettent d'étudier précisément par simulation le comportement des récepteurs, plus particulièrement les erreurs ajoutées par ces derniers dans le but de les modéliser pour faciliter la reconstruction d'image.

L'architecture de l'interféromètre permet de diminuer le nombre de récepteurs employés par rapport à la résolution de l'image reconstruite. La reconstruction d'image est obtenue par la solution en bande limitée du problème inverse.

Ces travaux permettent de déterminer les caractéristiques du système en fonction des performances associées aux applications envisagées.

ABSTRACT

The aim of this thesis is to study a passive imaging system in the millimeter range for the remote sensing of lower concealed objects applied to human security.

The inoffensive character of the device is ensured by the lack of active emitter devices. The detection is a radiometric remote sensing within a frequency band centered around 140 GHz in order to benefit from the important radiation of the material spectral brightness.

To get a clear picture of the observed scene, a single receiver is not enough. We decided to develop a high-resolution interferometric composed of several radiometric I / Q (in-phase and quadrature) receptors. The measurement is based on the principle of synthetic aperture allowing an important spatial resolution while maintaining integrated antennas in order to limit the size of the receivers.

In this frequency band, the design of receivers requires the realization of MMIC devices, using the metamorphic HEMT 70 nm on GaAs technology from OMMIC. Their performance allow a precise study of the simulated behavior of receivers, mainly the added errors, in order to facilitate the model for image reconstruction.

The architecture of the interferometer reduces the number of receivers used with respect to the resolution of the reconstructed image. The image reconstruction is obtained by band-limited solution of the inverse problem.

This work identifies the characteristics of the system in function of the performances associated with applications.

