



**HAL**  
open science

# Conception d'un radar d'aide à la conduite automobile utilisant un système discriminateur de fréquence type "six-port"

Beatriz Amante Garcia

► **To cite this version:**

Beatriz Amante Garcia. Conception d'un radar d'aide à la conduite automobile utilisant un système discriminateur de fréquence type "six-port". Engineering Sciences [physics]. Télécom ParisTech, 2002. English. NNT: . pastel-00000516

**HAL Id: pastel-00000516**

**<https://pastel.hal.science/pastel-00000516>**

Submitted on 16 Apr 2004

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

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

## REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à exprimer mes sincères remerciements à mon Directeur de thèse, Monsieur Bernard Huyart, Professeur à L'ENST, d'avoir accepté de diriger ce travail. Sa disponibilité et ses précieux conseils m'ont permis de mener à bien ces travaux.

Je tiens à remercier Monsieur Louis Jallet, anciennement responsable du Groupe Hyperfréquence, pour m'avoir accueilli dans le laboratoire, ainsi que l'actuel responsable du département Monsieur Jean Claude Bic.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur Manuel Sierra de l'Université Polytechnique de Télécommunication de Madrid et à Monsieur le Professeur Paul-Alain Rolland de l'IEMN pour l'intérêt qu'ils ont portés à mes travaux en acceptant de les rapporter.

Je tiens également à remercier Monsieur le Professeur George Alquié de l'Université Paris VI pour l'honneur et le plaisir qu'il m'a fait en acceptant de présider ce jury.

Mes remerciements vont également à Monsieur Jean-Christophe Cosin, Maître de Conférence à l'ENST, Monsieur Michel Ney, Professeur à L'ENST Bretagne qui ont bien voulu examiner ce mémoire et participer au jury.

Je tiens également à exprimer toute ma gratitude à toutes les personnes du Département Communications et plus particulièrement à Mlle Sara Abou-Chakra, à Mr G. Neveux et à Mr O. Gibrat, Thésards du groupe hyperfréquence ainsi qu'aux autres permanents, thésards, stagiaires du groupe hyperfréquence.

Une mention toute particulière pour Monsieur Dewi Kérnéves qui restera parmi nous pour toujours.



# CONCEPTION D'UN RADAR D'AIDE À LA CONDUITE AUTOMOBILE UTILISANT UN SYSTEME DISCRIMINATEUR DE FRÉQUENCE TYPE SIX-PORT

Aujourd'hui, nous assistons à une révolution dans les applications électroniques pour l'automobile. La recherche en matière de sécurité automobile liée à un système de détection radar anticollision ou d'aide à la conduite automobile est en plein développement.

Les missions à remplir par le système Radar sont essentiellement la mesure de la distance et de la vitesse d'approche d'un obstacle afin de pouvoir informer le conducteur du risque de collision ou de gérer éventuellement les dispositifs de freinage ou de sécurité type "air-bag".

Nous pouvons obtenir ces mesures de distances et de vitesses relatives des automobiles, par la différence de fréquence et de phase entre les ondes émises par un radar et les ondes reçues après la réflexion sur les obstacles. Cette différence de fréquence entre les deux signaux, est appelée l'effet Doppler.

Pour compléter la localisation des obstacles, il est convenable de déterminer la direction suivant laquelle l'obstacle se déplace. Par conséquent, nous pouvons compléter le système radar par une étude de détection de directions d'arrivée de plusieurs cibles. Pour cela, ils existe plusieurs méthodes que nous décrirons en détail ultérieurement.

Il existe différents systèmes radars, comme les radars impulsionnels, les radars FM-CW et les radars duplex.

Le système à impulsions est peu adapté pour les applications automobiles, parce que la distance la plus courte qu'on peut mesurer est déterminée par la durée de l'impulsion, qui serait alors très petite dans un environnement routier.

En Europe, une fréquence allouée à ce service d'aide à la conduite automobile est située vers 77GHz. La technique Radar la plus couramment utilisée semble être celle du Radar Doppler FM-CW[5], grâce à sa simplicité et la possibilité de mesurer simultanément la vitesse et la distance, mais son fonctionnement est soumis à certaines contraintes (la bande

de fréquence, la linéarité de la rampe de fréquence,...).

Le système Duplex consiste en l'émission de deux signaux hyperfréquences continus avec un faible écart fréquentiel. Par mélange des signaux reçus et émis on trouve deux signaux Doppler de même fréquence mais avec une différence de phase. Cette différence nous permet de déterminer la distance. Le problème de cette méthode se présente quand les fréquences Doppler sont très petites, voire nulle car alors aucune mesure de phase est possible .

Le manuscrit de thèse est composé de quatre chapitres, nous détaillerons le principe des radars d'aide à la conduite dans le chapitre 1. Nous présenterons aussi, le radar adopté pour notre expérience avec l'aide du circuit "six-port". Nous présenterons une simulation réalisée par "matlab" de notre système radar ainsi que les programmes écrits sous "Matlab" qui permettent d'obtenir la vitesse et la distance de la cible à détecter. Nous réaliserons aussi une étude de l'influence du rapport signal sur bruit (RSB) , ainsi que l'influence d'une erreur de phase de l'oscillateur local.

Dans le chapitre 2, nous présenterons les circuits "six-port" et "five-port", que nous avons utilisés dans notre application radar. Nous verrons en détail les différentes parties constituant les circuits "five-port" et "six-port". Nous expliquerons la méthode de calibrage pour les systèmes "six-port" et "five port" et nous concluons avec le choix du dispositif le plus apte pour notre application.

Dans le chapitre 3, en premier lieu, nous verrons la simulation du dispositif radar, à l'aide des appareils de laboratoire, nous permettant la réalisation des mesures de distance et de fréquence Doppler. Ultérieurement, nous pourons voir la mise en oeuvre du système radar, en détectant la distance et la vitesse d'une cible. Nous caractérisons notre système radar par la mesure d'un train électrique alimenté par piles et par la suite d'un chariot avec un moteur en courant continu. Nous décrivons aussi l'étude et la réalisation d'un réseau d'antennes patch qui nous servira pour la détection de la direction d'arrivée des plusieurs cibles.

Dans le chapitre 4, nous retrouvons l'étude de la détection de la direction d'arrivée. En premier lieu, nous verrons une comparaison des différents algorithmes de détection de directions d'arrivée. Nous réaliserons la simulation de notre système et nous étudierons la précision des différentes méthodes par une simulation sous matlab. Par la suite, nous ferons la réalisation pratique du système à l'aide d'un réseau de circuits "five-port" et du réseau d'antennes présenté dans le chapitre 3 et nous réaliserons les mesures d'une et de

plusieurs sources. Pour finir, nous réaliserons une étude de l'influence du bruit sur le système de détection de direction d'arrivée.

Enfin, nous donnerons les conclusions de cette étude et les travaux futurs à effectuer.



## DÉVELOPPEMENT D'UN SYSTÈME RADAR UTILISANT DES RÉFLECTOMÈTRES SIXPORT

Le RADAR ( RAdio Detection And Ranging ) est basé sur la propagation des ondes électromagnétiques ou plus exactement sur celle des ondes radio-fréquence (RF). En 1911 l'Américain Hugo Gernsback énonça le principe du Radar et en 1934, le français, Pierre David, mènera avec succès les premières expériences de détection de présence d'avions. La première détection et localisation (detection and ranging) d'obstacle, fut effectuée en 1935 par Maurice Ponte et Henri Gutton, lors d'essais à bord d'un bateau, ils détectèrent des icebergs avec des ondes de 16cm de longueur d'onde ( $\lambda$ ) .

A partir de là, les radars prennent de l'importance au niveau militaire, pour la détection des ennemis aussi bien de jour comme de nuit, comme au niveau civil, pour la prévention sur les moyens de transport ( avion, voiture, train...).

De nos jours, la recherche en matière de sécurité automobile, avec par exemple des systèmes Radar anticollision, est en pleine expansion et nous nous sommes intéressés aux applications routières, pour la prévention de collision.

Des recherches scientifiques considérables sont développées, visant à assurer la sécurité maximale à l'intérieur des véhicules, en coopération avec les mesures prises par les agences gouvernementales, pour réduire le nombre d'accidents de la route. Une grande partie de ces recherches est soutenue par des initiatives européennes telles que les projets DRIVE et PROMETHEUS.

Ces efforts potentiels ont permis le développement de plusieurs systèmes de sécurité avancés. Selon leur fonctionnement, nous distinguons deux grandes classes de systèmes: -Systèmes passifs ( actifs en cas d'accident ).

Nous citerons par exemple:

a.) Les coussins de protection gonflable ou airbag. Ce système comporte un



générateur de gaz (Acide de sodium  $\text{NaN}_3$ ). Activé par une collision sévère, un détecteur électrique excite le générateur de gaz et entraîne une réaction chimique explosive entre l'oxyde nitrique et l'amide de sodium, si bien que l'airbag se gonfle.

D'autres techniques, en cours de développement, permettront le contrôle de l'airbag pour un meilleur fonctionnement, et de meilleures précision et efficacité.

b.) La Ceinture de sécurité qui a progressé remarquablement, la nouvelle génération automatique introduit une petite charge qui se déclenche au moment de la collision entraînant la tension de la ceinture autour du corps. Le déclenchement simultané de ce système avec l'airbag permet d'améliorer considérablement les conditions de sécurité dans le véhicule.

-Systèmes actifs alertant le conducteur en cas de danger imminent:

Les efforts des unités de recherche se sont consacrés vers la réalisation de systèmes de prévention des accidents. Cette tendance couplée avec, d'une part, les progrès technologiques dans le domaine de la détection et d'autre part, l'augmentation de la circulation, ont attiré l'attention des constructeurs d'automobiles vers l'utilisation des radars millimétriques. Mais, les systèmes radar ne sont pas récents, plusieurs entreprises et laboratoires ont mené des études avec différents types de radar, mais leur dissémination au niveau du public a été très rare.

Il existe différents dispositifs radar que nous pouvons organiser en trois groupes:

1.- Le système anti-collision (SAC): son usage sera la détection d'obstacles et il sera relié reliés à un dispositif d'avertissement du véhicule.

2.- Le système de préavis des obstacles (SPO) : son but est d'avertir le conducteur sur les dangers critiques. Cette approche consiste à générer une image radar de la scène observée, pour pouvoir accomplir une manoeuvre coopérative.

3.- Le système autonome de contrôle intelligent de la manoeuvre (SACIM): c'est un contrôle automatique du véhicule, qui permettra par exemple, de contrôler et de maintenir la distance minimale entre deux véhicules.

En résumé, les missions à remplir par le système Radar seront essentiellement la mesure de la distance et de la vitesse d'approche de l'obstacle, afin de pouvoir informer le conducteur du risque de collision ou de gérer éventuellement les dispositifs de freinage ou de sécurité type " airbag", ainsi que donner la direction d'arrivée (DDA) suivant laquelle

s'approchent les obstacles et le nombre objets qui entourent le véhicule.

En Europe, la fréquence allouée à ce service d'aide à la conduite automobile est située vers 77GHz. Comme nous le verrons il existe plusieurs techniques Radar pour ce type d'applications, comme par exemple le Radar Doppler FM-CW ou Radar Duplex que nous verrons ultérieurement.

Dans ce chapitre nous verrons les différents systèmes Radar anticollision, après nous présenterons le système radar Duplex, basé sur l'utilisation d'un réflectomètre "six-port ou five-port" en tant que discriminateur de fréquence et nous conclurons avec les mesures réalisées au sein de notre laboratoire.

Le système réalisé a été mis au point aux fréquences de 2GHz et 26GHz en espérant pouvoir le réaliser à la fréquence de 77GHz avec des multiplicateurs de fréquence, pour pouvoir utiliser la fréquence dédiée à cette application. Nous avons travaillé aussi sur l'intégration possible du système sur une technologie en Arséniure de Gallium (AsGa) de la fonderie OMMIC[1]. Le choix de la fréquence intermédiaire de 26GHz a été basé sur la facilité de la réalisation du circuit avec la technologie MMIC, grâce à l'existence des composants dans la librairie OMMIC utilisée. Les autres raisons sont que la fréquence dédiée aux radars anticollision aux Etats Unis est de 26GHz et enfin la disponibilité du matériel dans notre laboratoire facilite les mesures à 26GHz.

## **1 Les Différents Types de Systèmes Radar anticollision et limites de la solution choisie.**

Nous allons détailler les différents systèmes radar, que nous classerons en deux groupes: Les radars à impulsion et les radars à onde continue (FMCW , Duplex).

### **1.1 Radar Impulsionnel**

Le radar est un ensemble comportant un émetteur, une antenne, un récepteur et un système d'exploitation. Il utilise la propriété des ondes électromagnétiques de se réfléchir sur tout obstacle, créant ainsi une onde de retour susceptible d'être décelée par un récepteur adapté à ce signal. Ce principe peut facilement être mis en évidence lorsque le signal émis est une suite d'impulsions électromagnétiques. Chaque impulsion de durée très brève  $\tau$  de l'ordre de quelques microsecondes se propage dans l'atmosphère à la vitesse de la lumière:

$$c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad \text{Eq (1.1)}$$

Une partie de ce signal est réfléchi par la cible, nous pouvons dire que la cible est illuminée et rerayonne une partie de l'énergie émise sous la forme d'une onde de faible amplitude et de caractéristiques temporelles identiques à celle du signal émis.

La mesure de la distance (Fig1.1) se déduit à partir du retard entre l'émission de l'impulsion électromagnétique et sa réception à partir de la formule suivante:

$$d = \frac{c\Delta t}{2} \quad \text{Eq (1.2)}$$

Les paramètres les plus importants pour déterminer la portée maximale, c'est-à-dire, la plus grande distance mesurable et la résolution du radar, sont la durée  $\tau$  des impulsions et la fréquence de répétition  $f_r$ .

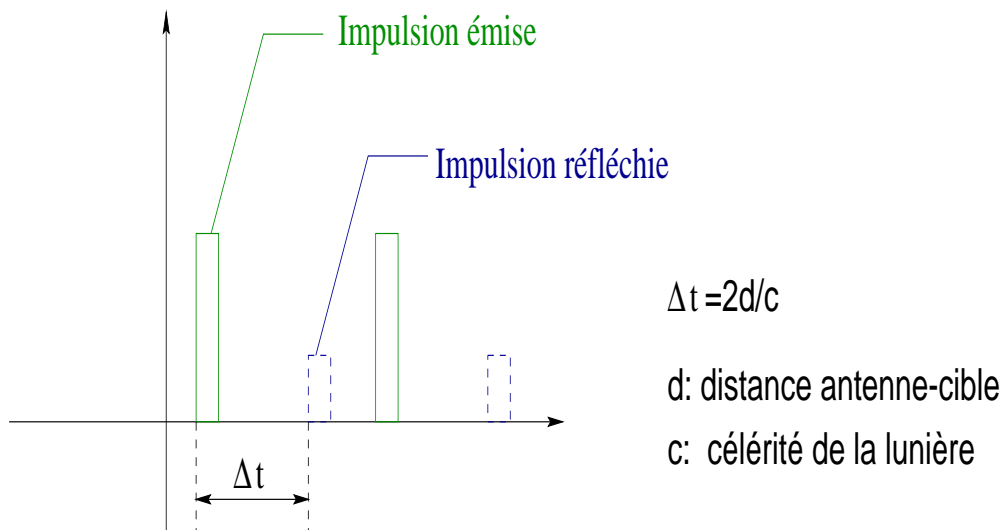


Figure 1.1: Principe de mesure de la distance antennes-cible avec un radar à impulsion

Pour éviter l'ambiguïté dans la mesure de la distance, il faut que l'écho de la cible soit reçu par le radar avant que l'impulsion suivante soit émise. Donc, le temps d'un aller-retour doit être inférieur à  $1/f_r$ , ce qui nous donne une distance maximale de:

$$D_{max} = \frac{c}{2f_r} \quad \text{Eq (1.3)}$$

La plus petite variation de distance qu'on peut trouver est déterminée par :

$$\Delta d = \frac{c\tau}{2} \quad \text{Eq (1.4)}$$

Pour une résolution de 0.3m, la durée d'impulsion nécessaire est, approximativement, égale à  $\tau = 2\text{ns}$ , c'est-à-dire une largeur de bande de 500MHz.

Le système que nous avons décrit n'utilise que l'amplitude du signal reçu, c'est à dire, que nous pouvons obtenir la distance à laquelle se trouve la cible, mais nous n'aurons pas d'information sur la vitesse à laquelle la cible bouge. Pour pouvoir obtenir cette vitesse, il faudrait extraire la fréquence du signal reçu, qui inclut la déviation Doppler. Ce type de détection est appelé cohérent [2] et est plus compliqué.

Ces radars impulsions sont les plus connus et les plus utilisés[3][4][5], mais ils s'avèrent moins adaptés pour les automobiles, pour les raisons suivantes:

- La distance la plus courte que l'on puisse mesurer est déterminée d'une part par la durée de l'impulsion et d'autre part par les temps de commutation, or ceux-ci sont très petits dans un environnement routier.

- Les systèmes de génération d'impulsions ultra courte cohérents ont des coûts excessifs pour l'industrie automobile.

D'autre part, la mesure de la distance est insuffisante pour la localisation des objets. Pour cela, il existe aussi une mesure angulaire utilisant la directivité des antennes, qui sera combinée aux mesures de la distance et de la vitesse, nous permettant ainsi la détection des cibles.

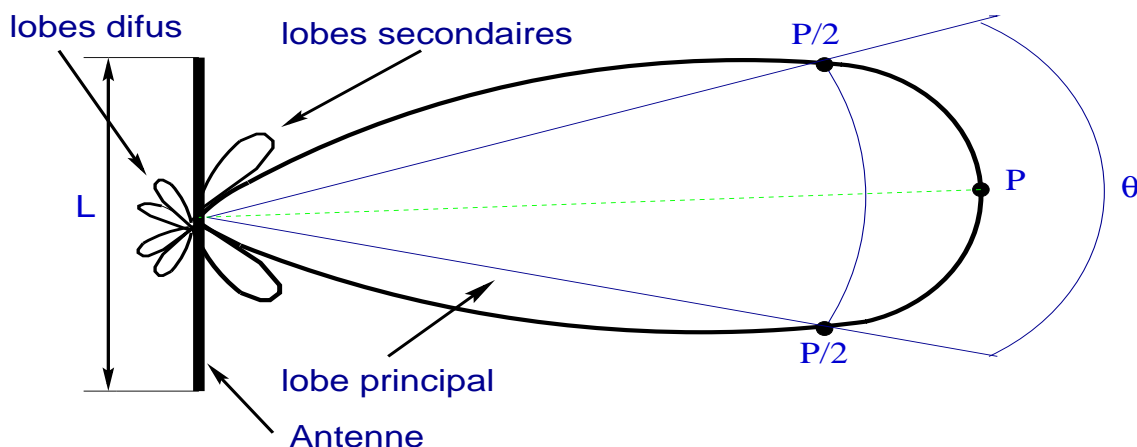


Figure 1.2: Diagramme de l'antenne

Cette mesure angulaire est basée sur le fait que les antennes ne répartissent pas l'énergie uniformément dans toutes les directions. Si nous avons par exemple une antenne de longueur  $L$  et par recombinaison spatiale des ondes, l'énergie émise sera concentrée dans un angle limité  $\theta$ , comme nous observons sur la figure (1.2). La valeur de  $\theta$  sera donnée

par :

$$\theta = \frac{70\lambda}{L} \quad \text{Eq (1.5)}$$

avec  $\theta$  (°) l'ouverture à mi-puissance ou diagramme de l'antenne, en degrés.

$\lambda$  (m) la longueur d'onde émise, en mètres.

$L$ (m) la dimension de l'antenne, en mètres.

Une telle antenne n'éclaire de manière significative que dans le secteur  $[\theta/2, -\theta/2]$ . Dans les autres secteurs, les niveaux sont beaucoup plus faibles (autour de  $10^{-2} P$  à  $10^{-4} P$  dans le lobe secondaire et inférieur à  $10^{-4} P$  dans les lobes diffus). Le phénomène de propagation de l'onde étant réciproque, la cible peut réfléchir vers l'antenne une partie de l'énergie émise par celle-ci avec une plus faible puissance. Cette variation de puissance est induite par le diagramme de rayonnement et nous donnera l'information sur l'angle suivant lequel se trouve la cible. Dans le chapitre 4 nous décrirons un système doté de ce type de détecteur d'angle.

### **1.2 Radar à ondes continues**

C'est le type de radar généralement utilisé par les constructeurs automobiles, pour la réalisation des systèmes embarqués anti-collision et de contrôle intelligent de la conduite automobile.

Dans les radars, les ondes continues peuvent être monochromatiques (utilisant uniquement l'effet Doppler) ou modulées en fréquence.

Les radars monochromatiques se basent sur l'effet Doppler et permettent de déterminer la vitesse radiale relative de la cible détectée. Néanmoins, ce type de radar ne nous fournit pas d'information sur la distance relative de la cible par rapport à l'antenne d'émission. Pour accéder à cette information, nous pourrions varier la fréquence de l'onde, comme nous verrons ultérieurement.

Nous parlons aussi des radars à ondes continues modulées en fréquence, comme par exemple les radars FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave), qui nous fourniront la vitesse relative de la cible, par l'effet Doppler et la distance relative entre l'antenne et la cible par la modulation. Plusieurs formes de modulations ont été déjà employées tel qu'une modulation en dents de scie ou la modulation de fréquence sinusoïdale...

Les radars à ondes continues sont utilisés dans différents dispositifs comme les systèmes aéroportés, pour déterminer l'altitude de l'avion (les altimètres) et sa vitesse (radar de

navigation Doppler ) ou pour le guidage de missiles et la détection de présence de cibles mobiles ( antivol, ouverture automatique de porte, interrupteur, etc ).

**1.2.1 Radar CW**

Le radar le plus simple que nous pouvons envisager pour l'application automobile consiste en un émetteur RF sans modulation et un récepteur qui mélange le signal émis et le signal reçu. Si la cible a une vitesse par rapport au radar, le signal reçu aura une fréquence différente de celle du signal émis à cause de l'effet Doppler, et la fréquence de battement des deux signaux sera proportionnelle à la vitesse suivant l'équation (1.6) :

$$f_b = 2f_o \frac{v_r}{c} \tag{Eq (1.6)}$$

$f_o$  est la fréquence de l'oscillateur local,  $v_r$  est la vitesse relative et  $c$  est la vitesse de la lumière.

Ce système radar CW ( continuous wave ), ne fournit aucune information sur la distance, et son intérêt réside dans sa simplicité illustrée par la figure (1.3):

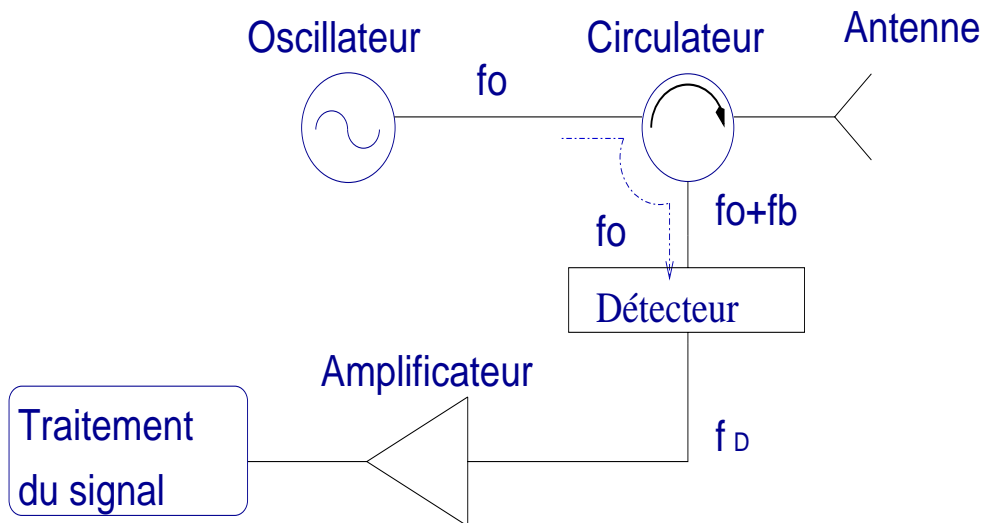


Figure 1.3: Schéma d'un radar CW

**1.2.2 Radar FMCW**

Dans le cas du radar FM-CW, la fréquence transmise change en fonction du temps d'une façon connue (figure 1.4). Si nous voulons détecter une cible placée à une distance  $R$ , nous obtiendrons un signal réfléchi après un temps  $T=2R/c$ , que nous mélangerons avec le signal transmis, produisant une fréquence de battement  $f_b$ . Cette fréquence sera unique-

ment due à la distance à la cible, puisqu'il n'y aura pas de glissement Doppler puisque la cible ne bouge pas.  $f_b$  sera donnée par:

$$f_b = \Delta f T = \Delta f \frac{2R}{c} \quad \text{Eq (1.7)}$$

$\Delta f$  étant la variation de fréquence (voir sur la figure 1.4)

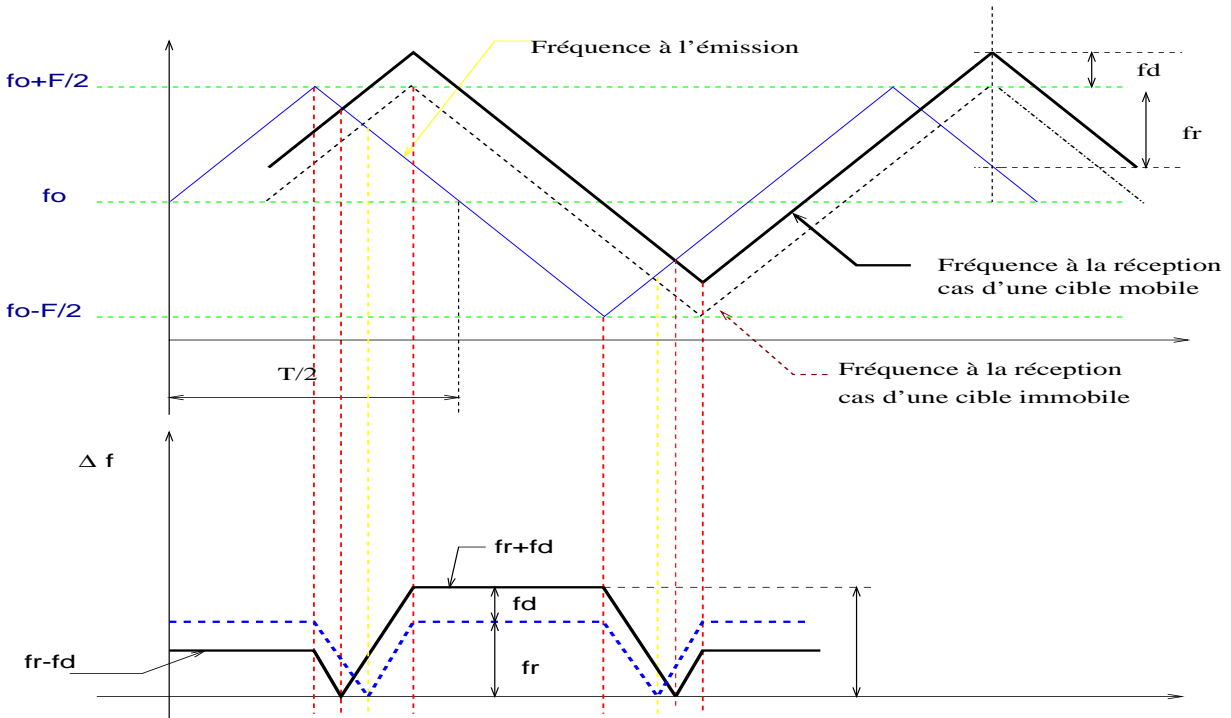


Figure 1.4: Modulation de Fréquence en toit. En haut, les fréquences instantanées à l'émission et la réception. En dessous, la fréquence de battement.

Si nous appliquons une modulation périodique, comme dans la pratique de ce système, nous écrivons la fréquence de battement comme:

$$f_b = T \frac{\Delta f}{\frac{1}{2f_m}} = \frac{2R}{c} \Delta f 2f_m \quad \text{Eq (1.8)}$$

Avec  $f_m$  la fréquence de modulation

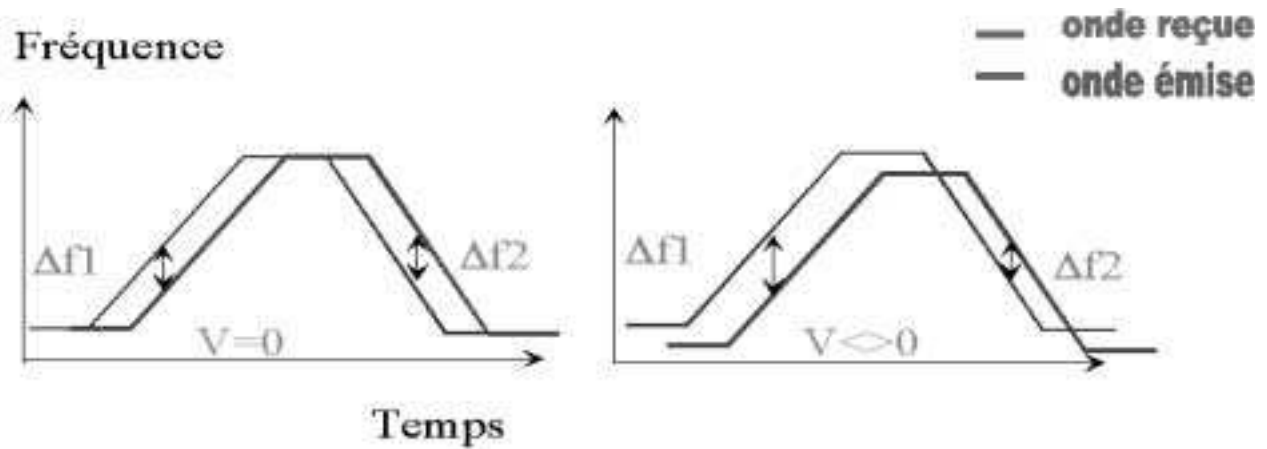


Figure 1.5: Comportement d'un radar FMCW avec une modulation en dent de scie

Ci-dessus, nous avons supposé que la cible restait immobile, mais si ce n'est pas le cas, nous verrons apparaître une fréquence Doppler qui produira une modification de la fréquence de battement comme nous pourrions voir sur la figure (1.5)

Sur la figure (1.5) à gauche, nous pouvons voir qu'entre le signal d'émission et de réception nous avons seulement un décalage temporaire donc comme nous avons dit précédemment la vitesse sera nulle. Sur la partie droite de la figure (1.5), on peut remarquer une variation  $\Delta f$  sur le front montant qui est différent du front descendant ce qui nous permettra le calcul de la vitesse à laquelle la cible bouge et savoir si elle accélère ou décélère.

En effet, la fréquence de battement est formée par une fréquence ( $f_r$ ) proportionnelle à la distance et une autre ( $f_d$ ) proportionnelle à la vitesse relative de la cible, mais pour chaque demi-cycle de la modulation, les valeurs changent de signe, comme nous pouvons voir sur les équations suivantes:

$$f_b = f_r - f_d = \frac{2R}{c} \Delta f 2f_m - 2f_o \frac{V_r}{c} \quad \text{Eq (1.9)}$$

$$f_b = f_r + f_d = \frac{2R}{c} \Delta f 2f_m + 2f_o \frac{V_r}{c}$$

Nous pourrions aussi déterminer la fréquence de battement due à la distance de la cible  $f_r$ , par la moyenne de la fréquence  $f_b[1]$ , c'est à dire:

$$f_r = \frac{1}{2} [f_b(1) + f_b(2)] \quad \text{Eq (1.10)}$$

Nous pouvons voir cette relation sur la figure (1.4).



Le schéma du radar FM-CW est le même que celui du radar CW, sauf en ce qui concerne la modulation et le traitement en bande de base du signal  $f_b$ . Sur la figure (1.6) nous pourrions remarquer le schéma d'un radar FMCW.

Ce système, le plus développé, est basé sur la technique FM/CW, grâce à sa simplicité et la possibilité de mesurer simultanément la vitesse et la distance, mais il existe certaines contraintes :

- la variation de fréquence doit être linéaire afin d'obtenir une mesure correcte de distances.
- La distance et la vitesse sont déduites à partir de la même mesure de fréquence ; si la cible est très proche et sa vitesse est élevée, la fréquence de battement sera proportionnelle à la fréquence Doppler et donc sera très élevée et la différence de fréquence sera proportionnelle à la distance et donc très faible [2].
- Enfin l'excursion de fréquence doit être élevée pour obtenir une bonne résolution en distance.

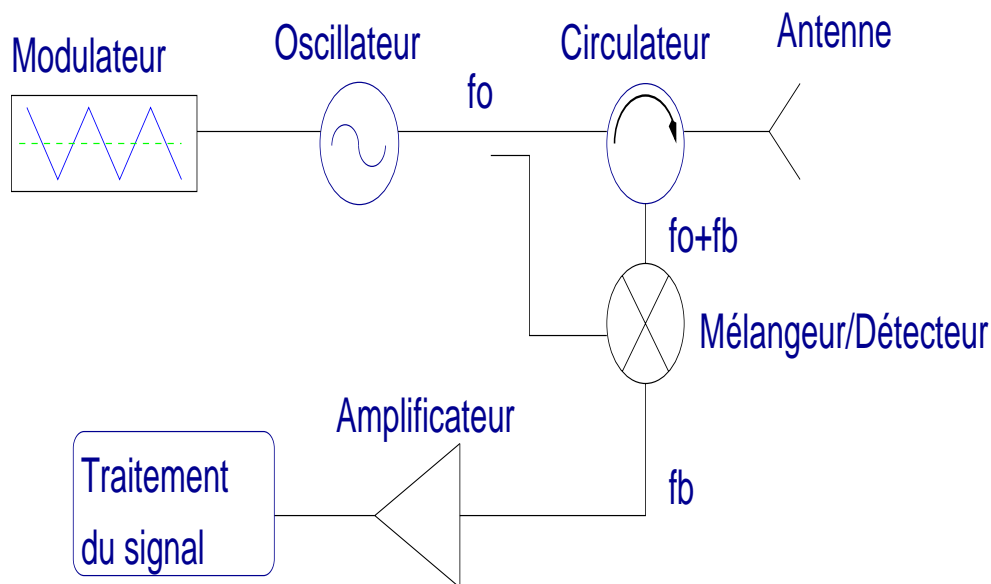


Figure 1.6: Schéma du radar FM-CW

Dans la thèse [6], on propose un système radar FM-CW de suivi de cibles avec une technique quasi-optique, comme étant une amélioration du système FM-CW classique. Il propose une modulation en toit, c'est à dire que la variation de fréquence en fonction du temps représente une forme de toit, avec un troisième mode continu (fréquence instantannée constante fig (1.7)). Cette modulation permettra de fournir, directement, les vitesses des cibles et avec un procédé combinatoire nous pouvons extraire les distances. On doit estimer donc les fréquences de battement relatives aux trois modes de la modulation pour

pouvoir déterminer les distances et les vitesses des différentes cibles. Ce prototype n'a pas été réalisé pour le moment mais la vérification théorique et les simulations en utilisant un modèle appelé ARMA (AutoRegressif à Moyenne Ajustée ) ont été réalisées.

Cette modulation en trois modes a été aussi employée par l'unité de recherche PSA Peugeot-Citroën dans un système radar FM-CW embarqué.

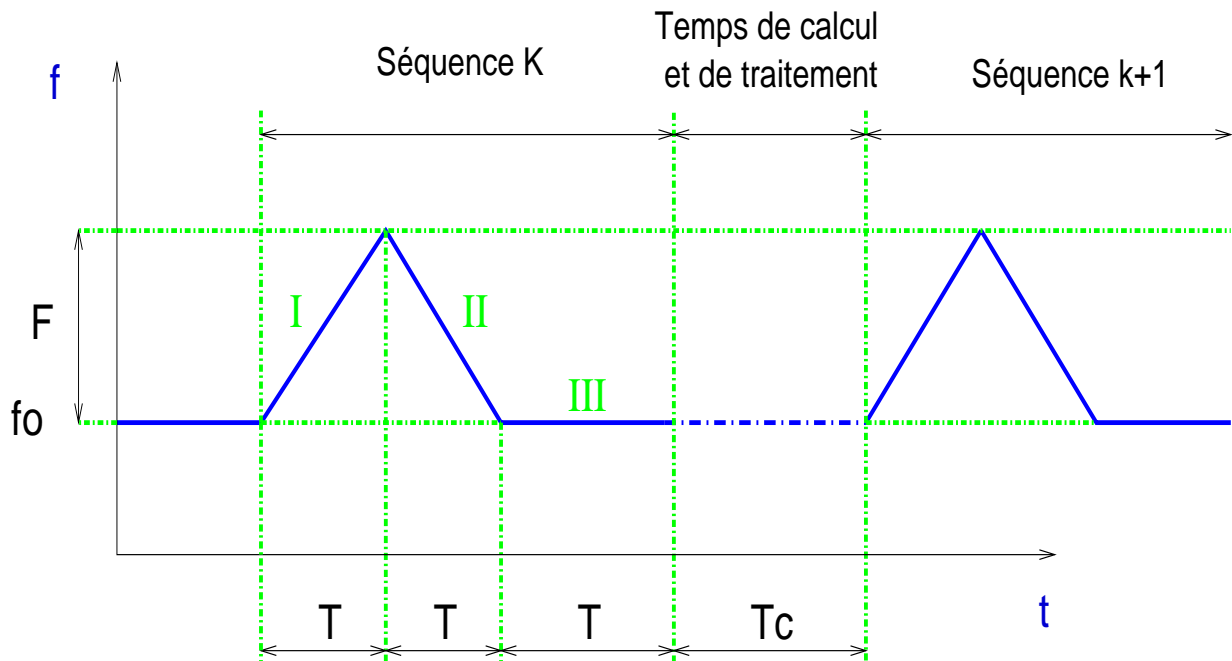


Figure 1.7: Modulation de fréquence pour le radar FM-CW proposée par [6]

### **1.2.3 Duplex [7]**

Le système Duplex consiste en l'émission de deux signaux hyperfréquences continus avec un faible écart fréquentiel. Par mélange des signaux reçus et émis nous trouvons deux signaux Doppler approximativement de même fréquence mais avec une différence de phase. Cette différence nous permet de déterminer la distance avec l'équation suivante:

$$\Delta\Phi = \frac{4\pi\Delta f_d}{c} \quad \text{Eq (1.11)}$$

\$c\$ étant la vitesse de la lumière, \$\Delta f\$ l'écart fréquentiel entre les deux signaux et \$d\$ la distance à laquelle se trouve l'objet. La justification de l'équation sera donnée dans le prochain paragraphe.

La vitesse relative sera trouvée à partir de la fréquence Doppler d'un des signaux.

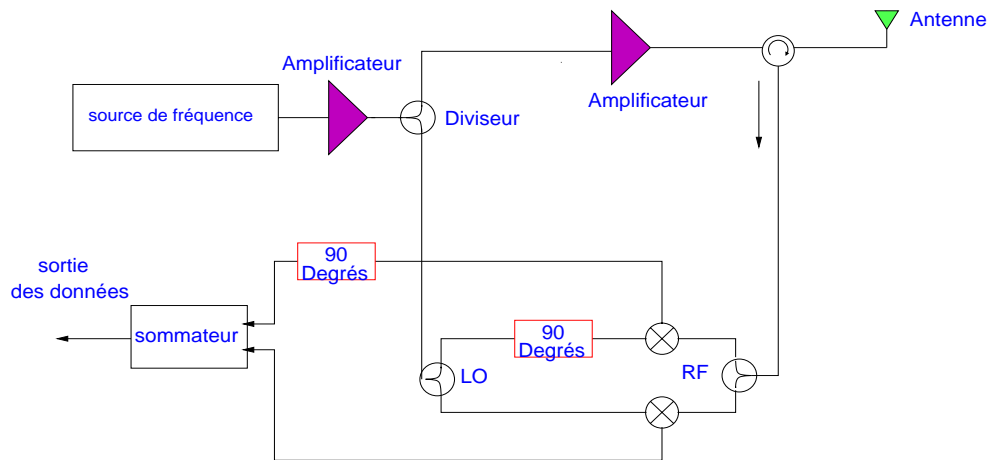


Figure 1.8: Schéma bloc d'un radar Duplex

Au lieu d'émettre deux signaux continus, il est possible de commuter la fréquence d'une seule source, ou bien de la moduler avec un signal carré comme nous pouvons voir sur la figure (1.9).

Le problème de cette méthode apparaît quand les fréquences Doppler sont très petites, voire nulles où aucune mesure de phase n'est possible. Cela est dû au fait que les circuits électroniques sont séparés par des capacités de liaison servant à l'élimination des «offset» et qui ont tendance à couper les signaux basses fréquences.

$$d = \frac{\Delta\phi}{4\pi} \frac{c}{\Delta f}$$

$$vr = fd \frac{\lambda}{2}$$

d=distance à détecter  
 vr=vitesse relative à détecter  
 fd= fréquence Doppler  
 $\Delta\phi$  : Différence de phases entre 2 paliers de fréquence pour la forme d'onde FSK  
 c : célérité.  
 $\Delta f$  : Différence entre le 2 paliers de fréquence pour la forme d'onde FSK.

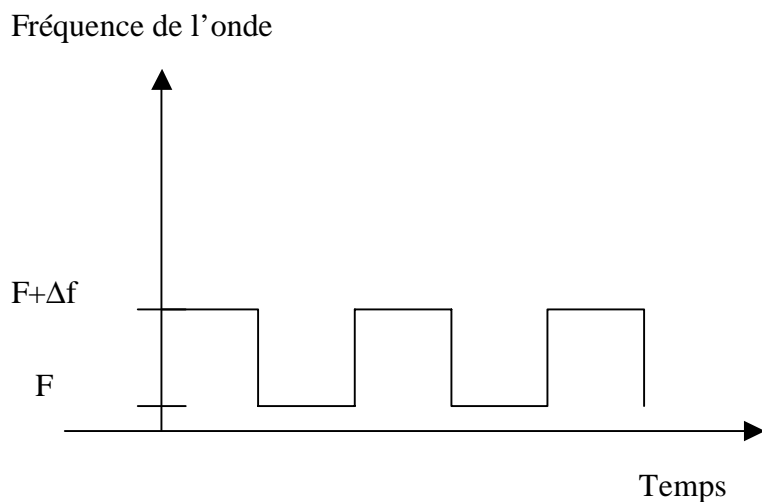


Figure 1.9: Le principe d'un radar Duplex

### **1.2.4 Différences entre les différents dispositifs radar**

Nous présentons sur le tableau (1.1) un résumé des différents principes de radar. En con-

	<b>Pulse</b>	<b>FM-CW</b>	<b>Duplex</b>
Emission/Réception		-Linéarité de la rampe de fréquence critique. -Bande passante importante.	-Bande passante faible. -Simplicité du design émetteur/récepteur.
Traitement	Capacité de traitement liée à la fréquence d'échantillonnage.	Conversion directe de la fréquence en distance.	-Mesure simultanée de vitesse et distance. -Très haute résolution vitesse accessible par analyse spectrale fine.
Détection	Zone aveugle à faible distance.	Intégration longue pour obtenir un bon rapport S/N.	Difficulté de détection d'obstacles à vitesse relative nulle, pour les radars homodynes.
Mesure de distance	-Une grande résolution nécessite des impulsions étroites. -Stabilité du timing critique.	Bande d'excursion importante pour atteindre une grande résolution.	Contrôle précis de la fréquence indispensable pour la précision de la mesure de distance.
Mesure de vitesse	-Mesure directe de vitesse pour les radars pulse Doppler. -Différentiation difficile pour les télémètres.	L'analyse Doppler nécessite l'emploi de rampes croissantes et décroissantes.	Mesure simultanée de vitesse et distance.
Sensibilité aux interférences	-Pulse court, sensibilité aux interférences. -Possibilité de wobbler la PRF.	Sensible aux interférences, du fait de la large bande et de l'onde continue.	Risque d'interférences réduit du fait de la faible bande.

Table 1.1: Principales caractéristiques.

clusion, le principe Duplex permet d'accéder à la conception la plus simple pour l'émission et la réception hyperfréquences.

## **1.3 Exemples bibliographiques de systèmes radar**

Dans la bibliographie, nous pouvons trouver beaucoup d'informations sur les différents systèmes étudiés. Sur ce paragraphe nous allons citer certaines publications qui nous montreront les avancements actuels de ce domaine.

### **1.3.1 Radar appliqué à l'automobile**

Nous présentons en premier lieu, le radar développé par Thalès-CSF [8].

Il est destiné à la régulation intelligente d'allure (ACC 'Automatic Cruise Control'). La seconde génération des radars (Collision Warning / Avoidance) sera destinée à la détection et à l'évitement d'obstacles mais leur large commercialisation dépend de la maîtrise des technologies hyperfréquences intégrées indispensables pour atteindre les objectifs de faible coût et de fiabilité.

Le système ACC devient actif uniquement sur demande du conducteur. Lorsque la fonction est engagée, le conducteur peut relâcher la pédale d'accélérateur. Le pilote se maintiendra automatiquement derrière le véhicule suivi, agissant éventuellement sur le frein et/ou la boîte de vitesse automatique, tout en restant limité sur l'action de freinage. De manière générale, le conducteur garde la priorité d'action et de reprendre le contrôle en tout moment.

L'ACC est développé pour la circulation sur autoroute et voie express. Les principales exigences de performances imposées sont:

Portée (SER de 1m <sup>2</sup> )	>= 150m.
Fréquence	= 77GHz
vitesse relative détectable	+ - 160 km/h.
Type de cibles	mobiles.
Couverture angulaire (azimut)	12°
Précision position en azimut	0.5°
Précision vitesse	0.5km/h
Précision distance	5%

Résolution : Capacité de discrimination de 2 cibles roulant de front à des vitesses sensiblement identiques.

La puissance d'émission du radar doit être inférieure à 1mW/cm<sup>2</sup> (à 3m de l'antenne).

Le radar utilisé est du type Duplex CW appelé par les auteurs FSK (Frequency Shift Keying). Les performances satisfont le cahier des charges des capteurs pour la fonction ACC, et sa très haute résolution en vitesse permet de discriminer aisément l'ensemble des véhicules présents sur la voie. Cette solution retenue, présente pour [8] le meilleur compromis coût/performances pour la fonction ACC.

Le cahier des charges du capteur longue portée pour fonction Collision Warning/ Avoidance, doit inclure, en plus des exigences relatives à ACC, les caractéristiques suivantes:

Détection et capacité de résolution des obstacles fixes.

Capacités de positionnement, d'extraction des bords de route pour positionner les obstacles en absolu.

Probabilité de détection de 100% et probabilité de fausse alarme de 0%, sur une distance correspondant au domaine de freinage du système.

Un domaine angulaire (azimuth ) au moins supérieur à  $\pm 10^\circ$ .

[8] envisagent deux solutions :

1- un capteur radar à haute résolution.

-il doit être doté de capacités de détection de vitesse, distance et angulaire (envisager une architecture d'antenne multifaisceaux fins).

2- un dispositif de fusion d'un capteur-radar simple avec d'autres capteurs ( radar, video ou lidar).

L'équipe du département Hyperfréquences et Semiconducteurs de l'IEMN (Institut d'électronique et de microélectronique du nord) dans l'Université Sciences et Techniques de Lille(U.S.T.L.) [9] présente différents types de radars suivant leur sophistication, distinguant deux catégories (les radars impulsions et les radars à émission continue et modulation de fréquence). Ils font un rappel de base sur les principes. Ils montrent l'influence du RSB ( rapport signal sur bruit) en fonction du nombre d'impulsions intégrées (non cohérente ou cohérente) sur la probabilité de détection, donnant des valeurs de 13dB pour les détections non-cohérentes et de 5dB pour les cohérentes pour la même probabilité de détection.

Ils étudient aussi l'influence des obstacles fixes et de la pluie pour un radar impulsions, montrant que l'effet de "cluster" (brouillard) dû à la pluie est négligeable car la SER (surface équivalente radar) de la pluie est très petite devant la SER minimale des cibles ( $\sigma \geq 1\text{m}^2$  étant la surface équivalente radar de la cible). Ils considèrent que la SER de la pluie évolue suivant une loi en  $d^2$ , donc d'autant plus faible que la cible est proche.

Ils expliquent les limitations et les avantages des différents systèmes et ils proposent un système **radar non-cohérent** d'un train d'ondes impulsions, très intéressant par sa simplicité.

Pour l'obtention de la signature Doppler de la cible, la présence d'un obstacle fixe situé dans le faisceau et sensiblement à la même distance que la cible mobile est nécessaire. Cet obstacle fixe nous fournit un signal existant pendant le retour de l'impulsion correspondant à la cible mobile. Le sol défilant sous le véhicule constitue cet obstacle fixe.

Ils présentent les premiers résultats de la mesure de distances entre 0 et 100m, à 60GHz. Les travaux sont poursuivis à l'INREST (institut national de recherche sur le transport et la sécurité).

Par la suite nous allons exposer un tableau qui nous donnera les principaux systèmes radar anticollision étudiés actuellement et les performances obtenues jusqu'à maintenant.

Article	Type de Radar	Fréquence	Bande de fréquence	Distances parcourues et précisions.	Angle d'ouverture	Puissance de transmission
[10] Jerry D. Woll. Eaton Vorad Technologies.	FMCW(Frequency Modulated Continuous Wave) avec FSK(Frequency Shift Keying)	60.5GHz	15MHz	1-120 mètre, +- 3% 0.4-180Km/h, +-1%	Système monopulse +-6°	<10mW
[11,12] David D. Li. Lab: Epsilon Lambda Electronics, Geneva.	FMCW/monopulse	76-77GHz		résolution <1m	Système monopulse +-4°	10dBm
[13] M.Camiade. Lab: United Monolithic Semiconductors, Orsay et IRCOM, Limoges.	FSK (Frequency Shift Keying). Système homodyne (affecté par le bruit AM du signal transmis)	76.5GHz	10MHz			13dBm
[14] R. Schneider and J. Wenger. Laboratoire: DaimlerChrysler Research and Technology.	Système radar avec imagerie	76GHz	150MHz		-azimuth 1° -élévation variant entre 3°~8°	13.5dBm
[15] Sung Tae Choi Kwangju Institute of Science and Technology. Korea	Radar monopulse FMCW, FSK et SS(Spread spectrum radar)	24GHz		-''1m'' détection minimale -''150m'' détection maximale -vitesse relative maximale de 300km/h -vitesse relative minimale de -100km/h	+10°	10dBm
[7] J. Mondal Northrop Grumman Corporation. Rolling Meadows.	Radar Duplex	77GHz	150KHz			4-6dBm
[16] Hiroshi Mizutani. Automotive electronics Division, Nec corporation. Japon	FM-CW	76GHz				15.2dBm

Table 1.2: Récapitulatif des différents systèmes radar actuels

Article	Type de Radar	Fréquence	Bande de fréquence	Distances parcourues et précisions.	Angle d'ouverture	Puissance de transmission
Lars H Eriksson [17] Sweden	AICC (Intelligent cruise control of automobiles) installé sur le 'volvo' La forme d'onde FMCW	77GHz		distance entre 1 et 200m +-0.3m  vitesse relative entre -100+-100m/s	+8.5°	10mW
Mark E. Russell [18]	Senseur radar AICC avec une forme d'onde FM-CW	76-77GHz		-distance entre 3-100 mètres. Précision 0.5 mètres. -vitesse relative +-160km/h. Précision de 1.5km/h.	azimuth 8.8° élévation 4°	
Delphi Delco Electronics Systems, Indiana[19].	Radar FMCW	76GHz		Portée de 150m	azimuth 15°	
S. Ohshima [20] Lab: Toyota Central R&D, Japan	ACC, technique de comparaison de phase du système Monopulse, avec un générateur séquentiel de faisceau. Forme d'onde FMCW	60-61GHz		-Distance maximale 160m avec une résolution de 0.2 m . -Vitesse relative de 160km/h, avec une précision inférieure à 1km/h.	azimuth -10.8°~10.2°.	

Table 1.2: Récapitulatif des différents systèmes radar actuels

Nous pouvons remarquer sur le tableau (1.2), que les principaux systèmes proposés utilisent une combinaison de formes d'onde comme par exemple FM-CW et FSK, pour obtenir la distance et la vitesse simultanément. La plupart des radars proposés travaillent autour de 77GHz, fréquence allouée à l'aide à la conduite automobile en Europe. Nous pouvons remarquer que la puissance de transmission est au tour de 10dBm et l'angle d'ouverture est au maximum de +-10°. Sur la portée en distances, nous pouvons observer que la distance minimale que les systèmes décrit sur le tableau nous proposent est de 1m au minimum et au maximum de 200m. avec des résolutions tel que 0.5, 0.2 ou 0.3 m. Et pour finir, nous pouvons voir les vitesses relatives sont de l'ordre de 150Km/h avec une précision de 1km/h.

Dans l'actualité, il existe aussi des travaux en cours sur le radar anticollision dans plusieurs laboratoires de recherche comme par exemple à l'université de Valenciennes ((UVHC) avec un financement INRETS/ CNRS) et les entreprises telles que Thales, Delphi et Mercedes.



### 1.3.2 Radar SPR à 35GHz

Un système radar FM-CW et FS-CW (Frequency stepped CW) a été proposé par [21], en utilisant un réflectomètre "six-port" à 35GHz. Ce projet a été mené par une entreprise sidérurgique, pour réaliser un capteur qui mesurera le niveau d'acier liquide. Les conditions à accomplir sont : une précision inférieure au millimètre, robustesse, insensibilité aux écarts de température, humidité, poussière et fausse alarme, une réponse rapide, détection à large distance et compatibilité électromagnétique.

Nous pouvons observer sur la figure (1.10) le système proposé. Ils mesureront la distance à la cible et l'erreur de phase par rapport à la distance détectée. Le capteur utilise la modulation en fréquence et le principe du réflectomètre "six-port" pour réaliser le calcul de la distance avec une exactitude de 0.1mm.

Ils ont cherché à avoir le résultat le plus précis possible et pour cela, ils ont blindé les câbles et les dispositifs. Ils ont augmenté la dynamique des détecteurs en connectant les LNAs directement à leurs sorties, ils ont aussi cherché à diminuer le bruit, en isolant les convertisseurs analogique numérique et les reliant avec le processeur par fibre optique. Ils ont pris en compte également l'erreur introduite par les multi-trajets. L'erreur sur la phase du facteur de réflexion mesurée est  $\pm 6^\circ$ , correspondant à une erreur sur la mesure de la distance de  $\pm 0.07\text{mm}$ .

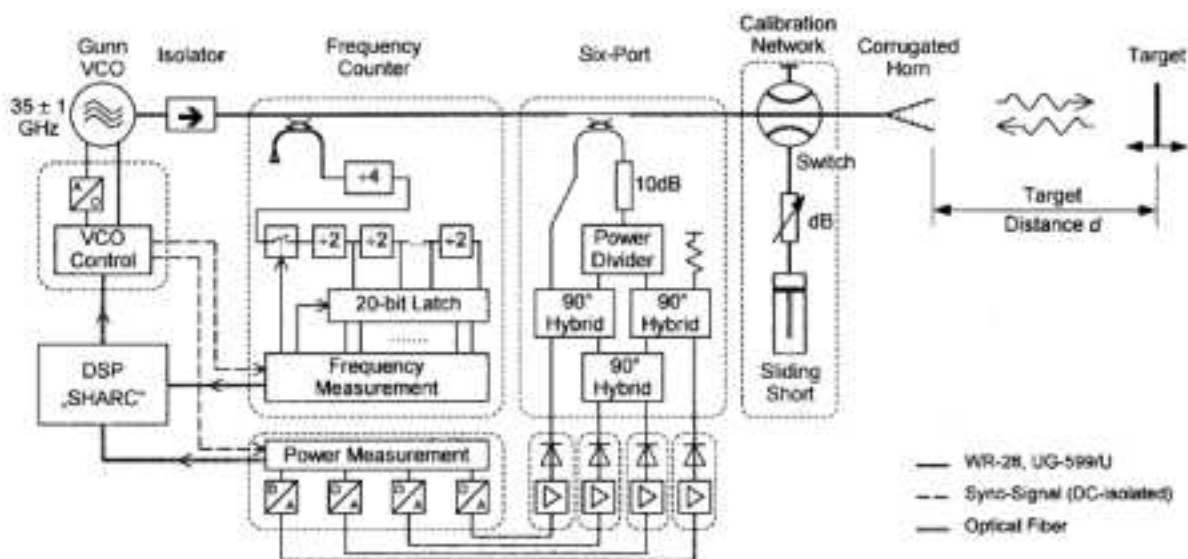


Figure 1.10: Schématisation du radar à 35GHz (récepteur homodyne) proposé par [21][22]

### **1.3.3 Capteur interférométrique micro-onde pour des applications télémétriques**

Un autre système a été proposé par l'Université de Lille; nous pouvons voir dans les thèses [23] et [24] de nouveaux capteurs interférométriques micro-ondes, pour des applications télémétriques qui permettront de connaître différents paramètres comme la position (pour des distances relativement courtes de quelques mètres), la vitesse et l'accélération, ainsi que pour des applications de cinémométrie, de goniométrie et de contrôle non destructif.

L'étude de ce système radar (CW) est réalisée sur deux situations, la première dénommée "coopérative", c'est à dire quand la source hyperfréquence est placée sur l'objet sous investigation, et la deuxième nommée "non-coopérative" dans le cas contraire.

Le banc de mesure utilisé en premier lieu a été un chariot en plastique sur lequel est fixé l'émetteur. Il se déplace grâce à un moteur pas à pas. L'excursion permise au mobile est de 1.5 mètre, et la distance entre l'émission et la réception peut varier de 0.5 à 3 mètres. La précision obtenue pour les mesures de distance est de 2%.

Ensuite, ils ont réalisé la reconstitution de la loi horaire, déterminant la vitesse en différents points de la trajectoire. La méthode proposée donne accès à la vitesse moyenne d'un mobile sur les portions de sa trajectoire correspondant aux interférences de l'interférogramme. La précision est améliorée, elle est alors de 1%.

Ensuite, ils ont proposé un système capable de détecter la position d'une source dans un milieu confiné en principe et sur un terrain de football ultérieurement. Pour la réalisation de cette mesure il est nécessaire de faire une première fois la calibration des positions possibles et les insérer dans une matrice. Les valeurs des mesures obtenues sont comparées avec les valeurs de la matrice pour obtenir la direction exacte d'arrivée de la source en 2D à 3D. La précision de ce système est de  $\pm 2^\circ$ .

### **1.4 Description de notre système**

Pour notre système, nous avons utilisé un Radar Duplex avec un discriminateur de fréquence six-port (SPR) ou five-port (FPR).

Sur la figure (1.11), nous pouvons observer que le schéma du radar du prototype ressemble à celui du radar FMCW, nous pouvons observer que la grande différence est le remplacement du mélangeur par le circuit SPR.

Le principe de ce système radar consistera à émettre deux ondes continues de fréquences proches et on comparera deux phases. Le problème que nous pouvons rencontrer avec

les "Radars Duplex" pour la fréquence Doppler nulle, sera ici résolu en faisant une comparaison de phases des ondes hyperfréquences au lieu de la faire à basse fréquence. Nous devons donc réaliser les mesures de phases dans le domaine des hyperfréquences. Nous serons capables de faire ce type de mesures avec un détecteur cohérent ou un démodulateur IQ, mais ces systèmes sont chers à ces fréquences car les composants utilisés doivent être de très bonne qualité. Pour cela, nous utiliserons un discriminateur SPR ou FPR, qui va nous permettre de mesurer le rapport complexe de deux ondes hyperfréquences, à condition de calibrer le système avant la réalisation des mesures. D'autre part, les composants utilisés seront de faible coût et pourront être de mauvaise qualité car leurs caractéristiques sont prises en compte lors du calibrage.

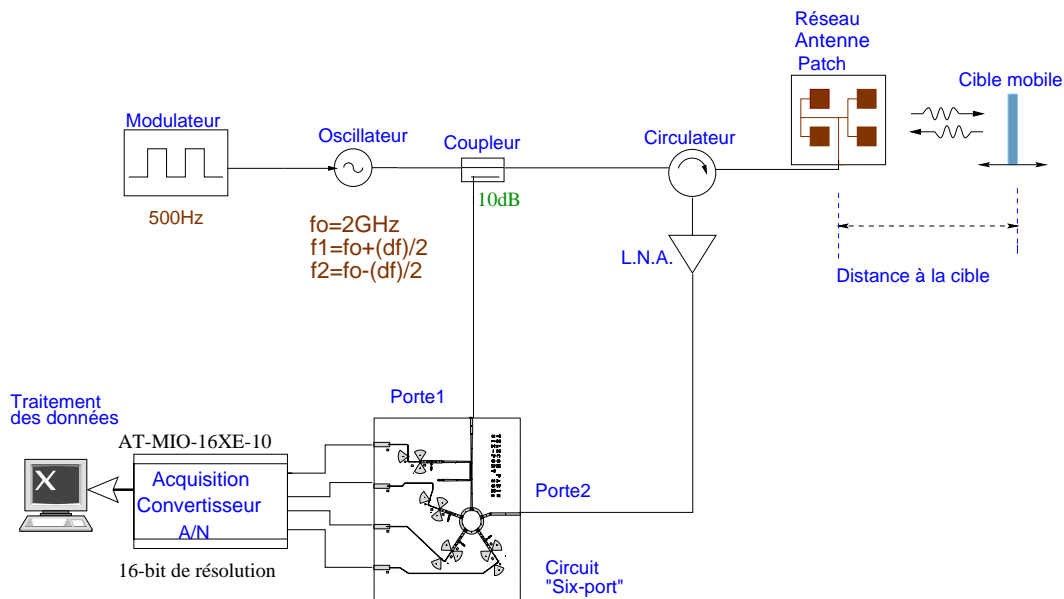


Figure 1.11: Radar Duplex avec discriminateur de fréquence six-port

Si nous regardons maintenant le principe théorique du système, nous verrons que pour un signal de la forme suivante:

$$s = |s|e^{j\omega t} \quad \text{Eq (1.12)}$$

Le signal sera réfléchi par une cible à une distance "d" de l'antenne, sachant que le temps de propagation sera:

$$T = \frac{2d}{c} \quad \text{Eq (1.13)}$$

où c sera la célérité de la lumière.

Par contre, si la cible se déplace à une vitesse "v" par rapport à l'émetteur-récepteur

(antenne), la distance à laquelle nous pourrions déterminer la cible sera  $(d+vt)$  et le temps de propagation sera donné par:

$$T = 2 \frac{d + vt}{c} \quad \text{Eq (1.14)}$$

Le signal reçu par l'antenne sera:

$$r = |r| e^{jw(t-T)} = |r| e^{j[(w + w_D)t - \varphi]} \quad \text{Eq (1.15)}$$

$$\text{avec } w_D = -2 \frac{wv}{c} \quad \text{Eq (1.16)}$$

$$\varphi = 2 \frac{wd}{c} \quad \text{Eq (1.17)}$$

En supposant que l'accélération du véhicule est nulle ou que la vitesse du véhicule peut être considérée constante pendant le temps nécessaire à l'acquisition des données. Donc, la fréquence Doppler du signal sera donnée par  $f_D = \frac{w_D}{2\Pi}$  et  $\varphi$  sera le déphasage du signal reçu.

Comme nous verrons dans le chapitre 2, le SPR nous donnera le rapport entre le signal émis et le signal reçu, que nous pouvons écrire de la façon suivante:

$$\Upsilon = \frac{r}{s} = \frac{|r|}{|s|} e^{j(w_D t - \varphi)} \quad \text{Eq (1.18)}$$

$\Upsilon$  étant un vecteur qui tournera à la pulsation  $w_D$ .

Si nous mesurons la vitesse de rotation du vecteur  $\Upsilon$ , nous pourrions obtenir la vitesse relative de la cible, par contre l'information concernant la distance à laquelle se trouve la cible, sera donnée par la phase  $\varphi$  de la façon suivante:

$$2 \frac{wd}{c} = \varphi + 2\Pi n \quad \text{Eq (1.19)}$$

$n$  est le nombre de tours parcouru par l'onde.

Il existe une ambiguïté dans la mesure de la distance, car la longueur d'onde que nous utilisons est beaucoup plus petite que les distances mesurées ( $\lambda = 15\text{cm}$  à 2GHz ou  $\lambda = 4\text{mm}$  à 77GHz). Afin d'éviter cette ambiguïté, nous réaliserons une modulation en fréquence, c'est à dire, nous allons émettre 2 signaux à différentes fréquences, avec un écart  $\Delta w$  faible par rapport aux valeurs de fréquences utilisées pour faire la mesure, et nous prendrons la différence entre les deux déphasages des deux signaux (Figure 1.12):

$$\varphi_1 - \varphi_2 = 2 \frac{(w_1 - w_2)d}{c} = 2 \frac{\Delta w d}{c} \quad \text{Eq (1.20)}$$

$$\frac{dw_1}{c} = \varphi_1 + 2\Pi n \quad \frac{dw_2}{c} = \varphi_2 + 2\Pi n$$

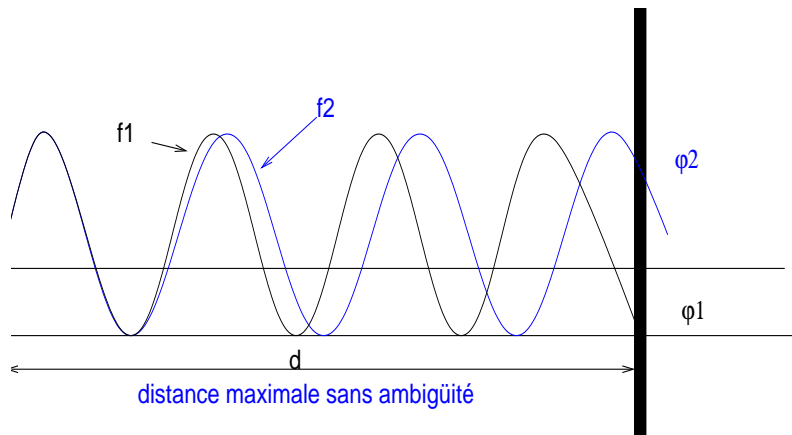


Figure 1.12: Mesure de distance avec deux signaux continus

Pour éviter l'ambiguïté, il suffit que cette différence de phase soit inférieure à  $2\Pi$ , puisque  $n$  a la même valeur aux deux fréquences, c'est à dire, que le nombre de tours effectués par les deux vecteurs  $\Gamma$  correspondant aux deux fréquences sera le même. La distance maximale est donnée par la différence de fréquences (eq 1.21) .

$$d_{Max} = \frac{c}{2\Delta f} \quad \text{Eq (1.21)}$$

Si nous prenons par exemple un  $\Delta f = 1.5\text{MHz}$ , la distance maximale sera 100m. Afin d'obtenir une bonne précision de mesure pour les distances faibles sans introduire une ambiguïté pour les distances plus élevées, nous pouvons mesurer à trois fréquences, par exemple 2GHz, 2.0015GHz et 2.015GHz . Les deux premières nous serviront pour la détection des longues distances et la première et la troisième serviront pour détecter les distances courtes, dans cet exemple la distance minimale est de 10m donnée par  $\Delta f = 15\text{MHz}$ .

Dans l'équation (1.20), nous avons considéré que la longueur électrique totale des différents composants du radar est la même aux deux fréquences utilisées (figure 1.13) , donc que le déphasage induit par ces longueurs est éliminé lors de la soustraction. Malheureusement, pour les distances courtes, ce n'est pas le cas, car l'écart fréquentiel est assez grand et la longueur électrique des lignes du système est comparable à la longueur d'onde

de cet écart.

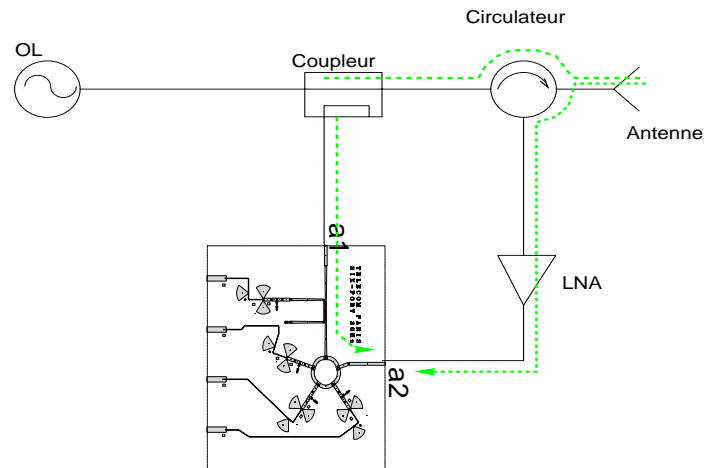


Figure 1.13: Distances parcourues par les ondes dans notre prototype radar.

Sur [25] nous pourrions voir que si nous plaçons une plaque métallique en face de l'antenne, ce qui nous fera une distance nulle, la différence de phases calculée dans les conditions de [25], sera de  $140^\circ$ , donc elle ne sera pas négligeable. Pourtant, pour pouvoir tenir compte de ce déphasage, il sera proposé une variation de l'équation (1.20), que nous pouvons exprimer de la forme suivante:

$$\varphi_1 - \varphi_2 - (\varphi_{10} - \varphi_{20}) = 2 \frac{(w_1 - w_2)d}{c} \quad \text{Eq (1.22)}$$

La valeur de  $\varphi_{10} - \varphi_{20}$  doit être calculée au préalable et fera partie du calibrage du système radar.

### **1.4.1 Prototype Radar Duplex**

Nous avons déjà remarqué que le schéma du radar duplex avec le réflectomètre ressemble à celui du radar FM-CW, hormis le mélangeur remplacé par le circuit SPR. Sur la figure (1.11) qui représente le prototype Radar utilisé, nous voyons que nous récupérons une partie du signal émis par les coupleurs et nous l'injectons à l'accès 1 du réflectomètre et le signal reçu par l'antenne, sera amplifié et injecté à l'accès 2 du réflectomètre. Après le mélange des deux signaux RF des accès 1 et 2 et le filtrage passe-bas aux sorties du réflectomètre, nous récupérons les signaux en bande de base. Ces sorties sont connectées aux accès des convertisseurs analogiques-numériques pour appliquer ensuite un traitement numérique qui nous permettra de récupérer la distance et la vitesse de la cible. Les fréquences de modulation et d'échantillonnage doivent être choisies en fonction des

distances que nous voulons détecter et la résolution que nous voulons obtenir. Nous n'émettons pas deux signaux en même temps mais au rythme de la modulation choisie, donc les phases des signaux aux deux fréquences ne seront pas mesurées aux mêmes instants de temps, et si la cible bouge les distances ne seront plus les mêmes.

Si nous avons les équations suivantes :

$$2 \frac{w d_o}{c} = \varphi_1 + 2\Pi n \quad \text{Eq (1.23)}$$

$$2 \frac{w(d_o + vT)}{c} = \varphi_2 + 2\Pi n$$

Il nous faudrait un retard T entre la mesure des deux fréquences tel que la variation de phase puisse être négligée, ou bien, nous pourrions estimer cette variation de phase en connaissant la vitesse de la cible à partir de l'expression suivante:

$$\Delta\varphi_2 = 2 \frac{wvT}{c} \quad \text{Eq (1.24)}$$

Le choix que nous avons pris [25], a été de faire une mesure toute les demi-périodes de la modulation, nous échantillonons chaque fréquence une fois par période (fig 1.14), donc le retard sera égal à une demi-période ( $T=1/(2f_m)$ ).

Dans notre prototype, la fréquence porteuse est égale à 2GHz, la vitesse de la cible est de 0.5m/s environ et la valeur de  $T=1\text{ms}$ . Ceci nous donne un déphasage  $\Delta\varphi_2$  de  $2.4^\circ$  que nous pouvons considérer négligeable. Par contre, avec une porteuse de 77GHz et une vitesse de 60m/s ( $\sim 210\text{Km/h}$ ), la variation de phase sera approximativement de  $30.4^\circ$ , donc pour négliger ce déphasage, nous devons diminuer la période T, par exemple à  $0.5 \mu\text{s}$  qui nous donnera une variation de  $5.4^\circ$ , ou il nous faudra faire une évaluation de  $\Delta\varphi_2$  à partir de la vitesse de la cible.

En conclusion, pour avoir une bonne précision, le retard doit être très petit ( $1/(2f_m)$ ) et la fréquence d'échantillonnage sera le double que la  $f_m$  parce que nous prendrons une mesure chaque demi-période. Selon le théorème de "Shannon", la fréquence d'échantillonnage doit être au moins le double de celle que nous voulons acquérir. Nous savons qu'avec les conditions précédentes et si nous utilisons par exemple une fréquence d'échantillonnage de 1KHz nous obtiendrons une fréquence Doppler de 6.6Hz, donc nous vérifions largement la condition du théorème.

Au moment de l'expérience, nous devons prendre en compte toutes les valeurs mention-

nées ci-dessus et les faire varier en fonction du besoin.

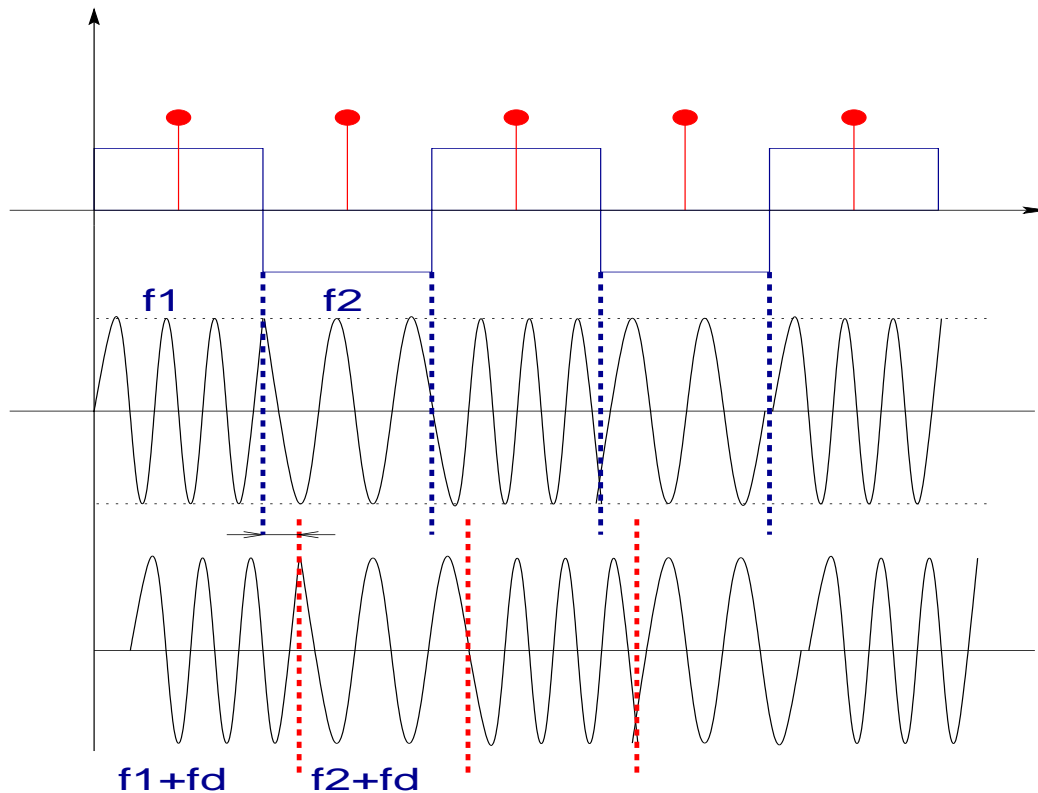


Figure 1.14: Modulation utilisée

### 1.4.2 Simulation avec Matlab du système

Pour vérifier la faisabilité du système, nous avons réalisé un programme avec le logiciel matlab en forme de menu, qui simulera le comportement de notre système radar avec les discriminateurs SPR et nous aidera à comprendre son comportement et de valider les programmes de traitement utilisés.

Pour cela, nous avons simulé avec des équations mathématiques (eq 1.25), l'écho qui provient de la cible à détecter par notre système radar et nous avons vérifié son évolution en ajoutant par exemple un bruit de phase ou en variant la valeur du rapport signal sur bruit (RSB), puis nous avons testé les programmes de traitement du signal (filtrage et calcul de la distance et de la vitesse).

Ce simulateur présente plusieurs menus que nous détaillons, par la suite.

Le premier menu que nous observerons après l'exécution du simulateur, sera représenté par la figure 1.15 a), nous permettant de choisir la vitesse à laquelle la cible que nous allons simuler peut bouger. Les différentes possibilités de vitesses sur ce simulateur ont été: vitesse relative nulle, avec un mouvement à vitesse constante ou variable, en fonction de la



sélection sur le menu. Après ce choix, le simulateur calculera la distance du mobile à chaque instant d'échantillonnage en fonction du profil de la vitesse choisie.



Figure 1.15: a) Menu pour choisir la vitesse de la cible. b) menu pour donner un bruit de phase

Nous pouvons observer sur eq (1.25) la génération des signaux comme nous l'avons réalisée avec le logiciel matlab.

ondes incidentes et réfléchies générales Eq (1.25)

$$o_{emis1} = K_{emis1} e^{j2\pi f_1 t} \quad \text{ondes incidentes}$$

$$o_{emis2} = K_{emis2} e^{j2\pi f_2 t}$$

$$o_{rec1} = K_{rec1} o_{emis1} e^{j2\pi(-f_{dopf_1} t_{dop}) - \phi_1} \quad \text{ondes réfléchies}$$

$$o_{rec2} = K_{rec2} o_{emis2} e^{j2\pi(-f_{dopf_2} t_{dop}) - \phi_2}$$

Par la suite, nous décrivons les constantes que nous avons utilisées pour calculer les équations qui représenteront les ondes émises et reçues par l'antenne.

<pre> c=3e8; f1=1.980e9;  f2=2.020e9; Δf=f1-f2;  origine_mobile = 0.1; dist_max = 3.75 ; f_echan=1000; num_pts=f_echan*3;                 </pre>	<pre> % vitesse de la lumiere en m/s % deux fréquences obtenues à partir de la   modulation en Hz  % 40 MHz pour une distance détectable   maximale de 3.75 m % m % m % Fréquence d'échantillonnage en Hz : 1 Khz % nombre de points à afficher, sont 3000 en 3   secondes                 </pre>
--	---

Eq (1.26)

```

Te=(1/f_echan); % en seconde
Vecteur_temps = [Te:Te:(num_pts*Te)]; % de Te à num_pts*Te
K_em=10; % Amplitude d'émission
attenuation=ones(num_pts,1); % calcul des coefficients d'atténuation en 1/d^2
attenuation = attenuation ./ (d_t.^2);
attenuation = attenuation ./ attenuation(1,1); % normalisation
K_aller=K_em.*attenuation; % amplitude du signal en chaque point aller
K_rec=K_aller.*attenuation; % amplitude du signal en chaque point retour
phase_1 = (2*(2*pi*f1.*d_t)/c) + phi_01; % déphasages au retour sur l'antenne pour f1 et f2
phase_2 = (2*(2*pi*f2.*d_t)/c) + phi_02;
f_dopf1=2*(f1.*vitesse/c); % fréquence doppler
f_dopf2=2*(f2.*vitesse/c); % fréquence doppler
t_dop = d_t/c;
    
```

Sur la droite de la figure 1.15 b), nous pourrions choisir la pûreté en phase du signal et sur la figure (1.16), nous pourrions sélectionner le déphasage existant entre les deux signaux émis ou reçus et le rapport RSB.

Pour mesurer le bruit de phase à xHz de la porteuse, nous pouvons le mesurer comme nous voyons sur la figure (1.16), en utilisant la relation:

$$N = N_1 + 10\log R \tag{Eq (1.27)}$$

R est la largeur du filtre d'analyse, en Hz. N est exprimée en dBc .

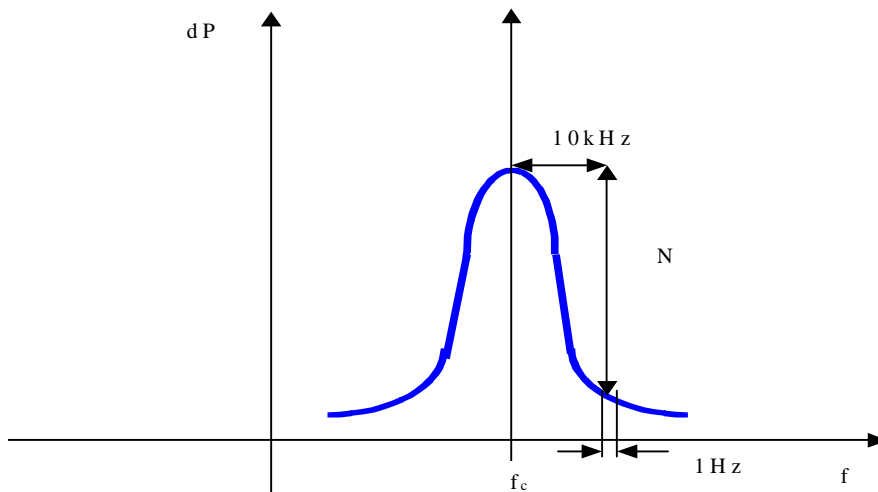


Figure 1.16: Définition et mesure du bruit de phase

Nous considérons que la fréquence centrale du filtre d'analyse est de 10KHz de la porteuse et sa bande passante est de 1Hz. Nous avons pris des valeurs typiques des erreurs de phase d'un générateur RF (valeurs -97, -77,-57).

Nous calculons l'augmentation de bruit à droite et à gauche pour les valeurs d'erreur de

phase choisies, pour les deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$ , comme nous pouvons voir sur le tableau (1.1).

Filtre d'analyse utilisé: 1Hz à 10kHz de la porteuse			
Cas idéal $OL_{Phase}=0$	Bon OL $OL_{Phase}=-97$	Mauvaise OL $OL_{Phase}=-97 \Rightarrow -77$	Très mauvaise $OL_{Phase}=-97 \Rightarrow -57$
$Ampli = K_{em} \cdot 10^{\frac{ol_{phase}}{10}}$	$Ampli = K_{em} \cdot 10^{\frac{ol_{phase}}{10}}$	$Ampli = K_{em} \cdot 10^{\left(\frac{ol_{phase}-20}{10}\right)}$	$Ampli = K_{em} 10^{\left(\frac{ol_{phase}-40}{10}\right)}$
$AmpliphaseGauche = Ampli \cdot e^{(-j(2\Pi 10^3)t)}$			
$AmpliphaseDroite = Ampli \cdot e^{(j(2\Pi 10^3)t)}$			
$o_{emis1} = o_{emis1} \cdot AmpliphaseGauche + o_{emis1} + o_{emis1} \cdot AmpliphaseDroite$			
$o_{emis2} = o_{emis2} \cdot AmpliphaseGauche + o_{emis2} + o_{emis2} \cdot AmpliphaseDroite$			

Table 1.3: Impûreté de phase

Le bruit sélectionné est un bruit blanc gaussien qui nous donnera un rapport signal sur bruit égal à 4 ou 8dB.



Figure 1.17: a) Menu pour choisir le déphasage entre F1 et F2. b) Menu qui nous donne le rapport RSB

Nous générons le bruit à partir du RSB ( Rapport Signal sur Bruit ) (variable en fonction du

choix sur le menu ) comme nous pouvons observer sur les équations(1.28).

$$pz = std(onde)^2 \tag{Eq (1.28)}$$

$$pb = pz \cdot e^{\left(\frac{-RSB}{10}\right)}$$

$$bruit = \sqrt{pb \cdot randn(Y)}$$

avec Y le nombre de points acquis, onde= 0<sub>rec1</sub>=0<sub>rec2</sub>.

Et ensuite, nous écrivons l'équation des ondes de la forme suivante:

$$onde = onde + bruit \tag{Eq (1.29)}$$

Si nous prenons un exemple type, comme une vitesse variant sur forme sinusoidale en fonction du temps, c'est à dire, la simulation d'une voiture qui accélère et décélère constamment, un bruit de phase mauvais (-57dBHz), un déphasage entre les signaux reçus de fréquences f1 et f2 de  $\pi/6$  et pour finir un Rapport RSB de 4dB, nous observons les résultats montrés par les figures 1.16~1.20.

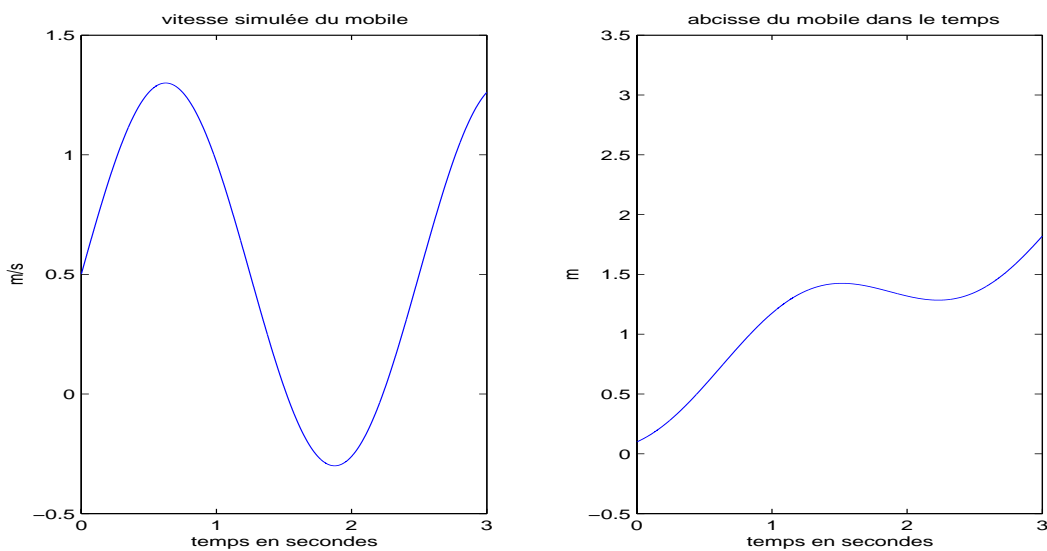


Figure 1.18: Simulation de la vitesse et la distance parcourue par la cible.

Si nous analysons ces résultats, sur la première figure, nous pouvons trouver la valeur de la vitesse relative de la cible que nous avons choisie et le calcul de la distance, fait à partir de cette vitesse relative. Ces valeurs devront être retrouvées par la suite, en calculant cette distance avec la différence de phases des signaux dans le plan w ou Γ.

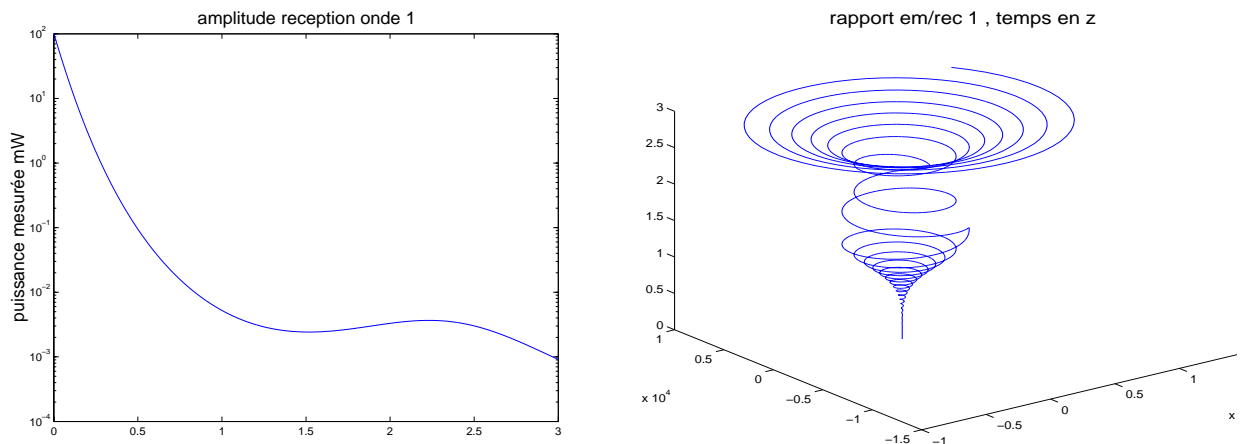


Figure 1.19: a) Amplitude du signal réfléchi par la cible en fonction de la distance parcourue. b) Représentation 3D du valeur de  $\Gamma_1$ .

Sur la figure 1.19 a), nous pouvons observer la variation de l'amplitude en mW du signal reçu en fonction de la distance parcourue. Nous observons une énorme variation d'amplitude ( influence de l'atténuation ) montrant que plus la distance entre l'antenne et la cible est grande, plus l'amplitude du signal diminue.

Si nous observons maintenant la figure 1.19 b), nous pourrions voir en 3D l'évolution du rapport entre l'onde émise et l'onde reçue ( $\Gamma_1$ ) dans le temps pour une des fréquences ( $f_1$ ). La forme de ce rapport est due à la variation de la vitesse sous forme sinusoïdale en fonction du temps.

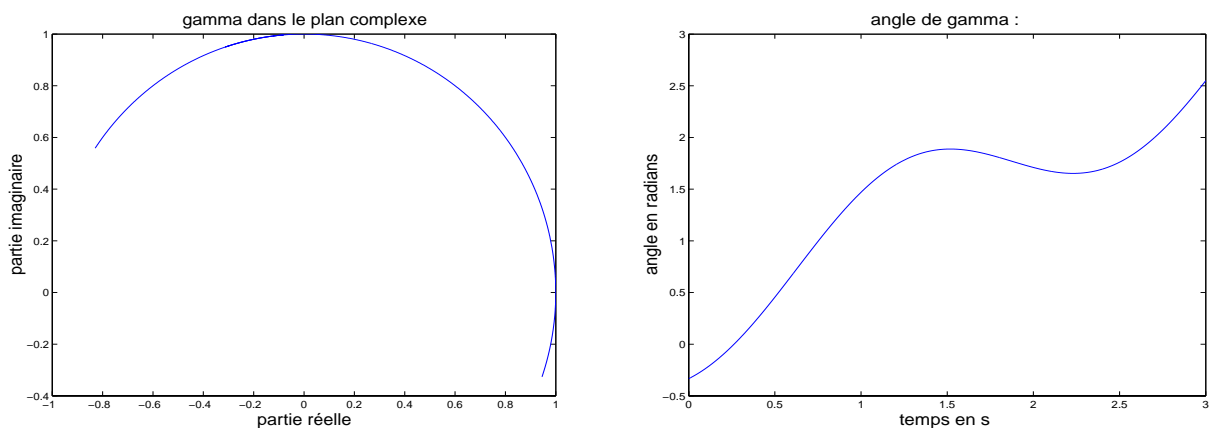


Figure 1.20: a) Différence de phases des deux signaux acquis. b) Variation de l'angle de  $\Gamma$  en fonction du temps.

Maintenant nous pouvons observer la différence de phases des deux ondes acquises sur la figure 1.20 a), qui nous permettra d'obtenir la distance à laquelle se trouve la cible.

L'angle de  $\Gamma$  a une variation extrême de  $2\pi$ . Mais il n'est pas forcément compris entre 0 et

$2\pi$  car le déphasage initial peut ne pas être nul ( voir figure 1.18 b)). Nous pouvons observer que la forme de la figure 1.20b est à un facteur multiplicatif près, la même que celle de la distance recherchée (figure 1.18 b)).

Si nous nous situons dans un cas réel , nous pouvons imaginer que les signaux seront bruités, qu'il apparaîtra différents échos produits pas l'environnement, donc dans notre traitement appliqué sur les signaux reçus, nous utiliserons un filtrage, qui sera différent suivant si on recherche la distance à partir de  $\Gamma$  ( ou  $W$  ) ou la vitesse à partir de  $\Gamma_1$  (ou  $W_1$ ) ou  $\Gamma_2$  (ou  $W_2$ ).

Si nous considérons que  $\Delta f$  est de 40MHz (donc une distance maximale de 3.5m ). Si nous utilisons  $\Gamma_1$  pour calculer la vitesse, nous appliquerons un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure de 25Hz, pour une fréquence de 2GHz.

Si nous réalisons le filtrage avec Matlab, il faudra connaître les paramètres du filtre numérique choisi. Dans notre cas, nous avons choisi un filtre elliptique avec une atténuation de 1dB dans la bande passante et de 50dB à partir de la fréquence de coupure 25Hz de la fréquence de coupure. Si nous prenons une fréquence d'échantillonnage de 1KHz, la syntaxe du filtre sera la suivante:

$$[b, a] = \text{ellip}\left(3, 1, 50, \frac{25}{500}\right) \tag{Eq (1.30)}$$

Avec une fréquence de coupure de 25Hz et une demi-période de 500Hz. Le filtre passe-bas elliptique sera du troisième ordre.

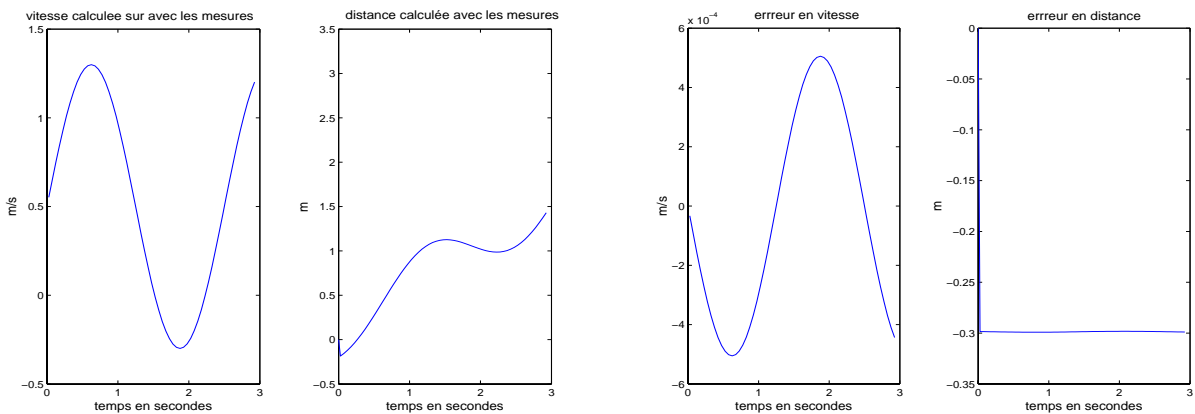


Figure 1.21: a) Vitesse et distance obtenues par le calcul des différentes phases des ondes réfléchies. b) Les erreurs de la distance et de la vitesse estimées par le simulateur.

Sur la figure 1.21 a) nous verrons la distance et la vitesse désirées après le filtrage et sur

la figure 1.21 b), l'erreur de calcul de la distance ( due probablement au décalage du filtre) et de la vitesse que nous pouvons faire.

### **1.5 Conclusion**

En conclusion, dans ce chapitre nous avons présenté les différents systèmes radars existants actuellement et nous avons vu, ceux les plus adaptés pour des applications routières. Nous avons choisi le plus simple à implémenter et nous avons vu par simulation, que ce dispositif radar, était capable de détecter la distance et la vitesse à laquelle une cible bouge.

Par la suite, nous présenterons dans le chapitre 2 , le circuit interférométrique "SPR"(six-port reflectometer) et sa réduction à "FPR" (five-port reflectometer), nous expliquerons les processus de calibrage utilisés pour les différentes expériences réalisées. Dans le chapitre 3, nous verrons les premières mesures réalisées sur le dispositif sous test, et notre système réel. Ensuite nous verrons la réalisation d'un réseau d'antennes patch et pour finir nous parlerons de l'importance de déterminer la position à laquelle les cibles sont situées. Nous présenterons au chapitre 4, les mesures de directions d'arrivée simulées et mesurées sur notre prototype, que nous décrirons en détail.

- [1] **B. Carriere-Pradal**, «*Réalisation d'un circuit six-port dans la bande de fréquence 26-40GHz*», Rapport de stage 2001 ENST Paris.
- [2] **M. I. Skolnik**, «*Introduction to Radar Systems*», McGraw-Hill International, Singapore, 1981.
- [3] **Hakan Brunzell**, «*Feature Set Selection for Impulse Radar Based Landmine Detection*», 2000 IEEE.
- [4] **Malek G. M. Hussain, Kuwait University, AL-Khldiah, State of Kuwait, Mattherw J. Yedlin, University of British Columbia, Vancouver, BC, Canada**. «*Active-array Beamforming for Ultra-Wideband Impulse Radar*». IEEE 2000
- [5] **Hakan Brunzell**, «*Detection of Shallowly Buried Objects Using Impulse Radar*» IEEE transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol 37, n°2, March 1999.
- [6] **Sami Guedaiem**, «*Détection et Suivi de Cibles par Radar Automobile à Ondes Continue Modulée en Fréquence (FM-CW)*», Thèse de l'Université de Toulouse III, Spécialité: Traitement du Signal.
- [7] **J. Mondal, K. Wong, D. Richardson, K.Vu, K. Peterson, G.Dietz, R. Haubenstricker, N. Calance, L. Gluck and S. Moghe**, «*77GHz MMIC T/R Module for Duplex Radar Application in Collision Avoidance Radar (CAR)*». 1998, IEEE.
- [8] **Patrique Crenn, Pascal Cornic, Jean-François Henrio, Benoit Plantier, Thomson-CSF/RCM, Brest**, «*Radars automobile longue portée d'assistance à la conduite*».
- [9] **P.A. Rolland, N. Haese, D. Cailleu, P. Deloof**, «*Radar Millimétrique pour anticollision*» Mai 1995, Rapport.
- [10] **Jerry D. Woll**, «*60GHz Vehicle Radar for Japan*», 1998 Society of Automotive Engineers, Inc.
- [11] **David D.Li, Sam C. Luo and Robert M. Knox**. «*Millimeter-Wave FMCW Radar Transceiver/Antenna for Automotive Application*», Applied Microwave & Wireless.
- [12] **David D.Li, Sam C. Luo Chris Pero, Xiaodong Wu and Robert M. Knox**, «*Millimeter-Wave FMCW/Monopulse Radar Front- End for Automotive Applications*», 1999 IEEE.
- [13] **M Camiade, D. Domnesque, P.F. Alleaume, A. Mallet, D. Pons and H. Dambkes**, «*Full MMIC millimeter-wave front-end for a 76.5GHz Adaptive Cruise Control Car Radar*», IEEE, 1999.
- [14] **R. Scheneider and J. Wenger**, «*System Aspects for Future Automotive Radar*», IEEE 1999.
- [15] **Sung Tae Choi and Yong Hoon Kim**, «*24GHz monopulse FMCW radar with heterodyne receiver for automotive applications*»
- [16] **Hiroshi Mizutani, Naoki Shida, Tmoaki Saryo, Toshihide Kuwabara, Tsuyoshi**



**Eda, Talao Matsumura and Masahiro Funabashi**, «*76GHz MMIC Chip Set for Compact, Low Cost and Highly Reliable Automotive Radar System*», 1999 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium.

**[17] Lars H Eriksson, Bengt- Olof As, Celsius Tech Electronics AB**, «*A High Performance Automotive Radar for Automatic AICC*», IEEE International Radar Conference, 1995

**[18] Mark E. Russell, Arthur Crain, Anthony Curran, Richard A. Campbell, Clifford A. Drubin and William F. Miccioli**, «*Millimeter-Wave Radar Sensor for Automotive Intelligent Cruise Control (ICC)*», IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques, vol 45 no12, December 1997.

**[19] Delphi Delco Electronics Systems, Kokomo, Indiana**, «*2000 Delphi Automotive Systems*».

**[20] S. Ohshime, Y. Asano, T. Harada, N. Yamada, M. Usui, H. Hayashi, T. Watanabe and H. Iizuka**, «*Phase-Comparison Monopulse Radar with Switched Transmit Beams for Automotive Application*». IEEE 1999.

**[21] A. Efanov, G. Diskus, A. Stelzer, H. W. Thim, K. Lubke, A. L. Springer**, «*Development of a low-cost 35GHz radar sensor*», Ann Télécommun., 52 , n° 3-4, 1997.

**[22] G. Dickus**, «*A Microwave Position Sensor with Sub-Millimeter Accuracy*», IEEE Transactions on Microwave theory and technique, vol 47, n°12, December 1999.

**[23] Dany Matton**, «*Principe et faisabilité de nouveaux capteurs interférométriques micro-ondes*», Thèse de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois, Soutenue 1989.

**[24] Jean Christophe Cousin**, «*Interférométrie micro-onde en milieu confiné: Application à la localisation*» , Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille.

**[25] C. Gutierrez Miguélez, B. Huyart, E. Bergeault and L. Jallet** , «*A new Automobile Radar Based on the Six-port Phase/Frequency Discriminator*». IEEE Transaction on vehicular technology, vol49,n° 4, July 2000.

C H A P I T R E

# 2

## LE RÉFLECTOMÈTRE SIX-PORT (SPR): APPLICATION AUX SYSTÈMES RADAR

Nous avons déjà introduit le système "SPR" dans le chapitre précédent. Nous allons maintenant le développer. En ce qui concerne le "SPR" les questions suivantes pourront être posées:

- Qu'est-ce qu' un système "SPR"?
- Comment a-t-il été conçu?
- Comment fonctionne t-il?
- Pourquoi avons nous décidé de l'utiliser dans notre système Radar?

Nous consacrerons ce chapitre, à répondre à toutes ces questions de façon formelle. Nous expliquerons les différentes parties du SPR. Nous présenterons la procédure de calibrage du SPR pour l'application radar et l'application de détection de directions d'arrivée (DDA). Nous expliquerons la réduction du SPR en "five-port" (FPR) ainsi que les modifications réalisées sur la linéarisation et le calibrage du système. Nous concluons le chapitre en présentant un SPR hybride à 26-40GHz que nous avons calibré et que nous allons utiliser dans l'application radar.

### **2 Le circuit "six-port" (SPR)**

#### **2.1 Définition du système**

Le circuit SPR est un système hyper-fréquence linéaire et passif, qui permet de déterminer le rapport complexe de deux ondes en mesurant leur niveaux de puissance. Son principe a été largement utilisé pour développer des réflectomètres et des analyseurs de réseaux

hyper-fréquences, et plus récemment dans des applications comme un récepteur numérique basé sur le SPR [26], ou un adaptateur automatique d'impédance [27].

A l'origine, il a été conçu par G. F. Engen et C. A. Hoer [28,29], et il permettait de mesurer des impédances complexes en utilisant uniquement des mesures de puissance, suivies d'un traitement numérique de données, que nous expliquerons ultérieurement. Ce traitement numérique a été développé grâce aux systèmes informatiques puissants à bas coût, qui sont indispensables pour faire des calculs complexes, lesquels sont nécessaires pour trouver les constantes de calibrage du système et pour calculer le facteur de réflexion à partir des mesures de puissance.

Le schéma d'un réflectomètre SPR est montré sur la figure 2.1. Il s'agit d'un circuit linéaire et passif à six accès. Une source RF est connectée à l'accès 1 et le dispositif sous test dont on veut mesurer le facteur de réflexion  $\Gamma$  est connecté à l'accès 2 (dans notre cas, c'est le facteur de réflexion de la cible à détecter).

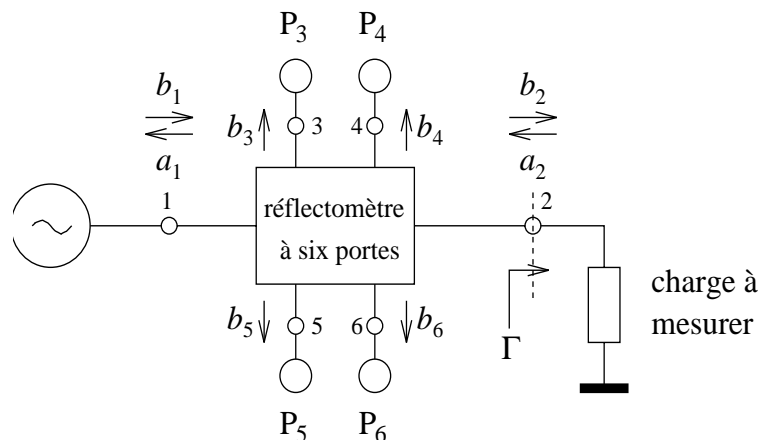


Figure 2.1: Le réflectomètre SPR

Le SPR, comme nous pouvons voir sur la figure (2.2), est constitué de coupleurs et d'un anneau à cinq branches pour réaliser quatre additions vectorielles des signaux émis et reçus. Les signaux résultants sont mesurés par quatre détecteurs de puissance (aux portes 3 à 6), et avec le traitement mathématique adéquat, nous pourrions déterminer le rapport  $\Gamma$ .



Figure 2.2: Réflectomètre en technologie micro-ruban (2GHz).

### 2.2 Principe du réflectomètre "SPR"

Dans le paragraphe précédent, nous avons expliqué qualitativement le principe de fonctionnement du réflectomètre "SPR", maintenant nous développerons les équations formulant le fonctionnement de ce dispositif.

Comme nous avons vu sur la figure (2.1), le SPR est composé de six accès avec douze pseudo ondes  $a_i$  et  $b_i$ ;  $i=1..6$ , incidentes et émergentes de la jonction six-port. Les accès 3,..,6 sont reliés aux détecteurs de puissance et les ondes émergentes sont des combinaisons linéaires des ondes incidentes et réfléchies par la charge:

$$\begin{aligned} b_3 &= A_3 a_2 + B_3 b_2 && \text{Eq (2.1)} \\ &\dots \\ b_6 &= A_6 a_2 + B_6 b_2 \end{aligned}$$

Les constantes  $A_i$  et  $B_i$  déterminent principalement les caractéristiques du réflectomètre six-port qui dépendent exclusivement de la structure géométrique du circuit.

Maintenant, nous allons choisir les impédances de références  $Z_{ref}^i$  des portes où sont connectés les détecteurs, égales aux valeurs complexes conjuguées des impédances d'entrée  $Z_i$  de ces détecteurs [30,31]:

$$(Z_{ref}^i = Z_i^*) \Rightarrow i = 3 \sim 6 \quad \text{Eq (2.2)}$$

Aux portes du circuit nous avons la relation:

$$V_i = -Z_i I_i \quad \text{Eq (2.3)}$$

$I_i$  étant le courant entrant dans la porte  $i$ , nous pouvons dire que les pseudo-ondes

réfléchies par les détecteurs et rentrantes dans le réflectomètre six-port sont égales à zéro ( $a_i = 0, i=3, \dots, 6$ ). Donc, en supposant les détecteurs de puissance adaptés, les puissances détectées seront:

$$P_3 = |b_3|^2 = |A_3 a_2 + B_3 b_2|^2 \quad \text{Eq (2.4)}$$

....

$$P_6 = |b_6|^2 = |A_6 a_2 + B_6 b_2|^2$$

Nous souhaitons, par construction du réflectomètre "SPR", qu'il existe un des quatre détecteur (dans notre cas le troisième), dont la puissance mesurée dépend uniquement de la pseudo-onde  $b_2$ , donc  $A_3=0$  ( $P_3=|B_3 b_2|^2$ ). Dans ce cas là, nous obtiendrons le facteur de réflexion de la charge connectée à l'accès 2.

$$\Gamma = \frac{a_2}{b_2} \quad \text{Eq (2.5)}$$

En normalisant les autres puissances ( $P_4, P_5, P_6$ ) par rapport à  $P_3$ , on rend la mesure indépendante des variations du signal du générateur, ce qui nous permettra d'écrire les équations du système de la forme suivante:

$$P_{i3} = \frac{P_i}{P_3} = \left| \frac{A_i}{B_3} \right|^2 |\Gamma - q_i|^2 \rightarrow i = 3 \sim 6 \quad \text{Eq (2.6)}$$

$$\left( q_i = -\frac{B_i}{A_i} \right) \rightarrow i = 4 \sim 6 \quad \text{Eq (2.7)}$$

Ces équations représentent trois cercles de centres  $q_4, q_5, q_6$  et de rayons :

$$R_4 = \sqrt{\frac{P_4}{K_4 P_3}} \quad \text{Eq (2.8)}$$

$$R_5 = \sqrt{\frac{P_5}{K_5 P_3}} \quad \text{Eq (2.9)}$$

$$R_6 = \sqrt{\frac{P_6}{K_6 P_3}} \tag{Eq (2.10)}$$

$K_i$  étant  $|A_i/B_3|^2$  (  $i=4\sim 6$  )

L'intersection de ces cercles, dans le plan complexe, définit le facteur de réflexion  $\Gamma$  (Figure 2.3)

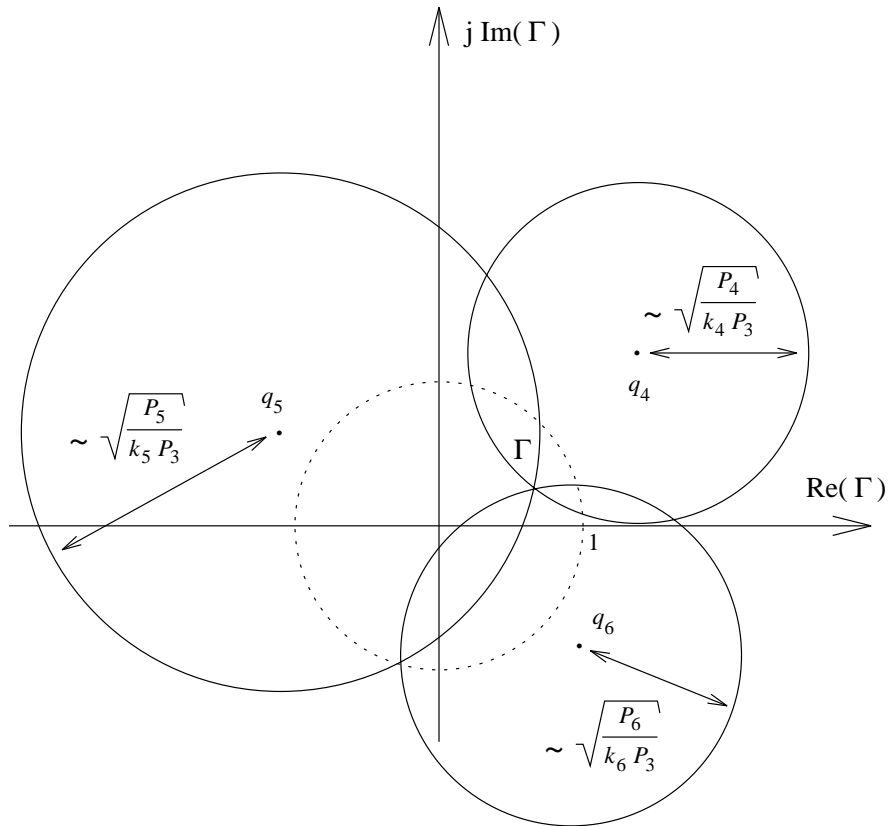


Figure 2.3: L'intersection des trois cercles dans le plan complexe  $\Gamma$  est utilisée pour déterminer le facteur de réflexion

Les positions des points  $q_i$  sont des paramètres importants qui déterminent une grande partie du comportement du circuit "SPR".

**2.3 L'analyse des réflectomètres "SPR"**

Pour optimiser et analyser la structure d'un réflectomètre "SPR" en tenant compte de tous les éléments parasites des composants, il est nécessaire de parler en terme de paramètres de dispersion du circuit.

Pour les obtenir, nous pouvons faire appel à un logiciel de simulation hyper-fréquence ( par exemple ADS(Advanced Design System)). Ce logiciel permettra de calculer les

paramètres de dispersion du circuit .

Dans ce paragraphe, nous allons développer les équations pour calculer les constantes du réflectomètre six-port à partir de ses paramètres de dispersion et également décrire la méthode pour trouver ses paramètres sous la condition  $Z_{\text{ref}}^i = Z_i^*$  (équation 2.2).

### **2.3.1 Calcul des constantes du réflectomètre**

Nous avons déjà dit dans ce chapitre, que nous pouvons considérer la condition  $Z_{\text{ref}}^i = Z_i^*$  (équation 2.2), c'est à dire , nous allons choisir les impédances de référence  $Z_{\text{ref}}^i$  des portes où sont connectés les détecteurs égales aux valeurs complexes conjuguées des impédances d'entrée  $Z_i$  de ces détecteurs. Par conséquent, nous avons  $a_i=0$  pour  $i$  allant de 3 à 6 et l'équation de dispersion de la jonction six-port ( 2.11) deviendra (2.12)

$$b_i = \sum_{j=1}^6 S_{ij}a_j \Rightarrow i = 1 \sim 6 \quad \text{Eq (2.11)}$$

$$b_i = S_{i1}a_1 + S_{i2}a_2 \Rightarrow i = 1 \sim 6 \quad \text{Eq (2.12)}$$

Pour calculer les constantes  $A_i$  et  $B_i$  , utiles à l'obtention des positions des points  $q_i$  selon l'équation (2.6). Nous calculons  $b_i$  en fonction de  $a_2$  et  $b_2$  selon l'équation (2.1).

L'équation (2.12) pour  $i=2$  donne:

$$a_1 = \frac{b_2 - S_{22}a_2}{S_{21}} \quad \text{Eq (2.13)}$$

Quand nous insérons (2.13) dans l'équation (2.12) , nous aurons:

$$b_i = \left( S_{i2} - S_{i1} \frac{S_{22}}{S_{21}} \right) a_2 + \frac{S_{i1}}{S_{21}} b_2 \rightarrow i = 3 \sim 6 \quad \text{Eq (2.14)}$$

donc, les constantes  $A_i$  et  $B_i$  seront:

$$A_i = S_{i2} - S_{i1} \frac{S_{22}}{S_{21}} \quad \text{Eq (2.15)}$$

$$B_i = \frac{S_{i1}}{S_{21}} \quad \text{Eq (2.16)}$$

Ce qui donne avec l'équation (2.6) l'expression pour les points  $q_i$ :

$$q_i = \frac{S_{i1}}{S_{22}S_{i1} - S_{21}S_{i2}} \quad \text{Eq (2.17)}$$

Nous pouvons vérifier par [30], les équations (2.15) et (2.16), avec une méthode différente et plus complexe.

### **2.4 Calibrage des réflectomètres "SPR".**

De nombreuses méthodes de calibrage du réflectomètre six-port, ont été proposées. Ces méthodes trouvent les constantes caractéristiques nécessaires pour le calcul du facteur de réflexion du dispositif sous test, à partir des quatre mesures de puissance [31,...,36 ].

Ces méthodes déterminent les constantes du réflectomètre avec un certain nombre de charges connues à l'aide d'un calcul matriciel, mais elles utilisent assez mal le fait que les quatre puissances mesurées ne sont pas indépendantes entre elles. Par conséquent, les trois cercles que nous avons vus sur la figure ( 2.3 ), ne se couperont généralement pas exactement en un seul point. L'écart entre les points nous donnera la qualité du calibrage et la précision des facteurs de réflexion mesurés.

Pour améliorer les constantes de calibrage qui feront que les trois points d'intersection se rapprochent, nous appliquerons une optimisation .

La meilleure méthode pour cela, dite "la réduction six-port to four-port", a été proposée par ENGEN [37]. Le but de cette réduction six-port to four-port était de déterminer le rapport complexe entre les ondes incidentes aux deux des quatre détecteurs, en fonction des quatre puissances mesurées. Si nous récrivons les équations de puissances, de la forme suivante:

$$P_3 = |b_3|^2 \quad \text{Eq (2.18)}$$

$$P_4 = |b_4|^2 \quad \text{Eq (2.19)}$$

$$P_5 = |k_5 b_3 + L_5 b_4|^2 \quad \text{Eq (2.20)}$$

$$P_6 = |k_6 b_3 + L_6 b_4|^2 \quad \text{Eq (2.21)}$$

Et si maintenant nous réalisons le rapport entre les équations (2.19), (2.20), (2.21) et (2.18), nous obtenons:



$$p_1 = |w|^2 \quad \text{Eq (2.22)}$$

$$Zp_2 = |w - w_1|^2 \quad \text{Eq (2.23)}$$

$$Rp_3 = |w - w_2|^2 \quad \text{Eq (2.24)}$$

avec:

$$w = \frac{b_4}{b_3} \quad w_1 = -\frac{k_5}{L_5} \quad w_2 = -\frac{k_6}{L_6} \quad Z = \frac{1}{|L_5|^2} \quad R = \frac{1}{|L_6|^2} \quad p_{i-3} = \frac{P_i}{P_3}$$

$i=4\sim 6$ .

Le rapport  $w=b_4/b_3$  que nous voulons déterminer, est donné par l'intersection de trois cercles ayant comme centres respectifs l'origine,  $w_1$  et  $w_2$ , et pour rayons  $\sqrt{p_1}$ ,  $\sqrt{Zp_2}$ ,  $\sqrt{Rp_3}$ .

Dans une première approche, les paramètres de réduction étaient trouvés à partir d'au moins cinq charges arbitraires différentes connectées à la porte de mesure du réflectomètre six-port, le résultat était un système d'au moins cinq équations pour cinq variables inconnues. Malheureusement, les méthodes numériques appliquées ne convergent généralement pas vers la bonne solution. Pour cela G.F. Engen [37], proposa une solution qui consistait à mesurer au moins neuf charges arbitraires (mais bien réparties sur l'abaque de Smith) et d'insérer les puissances mesurées dans les équations.

Un inconvénient de cette méthode est qu'elle nécessite neuf charges différentes au lieu de cinq seulement.

La méthode utilisée habituellement [31], inspirée d'un algorithme proposé par U. STUMPER[10], détermine les paramètres de réduction, en utilisant le fait que la valeur de  $W$  et le facteur de réflexion  $\Gamma$  du dispositif connecté à la porte de mesure du réflectomètre "SPR" sont reliés par une transformation bilinéaire ( correspondant à un "quadripôle d'erreur" ) de la forme:

$$\omega = \frac{a\Gamma + b}{c\Gamma + 1} \quad \text{Eq (2.25)}$$

Donc, quand nous mesurons des charges avec des modules de  $\Gamma$  constant, sur le plan  $w$ , nous verrons un cercle, mais comme nous ne connaissons pas les paramètres  $a, b, c$  de la transformation bilinéaire, le rayon et le centre du cercle en " $w$ " resteront inconnus. Pour les obtenir, nous pouvons déterminer la puissance minimale et maximale du rapport des puis-

sances  $p_j$  ( $p_{i-3}=P_i/P_3$  ( $i=4\sim 6, j=1\sim 3$ )), correspondant à ce cercle (Figure 2.4 ).

Ensuite, à partir de la loi de cosinus, [31] on écrit les équations suivantes pour les points situés sur le cercle:

$$p_1 = d_o^2 + r^2 - 2d_o r \cos \alpha \quad \text{Eq (2.26)}$$

$$Zp_2 = d_1^2 + r^2 - 2d_1 r \cos(\alpha - \varphi_1) \quad \text{Eq (2.27)}$$

$$Rp_3 = d_2^2 + r^2 - 2d_2 r \cos(\alpha - \varphi_2) \quad \text{Eq (2.28)}$$

où  $d_o$ ,  $d_1$  et  $d_2$  sont respectivement les distances entre le centre du cercle et l'origine,  $w_1$  et  $w_2$ ,  $r$  est le rayon du cercle,  $\alpha$  est l'angle entre l'origine et le point sur le cercle par rapport au centre du cercle, et  $\varphi_1$  et  $\varphi_2$  sont respectivement les angles entre l'origine et  $w_1$  et  $w_2$  par rapport au centre du cercle ( figure (2.4))

Par la suite, [31] on élimine  $\alpha$  de chaque paire d'équations (2.19), (2.20) et (2.21), ce qui introduit des équations d'ellipses [35], avec cinq paramètres à déterminer. A partir de cinq charges donnant des facteurs de réflexion  $\Gamma$  ayant un module constant mais des phases différentes, nous pourrions déterminer ces cinq paramètres. Ultérieurement, nous pourrions calculer les extrêmes de  $p_{i-3}$  ( $i=4\sim 6$ ), mais cette méthode a tendance à devenir inexacte quand l'ellipse correspondante est relativement étroite. Pour résoudre ce problème, il est utile d'obtenir un plus grand nombre d'estimations pour le minimum et le maximum de  $p_i$  et de retenir leur valeur médiane comme solution finale. Après que les minima et maxima de  $p_1$  à  $p_3$  ont été trouvés, nous retrouverons les paramètres  $Z$  et  $R$  de la forme suivante:

$$Z = \left( \frac{\sqrt{p_{1max}} \pm \sqrt{p_{1min}}}{\sqrt{Zp_{2max}} \pm \sqrt{Zp_{2min}}} \right)^2 \quad R = \left( \frac{\sqrt{p_{1max}} \pm \sqrt{p_{1min}}}{\sqrt{Zp_{3max}} \pm \sqrt{Zp_{3min}}} \right)^2 \quad \text{Eq (2.29)}$$

Avec  $p_{i-3}=P_i/P_3$  ( $i=4\sim 6$ ).

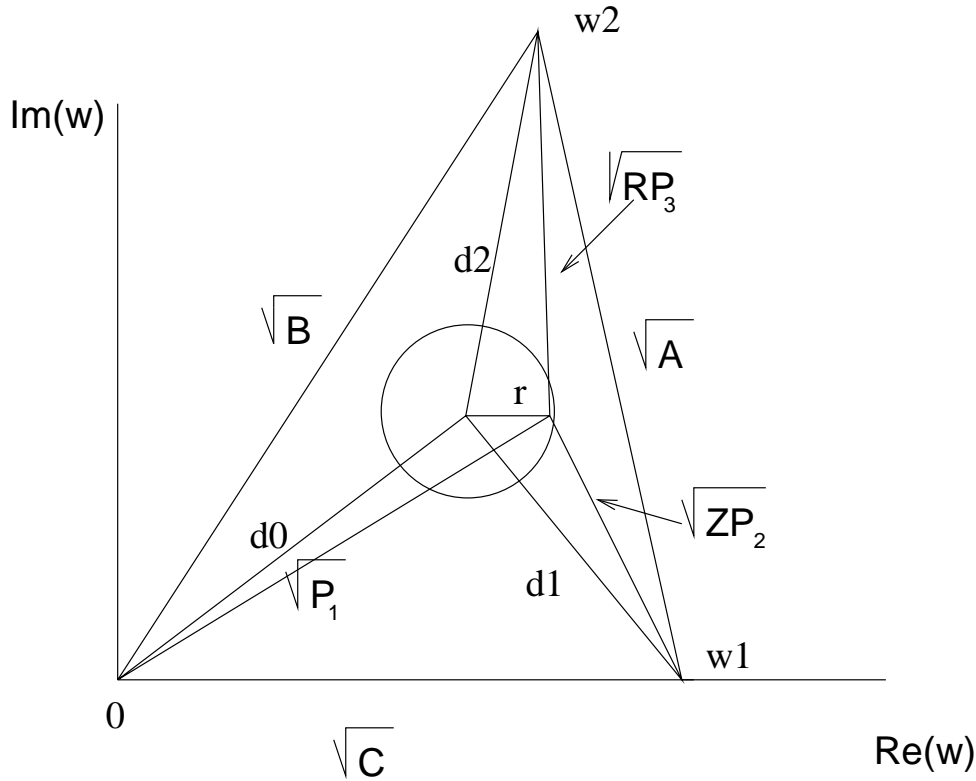


Figure 2.4: Le plan W et le cercle de valeur  $|\Gamma|$  constantes.

Nous déterminons par suite les valeurs des constantes A, B et C en utilisant le même calcul que précédemment ( voir [31]), ainsi que la loi du cosinus et la relation trigonométrique [38]:

$$A = \left( \frac{\max(Rp_3 - Zp_2) - \min(Rp_3 - Zp_2)}{4r} \right)^2 \quad \text{Eq (2.30)}$$

$$B = \left( \frac{\max(p_1 - Rp_3) - \min(p_1 - Rp_3)}{4r} \right)^2 \quad \text{Eq (2.31)}$$

$$C = \left( \frac{\max(-p_1 + Zp_2) - \min(-p_1 + Zp_2)}{4r} \right)^2 \quad \text{Eq (2.32)}$$

$$r = \frac{\sqrt{P_{1\max}} \pm \sqrt{P_{1\min}}}{2} \quad \text{Eq (2.33)}$$

r étant le rayon du cercle ( figure 2.4)

Connaissant A, B et C, nous calculons  $w_1$  et  $w_2 = u_2 + jv_2$  (j étant l'unité imaginaire) par les équations suivantes:

$$w_1 = \sqrt{C} \quad \text{Eq (2.34)}$$

$$u_2 = \frac{B + C - A}{2w_1} \quad \text{Eq (2.35)}$$

$$v_2 = \pm \sqrt{B - u_2^2} \quad \text{Eq (2.36)}$$

Le signe dans l'équation (2.36) sera trouvé en mesurant les charges connues.

Les paramètres "a", "b" et "c" peuvent être déterminés en connectant au SPR, 3 charges connues: charge  $50 \Omega$  ( $\Gamma=0$ ), circuit ouvert ( $\Gamma=1$ ) et court-circuit ( $\Gamma=-1$ ). Donc, nous pouvons dire que la méthode consiste à mesurer trois charges connues (circuit ouvert, court-circuit et charge adaptée) et un court-circuit mobile. Pour notre application, nous avons montré qu'il suffit de déterminer le vecteur intermédiaire, noté "w", pour accéder à la variation de la phase du vecteur  $\Gamma$ , après un recentrage et une correction en module. Donc seul le court-circuit mobile est nécessaire pour déterminer les constantes de calibrage reliant les puissances mesurées à l'inconnue "w".

### **2.5 Calibrage du SPR pour l'application radar**

Nous avons vu sur les paragraphes précédents la procédure de calibration du système. Pour notre application, la procédure à suivre sera l'utilisation d'un court-circuit variable dont le facteur de réflexion décrivant un cercle, nous permet de calculer les constantes de la transformation P-w. Une fois cette calibration effectuée, nous serons capable de calculer les points w correspondants aux mesures.

Pour notre application radar, nous cherchons une différence de phases, c'est à dire que pour une distance donnée, nous serons intéressés par la différence de phases des deux rapports de l'onde émise par rapport à l'onde reçue ( $a_2/a_1$ ), déterminés aux deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  de la modulation. Donc, nous n'avons pas besoin d'une calibration de phase sur le plan  $\Gamma$ ; une calibration relative suffira pour notre application.

En pratique, pour la calibration du plan w, nous avons besoin de deux générateurs connectés aux accès IN1 et IN2 du SPR, avec une différence de fréquence de  $\Delta f$ . Sur les sorties du SPR, nous récupérerons un signal BF (Basse Fréquence) échantillonné avec une fréquence de  $n\Delta f$ , ( $n \geq 5$ ) durant un temps  $T \geq 1/\Delta f$ . Nous avons besoin d'au moins 5 échantillons, mais nous allons en acquérir un nombre  $n=10$  ou  $20$  en fonction de la différence de fréquence  $\Delta f= 2\text{KHz}$  ou  $1\text{KHz}$ .

Comme nous avons dit précédemment, nous n'avons pas besoin de la valeur absolue de  $\Gamma$ , il nous suffira de faire un recentrage et un recalage en phase de la constellation des points

w. Ce calibrage nous permet de mesurer les différences des phases des ondes. Mais nous ne pourrions pas utiliser ce calibrage pour des mesures absolues.

Si ultérieurement nous avons besoin de la transformation  $w-\Gamma$ , nous la déterminerons avec les trois constantes correspondant à la transformation. Pour cela, nous recentrons les points calculés dans la calibration en utilisant trois charges connues comme, le court-circuit, le circuit ouvert et la charge adaptée.

Si nous connectons une charge présentant un facteur de réflexion  $\Gamma$  à phase variable à l'accès IN2 du SPR, nous obtiendrons un coefficient de réflexion de valeur " $\Gamma = k e^{jn\phi}$ ", avec des valeurs de  $k$  et  $\phi$  constantes et  $n$  étant le nombre de positions.

Si maintenant nous connectons un générateur RF à l'accès IN2, au lieu d'une charge variable, envoyant un signal avec une fréquence de " $w_0 + \Delta w$ " où  $w_0$  est la fréquence du générateur connecté à l'accès IN1, le rapport entre les ondes sera le suivant:

$$\Gamma = K e^{j\Delta w t} \quad \text{Eq (2.37)}$$

$\Gamma$  parcourra un cercle centré à l'origine avec une vitesse de  $\Delta w$ . Pourtant, si nous échantillons à une fréquence de  $n\Delta w$ , nous obtiendrons  $n$  facteurs  $\Gamma$  distribués sur un cercle, avec une différence de phase constante. Donc, nous pourrions simuler à l'aide d'un générateur RF une charge variable, nous permettant d'automatiser notre procédure de calibrage. Dans le cas où on souhaite une calibration dans le plan  $\Gamma$ , il suffit donc d'avoir deux charges dont les valeurs de leur différence de phases est connue. Nous pouvons les simuler avec un générateur. Si comme précédemment nous avons un signal de fréquence ( $f_0 + \Delta f$ ) et que nous prenons deux mesures écartées temporellement de  $T = 1/(2\Delta f)$ , les valeurs de  $\Gamma$  obtenues sont:

$$\Gamma_1 = K \cdot e^{j\Delta w t_1} = K \cdot e^{j\phi_1} \quad \text{Eq (2.38)}$$

$$\Gamma_2 = K \cdot e^{j\Delta w (t_1 + T)} = K \cdot e^{j\phi_1 + \Pi} \quad \text{Eq (2.39)}$$

Avec une différence de phases entre  $\Gamma_1$  et  $\Gamma_2$  égale à  $180^\circ$  et une écart de fréquence  $\Delta f = \Delta w / 2\pi$ .

En conclusion, pour la calibration dans le plan  $\Gamma$ , c'est à dire pour déterminer les valeurs de  $a$ ,  $b$ , et  $c$  de la transformation  $w-\Gamma$ , nous pouvons appliquer la même configuration avec les deux générateurs en utilisant le temps d'acquisition  $T = 1/\Delta f$ , et une fréquence d'échantillonnage égale à  $2\Delta f$ . C'est à dire, que nous allons acquérir 2 mesures pour lesquelles les valeurs de  $\Gamma$  sont  $-1$  et  $1$ . Pour finir, l'impédance ( de  $50 \Omega$  ) de sortie du générateur en

mode éteint connecté à l'accès 2 du SPR, joue le rôle d'une charge connue dans le coefficient de réflexion  $\Gamma=0$ .

La figure (2.5), montre les différents lieux de  $\Gamma$  lors du calibrage et les points  $q_i$  associés.

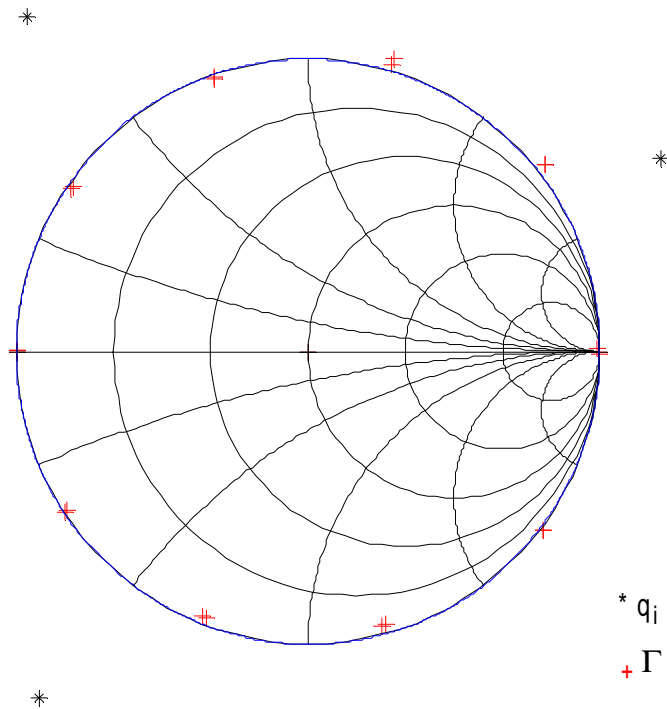


Figure 2.5: Le plan  $\Gamma$  avec les points de calibrage du SPR.

### **2.6 Automatisation du système de calibrage**

Pour automatiser le processus de calibrage, nous utilisons deux générateurs: l'un connecté à l'accès "IN1" et le deuxième à l'accès "IN2" du "SPR", comme le montre la figure (2.6). Le générateur connecté à l'accès "IN2", va nous permettre de synthétiser électroniquement un court-circuit mobile.

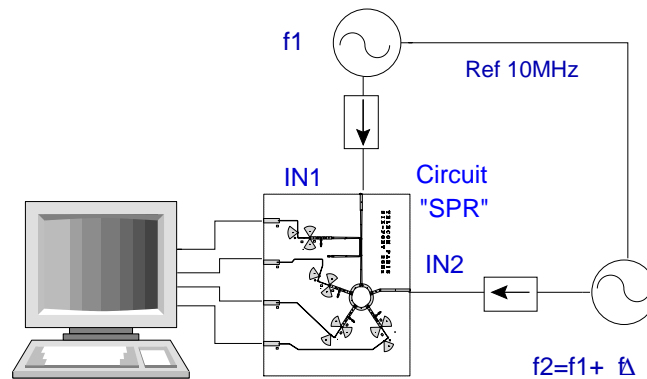


Figure 2.6: Système de calibration

En supposant que les niveaux des signaux fournis par les 2 générateurs sont identiques et l'écart entre les fréquences de ces deux signaux est égal à  $\Delta f$ , la valeur de la charge mesurée s'écrit:

$$(\Gamma_n = e^{(j2\pi)/n}) \Rightarrow n = \frac{f_e}{\Delta f} \quad \text{Eq (2.40)}$$

avec  $f_e$  la fréquence d'échantillonnage de la carte d'acquisition servant à mesurer les puissances.

## 2.7 Conception d'un réflectomètre "SPR" en technologie micro-ruban

Le réflectomètre "SPR" utilisant un anneau réalisé en technologie micro-ruban se caractérise par une fabrication simple et faible coût, mais accepte une bande de fréquences faible. Pour l'application Radar, nous n'avons pas besoin d'une grande bande et nous cherchons la réduction du coût du système, ce qui est assuré en utilisant le "SPR".

Le "SPR", comme nous l'avons présenté précédemment, est constitué d'un coupleur et d'un anneau à cinq branches pour réaliser quatre additions vectorielles des signaux émis (IN1) et reçu (IN2)(fig 2.2, 2.6) et de quatre détecteurs de puissance. Afin de comprendre le fonctionnement du système, nous allons présenter les différentes parties en détail.

### 2.7.1 Coupleur

En premier lieu, nous allons voir la réalisation des coupleurs, de manière générale utilisant le phénomène de diaphonie observé lorsque deux lignes de transmission sont à proximité. Pour notre application, nous utiliserons un coupleur directif et nous le réaliserons en technologie micro-ruban.

Sur la figure (2.7), nous pouvons voir le schéma d'un coupleur directif, formé par deux rubans métalliques. La proximité de ces bandes métalliques et la longueur d'interaction entre les composantes des champs propagés dans les lignes nous donneront la valeur du couplage entre elles.

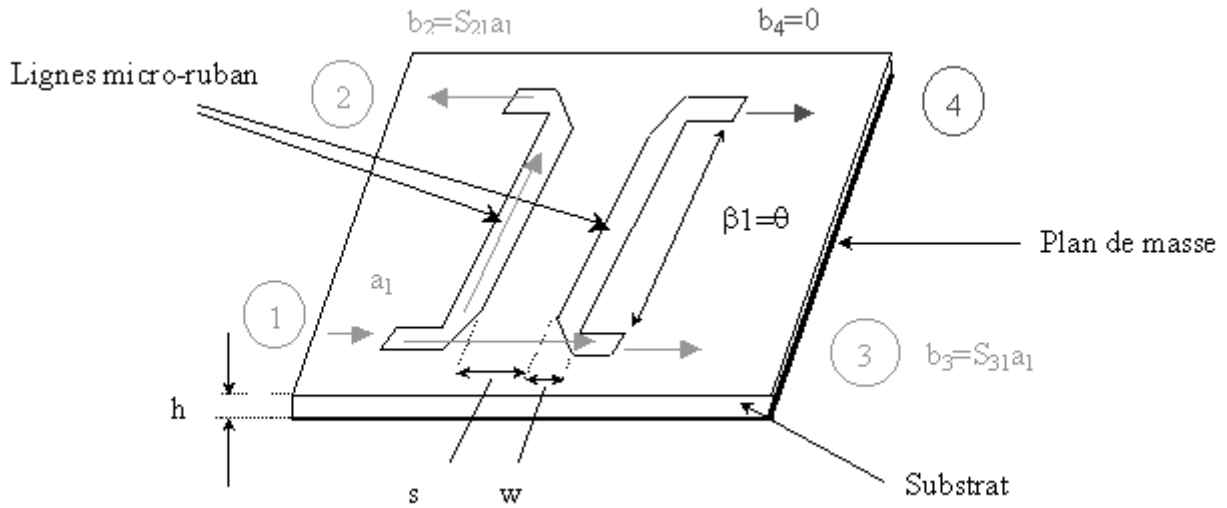


Figure 2.7: Coupleur directif réalisé en technologie micro-ruban

Le coupleur directif est un octopôle et sa matrice de paramètre S s'écrit ainsi:

$$|S| = \begin{bmatrix} 0 & S_{21} & S_{31} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \tag{Eq (2.41)}$$

Il est décrit habituellement par les paramètres suivants:

-sa directivité (le facteur de qualité d'un coupleur). La directivité sera le rapport entre les signaux des voies couplées et découplées, et sera infinie lorsque le coupleur est idéal.

$$D = 20 \log \frac{S_{21}}{S_{41}} \tag{Eq (2.42)}$$

-son facteur de couplage donné par le coefficient de transmission  $S_{21}$ , par la formule suivante:

$$C = 20 \log S_{21} \tag{Eq (2.43)}$$



-la gamme de fréquence d'utilisation.

Dans notre cas, la voie couplée est dans la direction opposée au signal incident émis, donc notre coupleur sera appelé "contradirectif" [39].

### 2.7.2 Anneau à cinq branches

Lors de l'étude de dispositifs symétriques, l'utilisation des relations linéaires entre les valeurs propres de la matrice de dispersion peut s'avérer très utile.

C'est le cas lors de la détermination des propriétés de couplage de réseaux symétriques adaptés tels que l'anneau à cinq branches symétrique et réciproque.

Dans ce dernier cas, les relations entre les valeurs propres de la matrice de dispersion sont les suivantes [40]:

$$S_{11} = \frac{(S_1 + 2S_2 + 2S_3)}{5} \quad \text{Eq (2.44)}$$

$$S_{12} = \frac{\left[ S_1 + 2S_2 \cos\left(\frac{2\Pi}{5}\right) + 2S_3 \cos\left(\frac{4\Pi}{5}\right) \right]}{5} \quad \text{Eq (2.45)}$$

$$S_{13} = \frac{\left[ S_1 + 2S_2 \cos\left(\frac{4\Pi}{5}\right) + 2S_3 \cos\left(\frac{2\Pi}{5}\right) \right]}{5} \quad \text{Eq (2.46)}$$

Pour les raisons de symétrie, il n'y aura que trois éléments indépendants  $S_{11}$ ,  $S_{12}$  ( $=S_{15}$ ) et  $S_{13}$  ( $=S_{14}$ ), et trois valeurs propres indépendantes de la matrice  $S$ . Ces valeurs propres représentent les coefficients de réflexion des trois excitations propres de la jonction; par conséquent, elles doivent avoir une amplitude égale à l'unité, si l'on considère que le dispositif est sans pertes.

Posons arbitrairement que la phase de  $S_1$  vaut  $180^\circ$ . Dans le cas d'une jonction sans pertes, on peut écrire:

$$S_1 = -1 \quad S_2 = e^{j\Psi_2} \quad S_3 = e^{j\Psi_3} \quad \text{Eq (2.47)}$$

Si en outre le dispositif est adapté, l'équation (2.44) devient:

$$5S_{11} = (S_1 + 2S_2 + 2S_3) = (-1 + 2e^{j\Psi_2} + 2e^{j\Psi_3}) = 0 \quad \text{Eq (2.48)}$$

Cette condition est vérifiée si et seulement si:

$$\psi_2 = -\psi_3 = \psi = \left(\cos\frac{1}{4}\right)^{-1} = \pm 75,5^\circ \quad \text{Eq (2.49)}$$

Les éléments de la matrice S peuvent être désormais déterminés à un facteur de phase commun près, à l'aide des équations (2.45) et (2.46).

Pour résumer, on peut dire que les conditions de propagation sans pertes et d'adaptation déterminent uniquement les propriétés du couplage d'un anneau à cinq branches symétrique et réciproque.

En injectant les valeurs de S2 et S3 dans les équations (2.45) et (2.46), on obtient les modules:

$$|S_{12}| = |S_{13}| = \left(\frac{1}{5}\right) \left\{ -1 + 2 \cos \psi \left[ \cos\left(\frac{2\Pi}{5}\right) + \cos\left(\frac{4\Pi}{5}\right) \right] + 2j \sin \psi \left[ \cos\left(\frac{2\Pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{4\Pi}{5}\right) \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad \text{Eq (2.50)}$$

Le calcul donne:

$$|S_{12}| = |S_{13}| = 0,5$$

On trouve également :

$$\text{Arg}(S_{12}) = -\text{Arg}(S_{13}) = \arctan \left\{ \frac{2 \sin \psi \left[ \cos\left(\frac{2\Pi}{5}\right) - \cos\left(\frac{4\Pi}{5}\right) \right]}{-1 + 2 \cos \psi \left[ \cos\left(\frac{2\Pi}{5}\right) + \cos\left(\frac{4\Pi}{5}\right) \right]} \right\} \quad \text{Eq (2.51)}$$

$$\text{Arg}(S_{12}) = \pm \frac{\Pi}{3} \quad \text{Eq (2.52)}$$

Le calcul aboutit donc au résultat suivant:

$$\text{Arg}(S_{12}) = \text{Arg}(S_{13}) \pm \frac{2\Pi}{3} \quad \text{Eq (2.53)}$$

L'anneau à cinq branches (figure 2.8) est un des plus simples systèmes de cinq portes d'accès symétriques, nous pouvons voir sur la figure (2.8) que deux portes adjacentes sont connectées par une ligne de transmission de longueur électrique  $\theta$  et d'impédance caractéristique Z.

Pour adapter à une fréquence donnée, nous ajusterons deux paramètres: la longueur électrique  $\theta$  et l'impédance caractéristique Z.

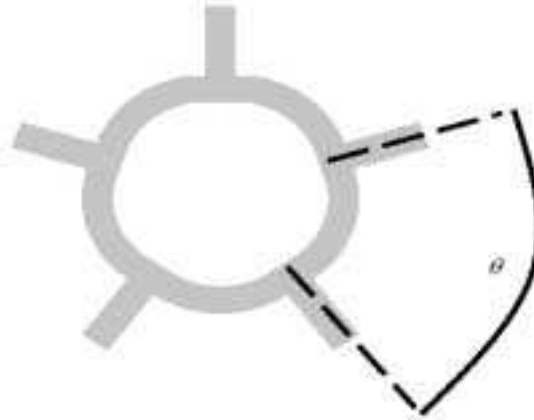


Figure 2.8: Cinq-port symétrique en anneau.

Nous pouvons montrer [41] que l'adaptation à 2 GHz est obtenue si les deux conditions suivantes sont vérifiées:

$$\theta = \frac{2\Pi l}{\lambda} = \left( \cos\left(\frac{1}{4}\right) \right)^{-1} = 75,5^\circ \quad \text{Eq (2.54)}$$

$$Z = \frac{\sqrt{3}}{2 \sin \theta} Z_L = \frac{2}{\sqrt{5}} Z_L \quad \text{Eq (2.55)}$$

$Z_L$  est l'impédance de la ligne aux cinq points d'accès, égale à  $50\Omega$ .  $Z$  est l'impédance de la ligne formant l'anneau et  $\theta$  l'angle entre les lignes d'accès.

La matrice de répartition de l'anneau avec les conditions précédentes est la suivante:

$$S = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & e^{j\varphi} & e^{-j\varphi} & e^{-j\varphi} & e^{j\varphi} \\ e^{j\varphi} & 0 & e^{j\varphi} & e^{-j\varphi} & e^{-j\varphi} \\ e^{-j\varphi} & e^{j\varphi} & 0 & e^{j\varphi} & e^{-j\varphi} \\ e^{-j\varphi} & e^{-j\varphi} & e^{j\varphi} & 0 & e^{j\varphi} \\ e^{j\varphi} & e^{-j\varphi} & e^{-j\varphi} & e^{j\varphi} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq (2.56)}$$

avec  $\varphi = 120^\circ$ . Les termes de la diagonale sont nuls montrant que l'anneau est adapté.

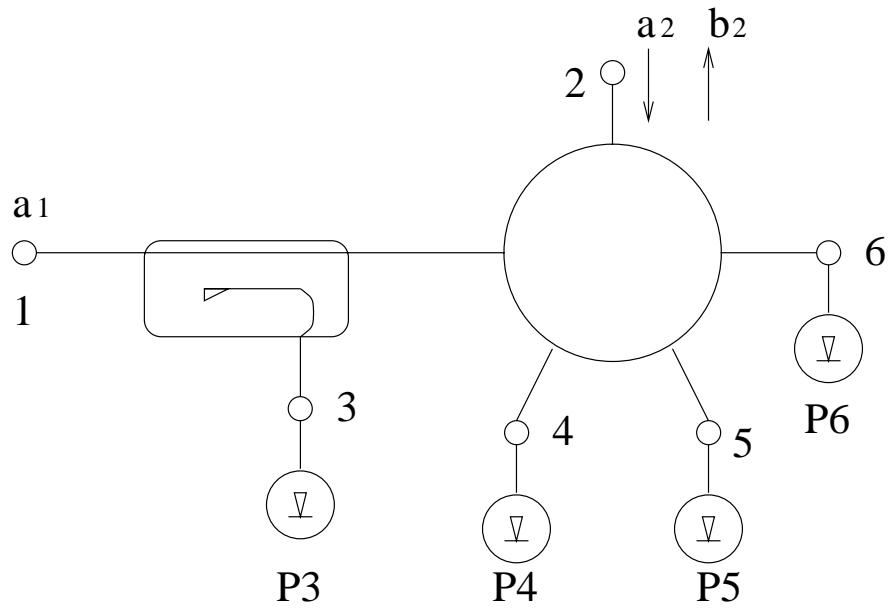


Figure 2.9: Structure de la jonction SPR avec coupleur directif et anneau à cinq accès

Si nous combinons le coupleur et l’anneau à cinq accès figure (2.9), nous pouvons trouver la matrice de répartition de l’ensemble, de la forme suivante:

$$S_{coup + anneau} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{T}{2}e^{j\varphi} & C & \frac{T}{2}e^{-j\varphi} & \frac{T}{2}e^{j\varphi} & \frac{T}{2}e^{-j\varphi} \\ \frac{T}{2}e^{j\varphi} & 0 & 0 & \frac{1}{2}e^{j\varphi} & \frac{1}{2}e^{-j\varphi} & \frac{1}{2}e^{-j\varphi} \\ C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{T}{2}e^{-j\varphi} & \frac{1}{2}e^{j\varphi} & 0 & 0 & \frac{1}{2}e^{-j\varphi} & \frac{1}{2}e^{j\varphi} \\ \frac{T}{2}e^{j\varphi} & \frac{1}{2}e^{-j\varphi} & 0 & \frac{1}{2}e^{-j\varphi} & 0 & \frac{1}{2}e^{j\varphi} \\ \frac{T}{2}e^{-j\varphi} & \frac{1}{2}e^{-j\varphi} & 0 & \frac{1}{2}e^{j\varphi} & \frac{1}{2}e^{j\varphi} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Eq (2.57)}$$

Si nous supposons que les détecteurs de puissance connectés aux accès 3,4,5 et 6 (voir figure (2.9)) sont parfaitement adaptés, on peut déduire la forme des puissances mesurées:

$$P_3 = \frac{1}{2}|Ca_1|^2 = 2\left|\frac{C}{T}b_2\right|^2 \quad \text{Eq (2.58)}$$

$$P_4 = \frac{1}{2}\left|\frac{T}{2}e^{-j\varphi}a_1 + \frac{1}{2}e^{j\varphi}a_2\right|^2 = \frac{1}{2}\left|e^{j\varphi}\left(\frac{T}{2}e^{j\varphi}a_1 + \frac{1}{2}a_2\right)\right|^2 = \frac{1}{8}|2b_2 + a_2|^2 \quad \text{Eq (2.59)}$$

$$P_5 = \frac{1}{2}\left|\frac{T}{2}e^{j\varphi}a_1 + \frac{1}{2}e^{-j\varphi}a_2\right|^2 = \frac{1}{2}\left|e^{-j\varphi}\left(\frac{T}{2}e^{j\varphi}a_1 + \frac{1}{2}a_2\right)\right|^2 = \frac{1}{8}|2b_2e^{j\varphi} + a_2|^2 \quad \text{Eq (2.60)}$$

$$P_6 = \frac{1}{2}\left|\frac{T}{2}e^{-j\varphi}a_1 + \frac{1}{2}e^{-j\varphi}a_2\right|^2 = \frac{1}{2}\left|e^{-j\varphi}\left(\frac{T}{2}a_1 + \frac{1}{2}a_2\right)\right|^2 = \frac{1}{8}|2b_2e^{-j\varphi} + a_2|^2 \quad \text{Eq (2.61)}$$

avec:

$$b_2 = S_{21}a_1 = \frac{T}{2}e^{j\varphi}a_1 \quad \text{et} \quad \varphi = 120^\circ \quad \text{Eq (2.62)}$$

Si maintenant, nous normalisons par rapport à  $P_3$  et nous utilisons  $\Gamma = a_2/b_2$ , nous trouvons les équations des points  $q_i$ , sous la forme suivante:

$$\frac{P_4}{P_3} = \frac{1}{16}\left(\frac{T}{C}\right)^2 |\Gamma - (-2)|^2 \Leftrightarrow q_4 = -2 \quad \text{Eq (2.63)}$$

$$\frac{P_5}{P_3} = \frac{1}{16}\left(\frac{T}{C}\right)^2 |\Gamma - (-2e^{j\varphi})|^2 \Leftrightarrow q_5 = -2e^{j\varphi} \quad \text{Eq (2.64)}$$

$$\frac{P_6}{P_3} = \frac{1}{16}\left(\frac{T}{C}\right)^2 |\Gamma - (-2e^{-j\varphi})|^2 \Leftrightarrow q_6 = -2e^{-j\varphi} \quad \text{Eq (2.65)}$$

Donc, comme nous pouvons voir sur la figure (2.10) les points  $q_i$  se trouvent distribués sur un cercle avec une distance angulaire entre chaque point consécutif de  $120^\circ$ .

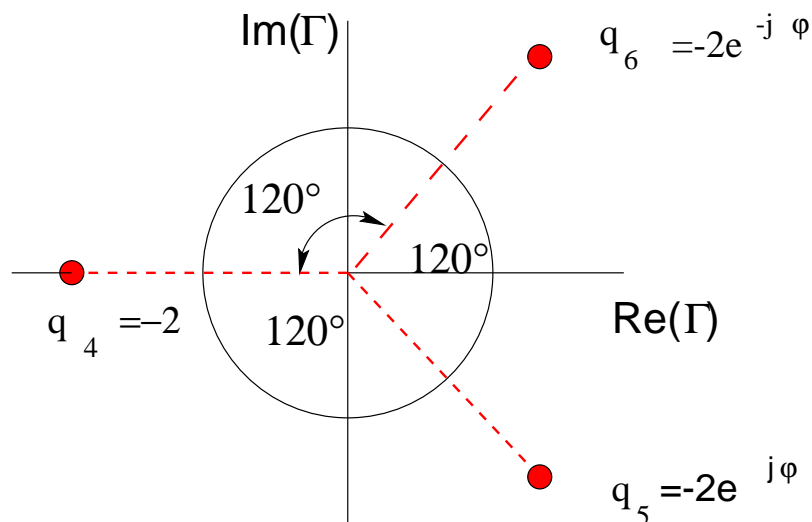


Figure 2.10: répartition des points  $q_i$

### 2.7.3 Détecteur de puissance

Les détecteurs de puissance utilisés dans le SPR sont des détecteurs à diode. Ce type de détecteurs à diode se caractérise par une plus grande sensibilité, une plus grande dynamique, un temps de détection nettement plus court et un coût largement inférieur par rapport aux autres types des détecteurs. Par contre la linéarité de la détection, c'est à dire la relation lineaire entre tension detectée et puissance, est en général insuffisante pour les systèmes de mesure SPR comme le montre la figure (2.11). Nous distinguons deux régions:

-une zone de détection quadratique: la tension de sortie des détecteurs  $v_i$  est directement proportionnelle à la puissance incidente au détecteur (valable pour  $P_{\text{incidente}} < -20\text{dBm}$ )

-une zone de détection d'enveloppe: le carré de la tension  $v_i$  est proportionnelle à l'amplitude du signal incident au détecteur ( $P_{\text{incidente}} > -20\text{dBm}$ ).

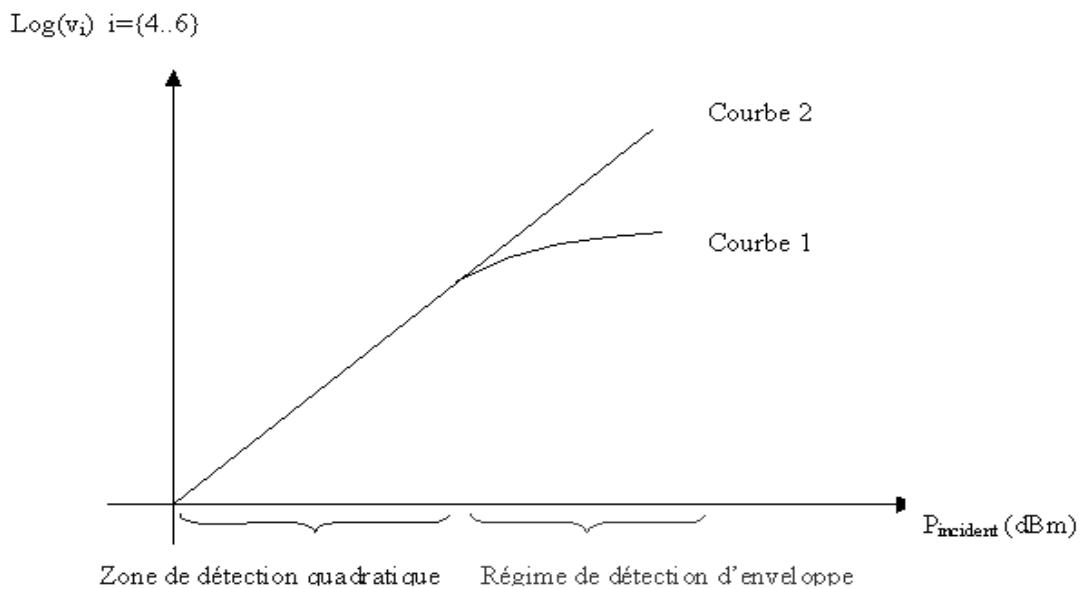


Figure 2.11: Tension détectée aux bornes de la diode en fonction de la puissance à son entrée.

Pour le fonctionnement de détecteur de puissance, il faut se placer dans le régime quadratique. Afin d'élargir cette zone, il faut procéder à une correction de la tension mesurée lorsque la puissance incidente est supérieure à  $-20\text{dBm}$  ( $P_{\text{incidente}} > -20\text{dBm}$ ). Comme nous allons voir, nous utilisons une fonction non linéaire afin d'obtenir des valeurs de mesures linéarisées.

La figure (2.12) montre un schéma des détecteurs utilisés dans les SPRs en technologie micro-ruban.

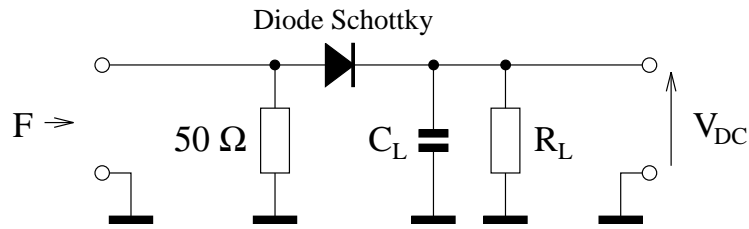


Figure 2.12: Détecteur de puissance à diode Schottky avec une résistance de charge  $R_L$  et une capacité de filtrage  $C_L$ .

En pratique, la diode est une diode Schottky HSMS-2850 d'Agilent. La résistance de  $50\Omega$  à l'entrée de la diode a deux fonctions:

- d'une part assurer une adaptation à l'entrée du détecteur, ayant, comme nous voyons sur la figure, une impédance élevée. Par contre la résistance va dissiper une partie de la puissance incidente, montrant que l'adaptation n'est pas optimale.

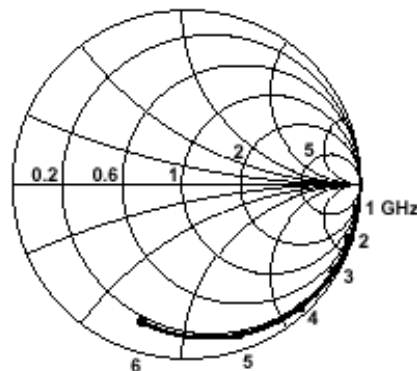


Figure 2.13: Paramètres de dispersion de l'entrée de la diode HSMS-2850 d'agilent

- d'autre part, elle permet au courant continu généré par la diode de circuler.

L'addition d'une capacité  $C_L$  et d'une résistance  $R_L$  en sortie de la diode forme un filtre passe-bas qui va éliminer les composantes hyperfréquences. Les valeurs de  $R_L$  et  $C_L$  déterminent, en combinaison avec la résistance vidéo de la diode  $R_{\text{vidéo}}$ , le temps de montée et de descente du détecteur.

#### **2.7.4 La détection quadratique**

Nous allons détailler le fonctionnement des détecteurs à diode. La caractéristique courant-tension d'une diode est décrite par l'équation suivante:

$$I = I_s \left( e^{\frac{V}{mV_T}} - 1 \right) \quad \text{Eq (2.66)}$$

avec:

$I_s$  le courant de saturation.

$V_T$  la tension à la température égale à  $KT/e_0 \sim 26\text{mV}$  pour  $T=300^\circ\text{K}$  ( $k$  la constante de Boltzmann,  $T$  la température et  $e_0$  la charge de l'électron).

$m$  appelé coefficient d'idéalité ( $1 < m < 2$ ).

Si nous appliquons une tension de la forme suivante:

$$V = V_0 \cos(\omega t) \quad \text{Eq (2.67)}$$

avec  $V_0 \ll V_T$ .

Le développement en série de la fonction (Eq 2.66) l'exponentielle du courant  $I$  deviendra:

$$I = I_s \left[ \frac{V_0}{mV_T} \cos(\omega_0 t) + \frac{1}{2} \left( \frac{V_0}{mV_T} \cos(\omega_0 t) \right)^2 + \dots \right] \quad \text{Eq (2.68)}$$

Après filtrage, le courant détecté  $I_{dc}$  en sortie est proportionnel à la puissance HF appliquée:

$$I_{dc} = \frac{I_s}{4} \left( \frac{V_0}{mV_T} \right)^2 \quad \text{Eq (2.69)}$$

Cela traduit le comportement quadratique de la diode pour des faibles niveaux de puissance. La loi d'Ohm nous donne la tension aux bornes de la résistance  $R_L$ :

$$V_{dc} = I_{dc} \frac{R_v R_L}{R_v + R_L} \quad \text{Eq (2.70)}$$

et d'après Eq(2.71), cette tension est proportionnelle à la puissance et s'écrit:

$$P = K_D' V_{dc} \quad \text{Eq (2.71)}$$

où  $K'$  est le facteur de proportionnalité.

### **2.7.5 La linéarisation des détecteurs de puissance**

La linéarisation d'un détecteur de puissance consiste à trouver les éléments d'un modèle qui permet de caractériser le détecteur sur une grande dynamique de puissance. Ainsi



nous utilisons un modèle non-linéaire défini par [42], qui est le suivant:

$$P_i = K_{Di} v_{ij}^{f(v_{ij})} \quad \text{Eq (2.72)}$$

Avec  $v_{ij}=q(V_{ij}-V_{i0})$ ,  $V_{ij}$  est la tension délivrée par la diode  $i$  aux bornes du circuit  $R_L C_L$  pour la  $j^{\text{ième}}$  valeur du signal RF,  $V_{i0}$  est la tension de sortie du détecteur pour une puissance d'entrée nulle et  $q$  est un facteur d'échelle qui est fixé à 0.5 pour des problèmes de convergence de la méthode numérique.

La fonction  $f(v_{ij})$  est de la forme polynomiale suivante:

$$f(v_{ij}) = 1 + b_{1i} v_{ij} + b_{2i} v_{ij}^2 + \dots + b_{ni} v_{ij}^n \quad \text{Eq (2.73)}$$

$K_{Di}$ ,  $b_{1i}$ , ...,  $b_{ni}$  sont des constantes qui décrivent la loi de détection de la diode. Il faut donc déterminer expérimentalement les coefficients des quatre détecteurs de puissance en se fixant l'ordre des polynômes  $f(v_{ij})$ .

Comme nous nous intéressons aux rapports de puissance, nous pouvons les exprimer ainsi:

$$P_{j3} = \frac{P_j'}{P_3'} = \frac{v_j \left( \sum_{i=0}^n b_{ji} v_j^i \right)}{v_3 \left( \sum_{i=0}^n b_{3i} v_3^i \right)} \quad \text{Eq (2.74)}$$

$$P_j' = P_j / K_{Dj} \text{ et } P_3' = P_3 / K_{D3}.$$

avec  $j=4\sim 6$ . Nous supposons que les constantes  $K$  (équation (2.72)) s'élimineront dans ce rapport, mais si cela n'est pas le cas, le facteur résultant sera pris en compte lors du calibrage du SPR. Nous allons supposer  $K_{Dj}=1$ .

Le rapport  $P_{j3}$  doit être constant pour une charge donnée, connectée à l'accès de mesure du SPR, indépendamment du niveau absolu des puissances.

Il a été développé au sein de notre laboratoire une méthode qui permet de linéariser directement les 4 détecteurs du "SPR" [31]. Pour cela il faut réaliser en premier lieu la procédure expérimentale montrée par la figure (2.14).

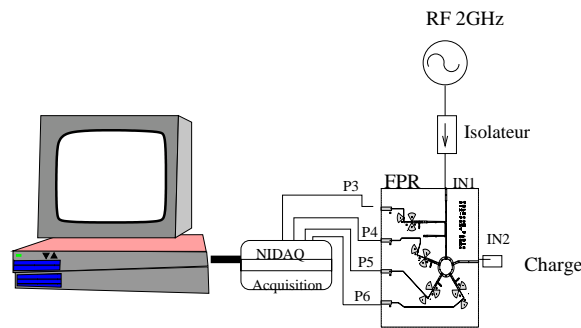


Figure 2.14: Montage expérimental pour la linéarisation.

Le montage décrit sur la figure (2.14) montre que nous connectons un générateur RF sur l'accès "IN1" du "SPR" et nous allons placer les différentes charges utilisées pour la linéarisation sur l'accès "IN2" du "SPR". La sortie des détecteurs sera acquise par une carte NIDAQ (carte d'acquisition de National Instrument). Nous allons commander automatiquement la carte d'acquisition et le générateur (à travers un bus "GPIB"), par un programme réalisé sur le logiciel "C++ builder".

La procédure expérimentale est la suivante: nous plaçons successivement une charge  $50\Omega$ , un circuit ouvert, un court-circuit et une charge de test, on balaye la puissance du générateur de  $-30\text{dBm}$  à  $10\text{dBm}$  avec un pas de  $0.5\text{dB}$ , en échantillonnant à chaque pas de puissance les tensions continues présentes à la sortie des détecteurs. Ensuite, nous appliquerons le programme développé par Wiedmann[31] et nous obtenons les résultats présentés sur la figure (2.15).

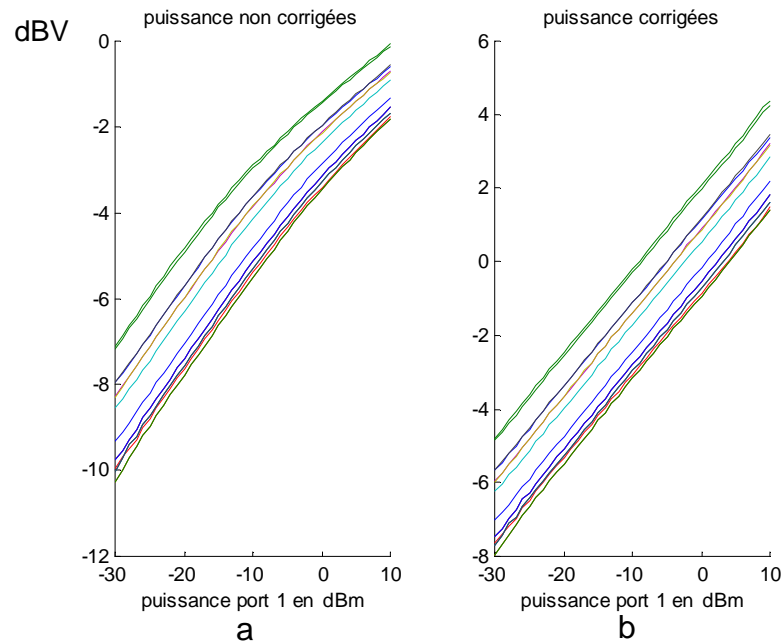


Figure 2.15: Linéarisation. Tension de sortie en dBV en fonction de la puissance d'entrée.

Sur la figure (2.15a) , nous montrons les tensions mesurées à la sortie des 4 détecteurs en fonction de la puissance d'entrée. Sur la figure (2.15b) , nous voyons la correction des tensions à la sortie des détecteurs en fonction de la puissance d'entrée. Nous pouvons dire que les tensions de sortie et les puissances d'entrée respectives sont proportionnelles et donc les détecteurs sont linéarisés.

D'après le principe du "SPR" qui utilise des rapports de puissances, il est important de vérifier que ces trois rapports de puissance ne dépendent pas de la puissance d'entrée à l'accès "IN1".

La figure (2.16), nous présente ces rapports, avant et après la linéarisation (à gauche et à droite).

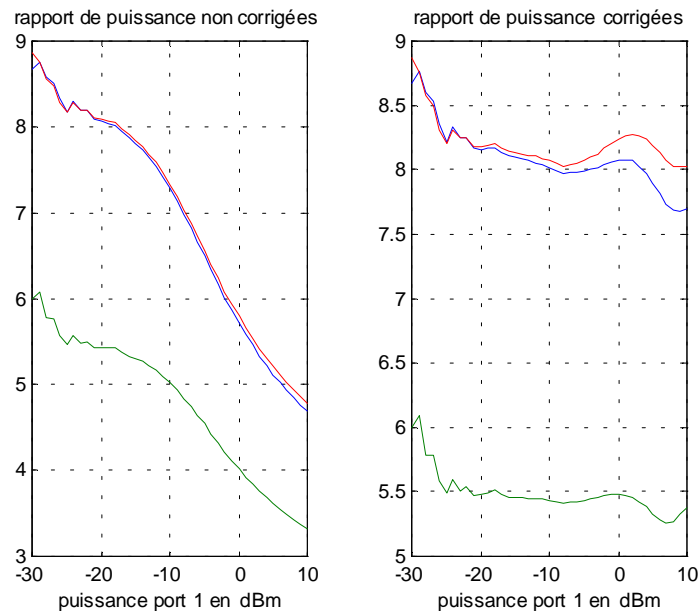


Figure 2.16: Rapports de puissance corrigés et non corrigés.

La linéarisation nous permet de rendre constants les 3 rapports de puissances sur une plage de -20dBm à 0dBm. Les oscillations que nous observons sur les faibles puissances, sont dues au bruit de mesure.

### 2.7.5.1 Stubs papillons

Nous avons vu sur le schéma (2. 12), que nous avons adapté l'entrée du détecteur par une simple résistance  $50\Omega$ , et à la sortie nous avons un filtre passe-bas qui élimine la composante HF. Nous avons aussi ajouté à la sortie de la diode des stubs papillons. Leur rôle est de renforcer l'effet de filtrage du signal HF. Ces stubs sont dimensionnés de façon à être efficaces sur une bande de fréquence plus large qu'un stub classique.

Les dimensions du stub sont justifiées par le raisonnement suivant:

- Un stub papillon est un circuit ouvert placé en parallèle sur la ligne. Sa forme permet d'éviter de brusques discontinuités, grâce à un élargissement progressif, et d'obtenir une large bande de fréquence de fonctionnement.

- Notre but est de ramener un court-circuit au point de raccordement du stub, à une fréquence bien précise. Pour cela, il est nécessaire de donner au stub papillon une longueur  $\lambda/4$ ,  $\lambda$  correspondant à la fréquence centrale que l'on souhaite couper.

Si nous augmentons le nombre de stubs papillons, nous augmenterons l'efficacité du filtrage dans la bande. Sur la figure 2.17 nous pouvons voir que nous utilisons 3 stubs papil-

lons. Les deux premiers sont raccordés en un même point, et placés symétriquement par rapport à la ligne. Le troisième est placé à une distance  $l=\lambda/2$  des autres pour éviter les interactions entre ces stubs. La rejection est supérieure à -50dB dans la bande de fréquences. L'avantage d'utiliser trois stubs est l'élargissement de la bande de réjection.

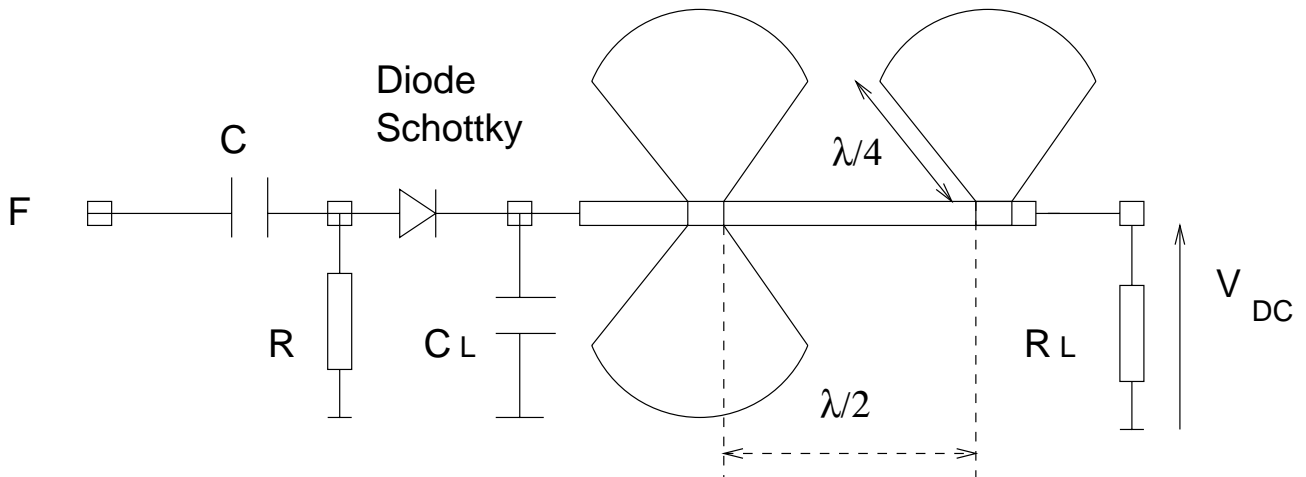


Figure 2.17: Détecteur adoptés avec les stubs papillons

### 2.8 Réduction à cinq-port(FPR)

Comme nous avons vu précédemment, le système "SPR" nous permet de réaliser le rapport en amplitude et en phase des deux ondes entrantes aux accès "IN1" et "IN2". La troisième sortie ( $P_3$  étant la puissance de référence) permet de réaliser des mesures absolues. Pour le système radar, nous allons utiliser la différence de phases entre les deux signaux aux deux fréquences différentes ( $f_1$  et  $f_2$ ) de modulation, comme nous avons vu sur l'équation (1.20). Pour l'application de la détection de DDAs, nous cherchons la différence de phases entre les différents signaux reçus par les antennes de réception. Pour nos deux applications (radar ou détection de direction d'arrivée (DDA)), nous n'avons besoin que des phases relatives, c'est à dire les différences de phases des coefficients de réflexion à  $f_1$  et  $f_2$ , alors la puissance de référence  $P_3$  deviendra inutile.

Nous pouvons définir une structure de "five-port" ("FPR") à partir du SPR utilisé, en oubliant le coupleur et la sortie de référence  $P_3$ . Cette structure sera la suivante:

- un anneau à cinq branches où s'effectuera les trois additions vectorielles des signaux " $a_1$ " et " $a_2$ ", entrantes aux accès "IN1" et "IN2".

- trois détecteurs de puissance avec des diodes Schottky, nous permettant de mesurer la puissance aux trois portes de sortie de l'anneau.

Nous pouvons voir sur la figure (2.18) la structure du "FPR".

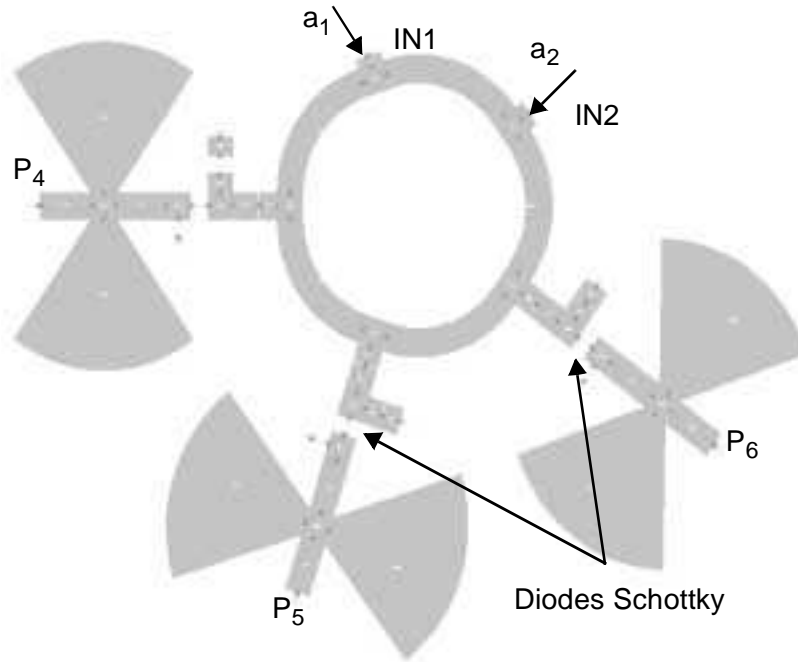


Figure 2.18: Masque du système FPR

Si nous appelons (a1) et (a2) les signaux connectés aux accès IN1 et IN2, nous pouvons les exprimer comme:

$$a_1 = A_1 \cdot e^{(jw_o \cdot t)} \tag{Eq (2.75)}$$

$$a_2 = A_2 \text{env}(t) \cdot e^{(jw_o \cdot t)} \tag{Eq (2.76)}$$

sachant que tout signal passe-bande a(t), peut être représenté sous la forme:

$$a(t) = \text{Re}\{\text{env}(t)e^{jw_c \cdot t}\} \tag{Eq (2.77)}$$

Re{.} signifie la partie réelle de {.}, env(t) est l'enveloppe complexe de a(t), et f<sub>c</sub> est la porteuse associée où w<sub>c</sub>=2Πf<sub>c</sub>.

L'enveloppe complexe env(t) est généralement une fonction complexe du temps et elle est la base du concept du vecteur phaseur et a(t) est une onde sinusoïdale pure de fréquence f<sub>c</sub>.

La représentation de l'enveloppe complexe est "env(t)=I(t)+j Q(t)", portant l'information que nous recherchons. Sachant que I et Q respectivement sont appelés "In-phase" et "quadrature-phase".

Si maintenant nous réécrivons les sorties des détecteurs de puissance, nous obtiendrons:

$$v_4 = K_4 |A_4 A_1 + B_4 env(t)|^2 \quad \text{Eq (2.78)}$$

$$v_5 = K_5 |A_5 A_1 + B_5 env(t)|^2 \quad \text{Eq (2.79)}$$

$$v_6 = K_6 |A_6 A_1 + B_6 env(t)|^2 \quad \text{Eq (2.80)}$$

En manipulant ces équations, nous pouvons obtenir l'enveloppe complexe  $env(t)$ , comme étant l'intersection de trois cercles de centres  $q_i$  et de rayon  $R_i$  dépendant des trois tensions du FPR:

$$R_4 v_4 = |env(t) - q_4|^2 \quad \text{Eq (2.81)}$$

$$R_5 v_5 = |env(t) - q_5|^2 \quad \text{Eq (2.82)}$$

$$R_6 v_6 = |env(t) - q_6|^2 \quad \text{Eq (2.83)}$$

Avec:

$$q_i = -\frac{A_i A_1}{B_i}$$

$$R_i = \frac{1}{K_i B_i^2} \quad i \{ 4, 5, 6 \}$$

## **2.9 Linéarisation des détecteurs de puissance du FPR**

Pour réaliser la linéarisation du FPR, nous avons réalisé un montage équivalent à celui du SPR.

Les puissances incidentes aux trois détecteurs sont proportionnelles à  $P_1$ ,  $P_1 = 1/2 |a_1|^2$  étant la puissance délivrée par le générateur RF à l'accès IN1.

Comme nous avons vu sur la figure (2.11), il nous faudra travailler dans la zone quadratique, pour un fonctionnement en détecteur de puissance et nous réaliserons une linéarisation mis en place au laboratoire [43]. Le choix du modèle non linéaire pour la correction sera [42] identique à celle utilisée précédemment.

Le principe de cette méthode sera l'incrémentation de  $P_1$  et donc des puissances  $P_4$ ,  $P_5$  et  $P_6$ , à pas constant, donc les variations logarithmiques de tensions  $v_i$  après correction, seront aussi incrémentées à pas constant.

Si nous avons les détecteurs "i" ( $i \{ 4-6 \}$ ) et si nous prenons une mesure "n" quelconque, nous retrouverons les tensions suivantes après correction:

$$v_{corr, i, n} = v_{i, n}^{f(v_{i, n})} = k'_i P_{i, n}(W) \quad \text{Eq (2.84)}$$

Comme nous avons supposé que P1 est incrémentée à pas constant "c" (en dB), nous avons:

$$P_{i,n+1}(dBm) - P_{i,n}(dBm) = 10\log\left(\frac{P_{i,n+1}(dBm)}{P_{i,n}(dBm)}\right) = c \tag{Eq (2.85)}$$

Si nous combinons les deux équations précédentes nous obtiendrons:

$$C = \frac{c}{10} = \log\left(\frac{v_{corr,i,n+1}}{v_{corr,i,n}}\right) = f(v_{i,n+1})\log(v_{i,n+1}) - f(v_{i,n})\log(v_{i,n}) \tag{Eq (2.86)}$$

En appliquant l'équation (2.86) sur l'équation (2.85), nous aurons:

$$\left(1 + \sum_{k=1}^m b_k v_{i,n+1}^k\right)\log(v_{i,n+1}) - \left(1 + \sum_{k=1}^m b_k v_{i,n}^k\right)\log(v_{i,n}) = C \tag{Eq (2.87)}$$

m étant les coefficients de correction.

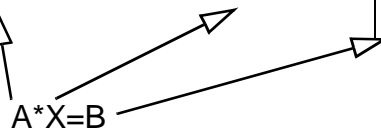
Si  $D_{n,k} = v_{i,n+1}^k \log(v_{i,n+1}) - v_{i,n}^k \log(v_{i,n})$

nous pouvons écrire:

$$\sum_{k=1}^m b_k D_{n,k} - C = \log\left(\frac{v_{i,n+1}}{v_{i,n}}\right) \tag{Eq (2.88)}$$

Pour les n mesures, nous pouvons l'écrire sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} D_{1,1} & \dots & D_{1,m} & -1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ D_{n-1,1} & \dots & D_{n-1,m} & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ \dots \\ b_m \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \log\left(\frac{v_{i,2}}{v_{i,1}}\right) \\ \dots \\ \dots \\ \log\left(\frac{v_{i,n}}{v_{i,n-1}}\right) \end{bmatrix} \tag{Eq (2.89)}$$



A est la matrice (n-1;m+1)

X est le vecteur (m+1; 1)

B est le vecteur (n-1;1)

La résolution du système sera donnée par "X", c'est à dire, les "m" coefficients de correc-



tion ( $m=4$ ) et "C" ( $= c/10$ ,  $c$  étant le pas constant).

Pour la résolution de ce système nous utiliserons une fonction matlab (mldivide), pour l'utilisation de la méthode des moindres carrés.

Si nous établissons les 3 systèmes matriciels pour chaque détecteur, nous obtiendrons les 12 coefficients de correction. Nous pouvons voir, sur la figure (2.19), les résultats de cette linéarisation.

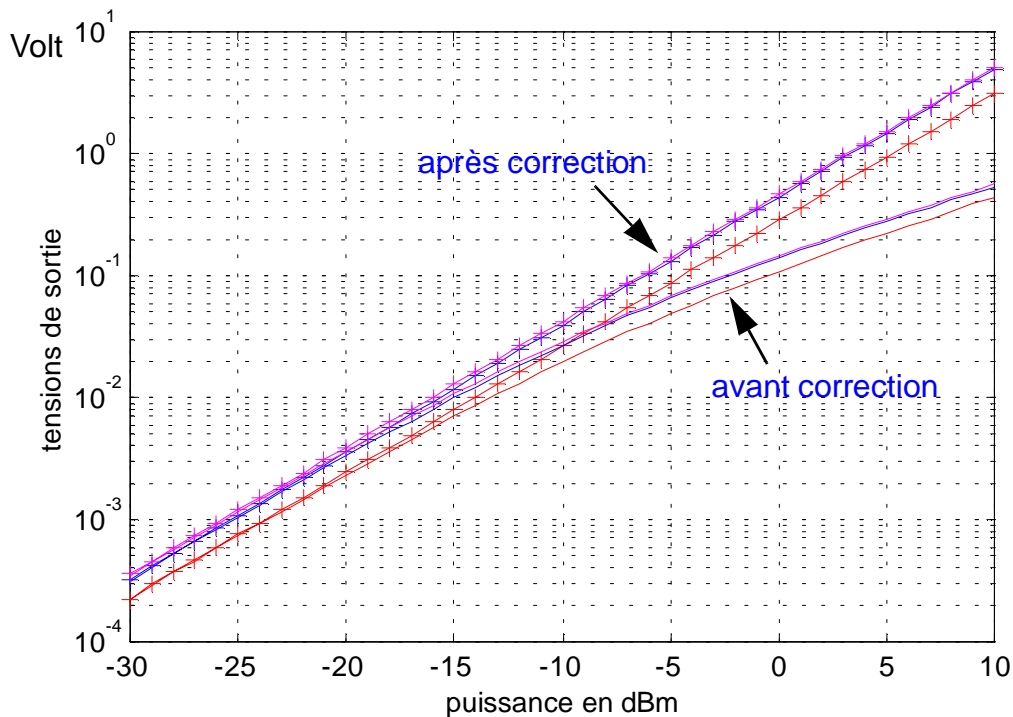


Figure 2.19: Résultats de la linéarisation: tensions détecter en fonction de  $P_1$

La figure (2.19) nous montre que la méthode appliquée donne des résultats satisfaisants.

### **2.10 Calibration du "FPR" [15]**

Pour la calibration du "FPR", nous réaliserons le même montage que précédemment et nous utiliserons un programme d'acquisition équivalent à celui utilisé pour le "SPR" (calibration-5p.exe). La procédure de calibrage reste toujours la même (présentée sur le paragraphe 2.4).

Nous avons présenté précédemment la méthode de traitement des données de Wiedmann[6] pour le SPR, nous avons vu que le calibrage s'effectue en deux étapes:

- 1.- La transformation  $P/W$ .
- 2.- La transformation  $W/\Gamma$ .

Pour la tranformation P/W, nous avons vu l'utilisation des trois rapports de puissance:

$$p_4 = \left| \frac{b_4}{b_3} \right|^2 \quad \text{Eq (2.90)}$$

$$p_5 = \left| \frac{b_5}{b_3} \right|^2 \quad \text{Eq (2.91)}$$

$$p_6 = \left| \frac{b_6}{b_3} \right|^2 \quad \text{Eq (2.92)}$$

Mais dans le cas d'un FPR, l'onde  $b_3$  sera égale à 1, donc nous travaillerons maintenant directement avec les puissances, sans avoir besoin de réaliser le rapport. Si nous considérons que " $w=A_4A_1+B_4\text{env}(t)$ ", nous pouvons écrire les puissances comme:

$$p_4 = w^2 \quad \text{Eq (2.93)}$$

$$Z \cdot p_5 = |w - w_1|^2 \quad \text{Eq (2.94)}$$

$$R \cdot p_6 = |w - w_2|^2 \quad \text{Eq (2.95)}$$

avec:

$$Z = \left| \frac{B_4}{B_5} \right|^2 \quad R = \left| \frac{B_4}{B_6} \right|^2$$

$$w_1 = A_1 \left( A_4 - \frac{A_5 B_4}{B_5} \right) \quad w_2 = A_1 \left( A_4 - \frac{A_6 B_4}{B_6} \right)$$

Z, R étant comme précédemment les paramètres de réduction, et  $w_1$  et  $w_2$  avec l'origine les centres des cercles.

En conclusion, nous pouvons utiliser la technique de transformation P/W développée pour le SPR. Ainsi la connaissance de R, Z,  $w_1$  et  $w_2$  par calibrage, nous permettra de calculer "w" à partir de  $v_4$ ,  $v_5$  et  $v_6$ . Comme nous avons dit précédemment, nous allons travailler sur le plan "w". Donc le calibrage du FPR sera réduit à la transformation P/W. La procédure utilisée reste identique à celle du SPR (sans les mesures de charges pour la tranformation W/ $\Gamma$ ).

Les résultats obtenus pour les "n"(=20) données acquises pour les trois tensions (fréquence d'échantillonnage =20KHz / canal,  $\Delta f= 1$ KHz entre générateurs), sont montrés sur la figure (2.20). Nous retrouvons les "n" points w équirépartis sur un cercle dans le plan complexe, après l'application d'un recentrage.

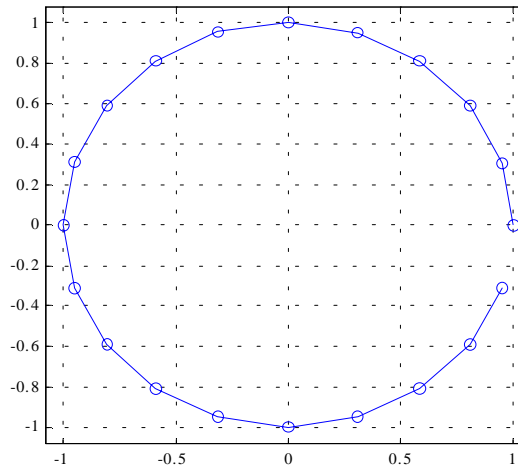


Figure 2.20: Résultats du calibrage pour le FPR dans le plan w.

Après avoir présenté les dispositifs SPR et FPR à 2GHz ainsi que leur linéarisation et leur calibrage, nous présentons le système SPR dans la bande de fréquences de 26GHz à 40GHz.

### 2.11 Présentation du système SPR à 26GHz (26-40GHz) en hybride

Sur la figure (2.21), nous pouvons voir une image du "SPR" utilisé.

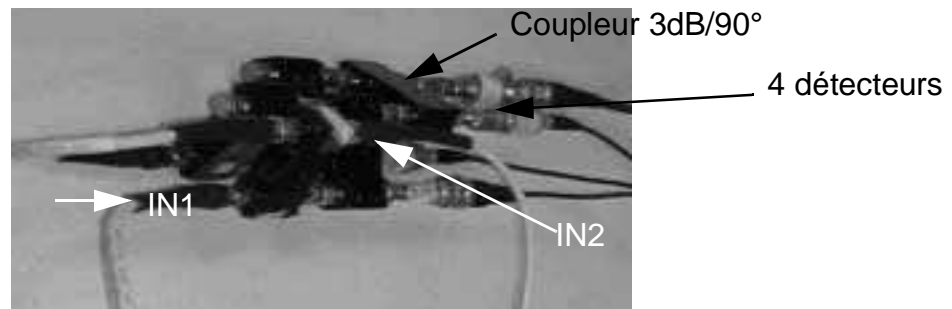


Figure 2.21: SPR 26-40GHz

Cette structure utilise cinq coupleurs hybrides 3dB/90° [44] et quatre détecteurs de puissance, comme nous voyons sur la figure (2.21). La largeur de bande sera celle des composants choisis, dans notre cas 26-40GHz.

Nous avons réalisé la linéarisation et la calibration du dispositif à 26GHz, en appliquant les méthodes de linéarisation et de calibrage présentées précédemment en supposant que nous avons un "FPR". Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (2.22). Nous pouvons observer la correction sur la linéarisation des détecteurs sur la figure de gauche, et

sur la figure de droite, les 20 points du plan  $w$ . Comme précédemment, la fréquence d'échantillonnage est de 20KHz par canal, et la différence de fréquence entre les deux générateurs connectés aux accès IN1 et IN2 est de  $\Delta f = 1\text{KHz}$ , ce qui nous fait 20 points équirépartis sur un cercle.

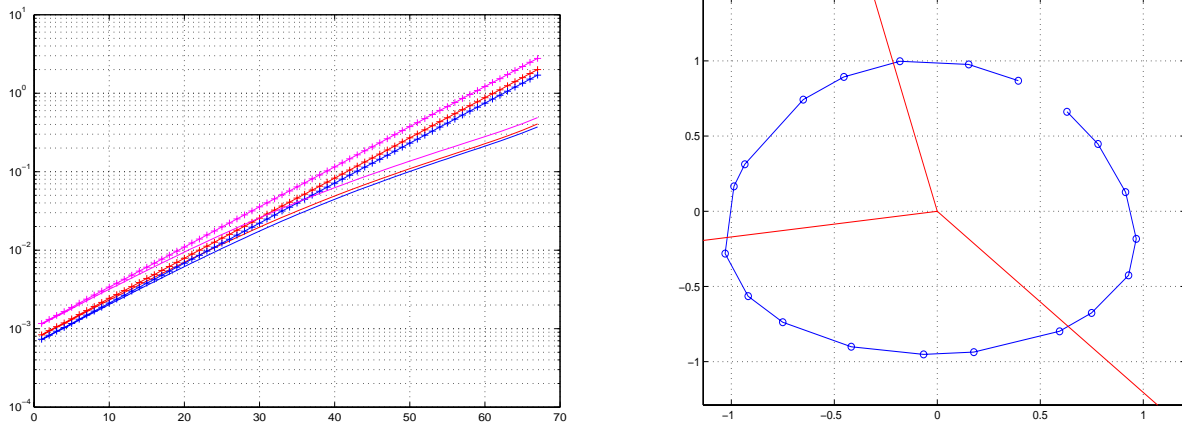


Figure 2.22: Linéarisation et Calibrage à 26GHz.

Nous pouvons observer que les points  $q_i$  sont placés autour de  $120^\circ$  entre eux.

Nous observons qu'il reste beaucoup de travail sur le système à 26GHz. Nous pouvons voir que les points  $q_i$  de calibrations ne sont pas bien équirépartis. Cette étude n'est pas finie, et avant de réaliser des mesures sur le système radar à 26GHz, il faudra améliorer la calibration du système.

### **2.12 Conclusion**

Nous avons présenté dans ce chapitre les systèmes "SPR" et "FPR", ainsi que les différentes parties constituant le SPR et le FPR. Nous avons vu les différentes méthodes de calibrage et de linéarisation que nous utiliserons ultérieurement avant la réalisation des différentes mesures.

Par la suite, nous verrons l'application radar utilisant le système "SPR", nous présenterons une étude sur les antennes qui nous servira pour réaliser la mesure de détection de direction d'arrivée.

- [26] **G. Neveux, B. Huyart, J. Rodriguez**, "RF Demodulator with a "six-port" System", European Microwave Week, Wirelee 2002, 24-28 Septembre.
- [27] **R. De Lima, B. Huyart**, "A CMOS front-end Switch Topology", International Telecommunication Symposium, September 8-12 2002, Natal Brazil.
- [28] **G.F. ENGEN**,  
"The six-port reflectometer: An alternative network analyzer"  
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-25, p 1075-1080, december 1977.
- [29] **G.F. ENGEN et C.A. HOER**,  
"Application of an arbitrary 6-port junction to power-measurement problems"  
IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-21, p 470-474, novembre 1972.
- [30] **J.D. HUNTER et P.I. SOMLO**, "Simple derivation of six-port reflectometer equations", Electron. Lett., vol 21, p370-371, avril 1985.
- [31] **F. Wiedmann**, "Développements pour des applications grand public du réflectomètre six-ports: algorithme de calibrage robuste, réflectomètre à très large bande et réflectomètre intégré MMIC", thèse de l'E.N.S.T. Paris, 1997.
- [32] **I. Kasa**, "Closed-form mathematical solutions to some network analyser calibration equations", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol IM-23, p399-402, décembre 1974.
- [33] **F.M. Ghannouchi et R. G. Bosisio**, "A new six-port calibration method using four standards and avoiding singularities", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol IM-36, p 1022-1027, décembre 1987.
- [34] **F.M. Ghannouchi et R. G. Bosisio**, "An alternative explicit six-port matrix calibration formalism using five standards", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol IM-37, p494-498, mars 1988.
- [35] **U. Stumper**, "Finding initial estimates needed for the Engen method of calibrating single six-port reflectometers", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol MTT-38, p. 946-949, juillet 1990.
- [36] **B. Neumeyer**, "A new analytical method for complete six-port reflectometer calibration", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-39, p.376-379, avril 1990.
- [37] **G.F. Engen**, "Calibrating the six-port reflectometer by means of sliding terminations", IEEE trans Microwave Theory Tech., Vol MTT-26, p. 951-957, décembre 1978.
- [38] **I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew**, *Taschenbuch der Mathematik*, 23rd ed. thun:Verlag Harri Deutsch, 1987, paragraphe 2.5.2.1.4, p 183.
- [39] **B. Huyart**, "les lignes parallèles ou lignes couplées: Applications à l'adaptation d'impédance, au déphasage et au filtrage."
- [40] **Aymeric Piganeau**, "Conception en technologie microruban de deux réflectomètres à six-port fonctionnant respectivement aux fréquences 1.9GHz et 3.8GHz". Stage 2001.

**[41] Gordon P. Riblet, E.R. Bertil Hansson,** *"An ideal six-port network consisting of a matched reciprocal lossless five-port and a perfect directional coupler"*. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol MTT-31, n° 3, mars 1997.

**[42] Cletus Hoer, Keith C. Roe, C.M.Allred,** *"Measuring and Minimizing Diode Dectetor Nonlinearity"*, IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement, Vol. IM-25, No 4, décembre 1976.

**[43] G. Neveux,** *"Démodulation cinq-port"*, Rapport 2002.

**[44] E. Bergeault,** *" Etude et réalisation d'un analyseur de réseau six-port dans la bande de fréquence 1-18GHz"*, thèse soutenue le 15 janvier 1991 à Telecom Paris.



C H A P I T R E

# 3

## MESURES DU SYSTÈME RADAR

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les circuits "FPR ou SPR" pour l'utiliser dans notre système radar. Nous avons vu les principaux systèmes radar existants et nous avons présenté celui que nous utilisons. Ensuite, nous avons présenté une simulation du système radar qui nous a permis d'évaluer les algorithmes de traitement que nous utiliserons ultérieurement et de prévoir le comportement réel de notre prototype à partir de données obtenues par simulation et valider par la mesure.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la simulation d'un système radar donnant la vitesse d'une cible due à l'effet Doppler et déterminant la distance entre l'antenne et la cible. La simulation sera réalisée avec les différents appareils du laboratoire, comme nous décrirons par la suite. Après cela, nous présenterons des mesures de distance et de vitesse réalisées avec le prototype et nous conclurons le chapitre en présentant la réalisation d'un réseau d'antennes patch. Nous démontrerons le besoin et l'utilisation de ce réseau par la suite dans le chapitre 4 avec la réalisation de mesures de directions d'arrivée que nous décrirons.

### 3 Système Radar

Dans ce chapitre, nous allons commencer par présenter les différents dispositifs utilisés pour la réalisation du système radar. En premier lieu, nous verrons la mesure de l'effet Doppler et ensuite la mesure de distance.

Le matériel utilisé pour notre expérience sur table étant le suivant:

Un générateur Agilent HP4031

Un générateur Agilent HP4032, avec modulation interne.

Un générateur Agilent HP33120A, pour l'échantillonnage de la carte d'acquisition .

Une carte d'acquisition National Instrument ATE-MIO10.



Le dispositif « SPR » .

### **3.1 Emulation de la "Mesure de la fréquence doppler"**

La mesure de la fréquence Doppler a été réalisée à l'aide des deux générateurs, comme nous pouvons voir sur la figure 3.1.

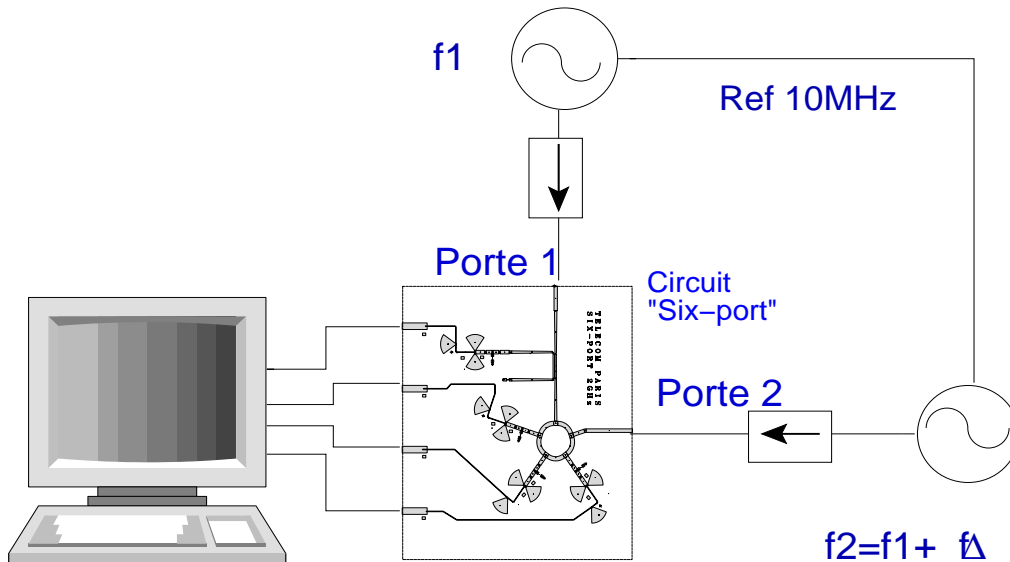


Figure 3.1: Mesure de la Fréquence Doppler

Le premier générateur agit comme émetteur et il est connecté à la porte 1 du réflectomètre. Le deuxième joue le rôle de la cible en mouvement, le signal est injecté sur la porte 2 du réflectomètre. La fréquence d'émission  $f_1$  est toujours de 2GHz et la fréquence de l'autre générateur  $f_2$  sera  $2\text{GHz} + \Delta f$ ,  $\Delta f$  étant fonction de la fréquence Doppler que nous voulons mesurer, c'est à dire, fonction de la vitesse à laquelle la cible bouge.

Le rapport des ondes  $a_2/a_1$ , décrit un cercle autour du centre du plan  $\Gamma$  à une vitesse  $\Delta f = f_1 - f_2$ . Cet écart de phase constant entre les différents points sur ce cercle, dépend de  $\Delta f$  et de la fréquence d'échantillonnage. A partir des rapports  $\Gamma$  de plusieurs points sur le cercle, nous pouvons déterminer la fréquence Doppler, donnée par la différence de phase entre un point et le suivant. Nous obtiendrons par l'équation suivante la fréquence Doppler:

$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{f_{Doppler}}{f_{\text{echantillonnage}}} \quad \text{Eq (3.1)}$$

Ce rapport nous permettra de connaitre aussi le signe de la fréquence Doppler, donc de déterminer si la cible s'approche ou s'éloigne.

Nous pouvons également remplacer cette procédure de mesure de différence de phases par des méthodes de traitement du signal, comme la Transformée de Fourier rapide FFT. Dans ce cas, le traitement de plusieurs points est alors nécessaire. Nous recevons des signaux réfléchis par plusieurs cibles et l'analyse du spectre nous permet alors de trouver les vitesses. Cependant, le calcul des différences de phases réclame ici un filtrage de données.

Pour la réalisation des mesures de la fréquence Doppler, nous avons appliqué un programme réalisé en C++ builder, appelé RadarDoppler.exe, qui contrôle automatiquement les deux générateurs ( à travers leur bus GPIB ) et une carte d'acquisition de données ( National Instrument ). Ce programme requiert la connaissance de la fréquence des deux générateurs (qui se comportent respectivement comme émetteur et comme cible), la fréquence d'échantillonnage à laquelle nous faisons l'acquisition des données, la durée de l'acquisition en secondes et le nombre de données acquises et insérées dans un fichier.

Le fichier de sortie est constitué d'une matrice de 3 ou 4 colonnes ( une colonne pour chaque détecteur ) en fonction de l'usage du "FPR" ou "SPR". Le système "FPR ou SPR" utilisé est préalablement calibré avec les procédures de calibrage exposés précédemment (§2.4,§2.10). Nous appliquons un programme sous matlab pour réaliser la transformation P-W et W- $\Gamma$  (§2.4) et les résultats sont les valeurs des rapports des signaux dans le plan W ou  $\Gamma$ .

Pour extraire la fréquence Doppler, il suffit de calculer les phases des deux coefficients de réflexion (un pour chaque fréquence) et de trouver leurs différences. La réalisation de ce calcul demande de connaître la fréquence d'échantillonnage.

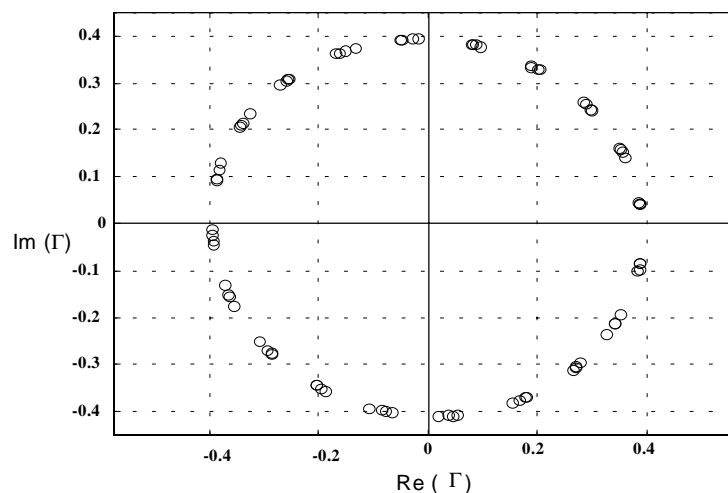


Figure 3.2: Constellation du coefficient de réflexion en fonction de l'erreur de phase

Nous pouvons remarquer , Figure (3.2), qu'il existe une erreur de phase provoquée par un écart variable de fréquence. Afin d'obtenir un résultat cohérent, nous devons réaliser un moyennage des données avant le traitement afin d'obtenir une phase constante pour chaque acquisition.

Nous avons trouvé qu'il était intéressant de connaître le nombre de points nécessaires pour avoir une bonne estimation de la fréquence Doppler. Ce nombre détermine le temps d'acquisition minimal et donc la rapidité de notre système. Ce facteur est à prendre en compte sur les systèmes radars routiers (aide à la conduite ...).

Sur la figure (3.3), nous pouvons voir l'erreur que nous commettons en fonction du nombre de points acquis. Pour cette mesure, nous avons des valeurs de fréquences constantes pour les générateurs ( 2GHz et 2GHz+1KHz), c'est à dire, une fréquence Doppler à détecter de 1KHz et une différence de puissance constante entre les deux signaux de 15dB.

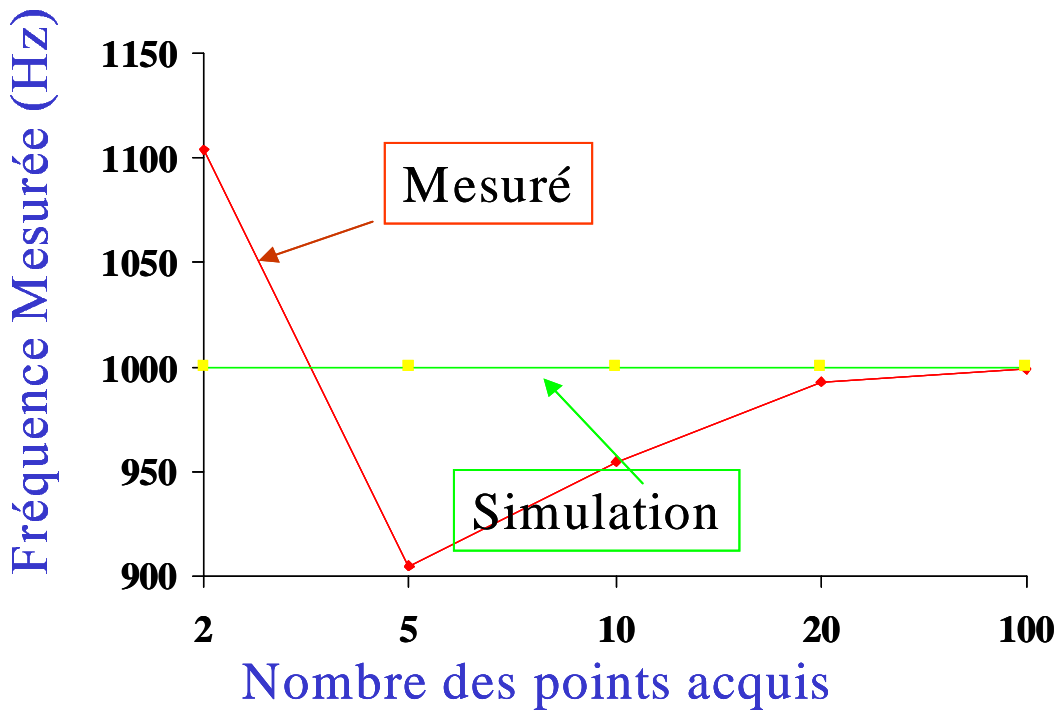


Figure 3.3: Fréquence Doppler en fonction du nombre de points acquis

Sur le tableau (3.1), nous avons fait un récapitulatif des résultats des mesures réalisées. Le nombre de points d'acquisition utilisés était 20 et 100. Comme nous avons vu sur la figure (3.3), c'est le nombre de points nécessaire pour avoir une erreur minimale sur la fréquence Doppler. Nous estimons que l'erreur de phase est due essentiellement au pas de quanti-

cation de la carte d'acquisition. L'écartype nous donne la précision des mesures. En variant le nombre de points à acquérir et la fréquence Doppler simulée, l'erreur maximale commise pour l'obtention de la fréquence Doppler sera inférieure à 2.5% .

Les mesures indiquées dans le tableau, ont été réalisées avec une différence de puissances constante entre les deux générateurs (OL et générateur qui simule la cible), de 15dB.

$\Delta f$ entre les générateurs (KHz)	$\Delta f$ mesurées et moyennées	Erreur %	Phase (°)	Moyenne Phases Mesurées	Ecart type	Nbre Points
100Hz	97.51879	2.48	1.8	1.802	9.1538e-001	200
1	999.999	1e-4	18	17.9393	9.3480e-001	100
1	999.999	1e-4	18	17.8304	8.4606e-001	20
2	2000.000	0	36	35.8732	8.8878e-001	100
2	2000.000	0	36	35.9110	8.9174e-001	20
3	3000.00	0	54	54.0323	9.2158e-001	100
3	3000.00	0	54	54.0027	1.0215	20
4	4000.00	0	72	71.9158	8.5757e-001	100
4	4000.00	0	72	71.9449	6.9927e-001	20
5	5000.00	0	90	89.9371	8.4118e-001	100
5	5000.00	0	90	89.5129	7.1707e-001	20
6	6000.00	0	108	107.9716	9.0766e-001	100
6	6000.00	0	108	107.9336	1.0298	20
7	7000.00	0	126	126.0496	9.4546e-001	100
7	7000.00	0	126	125.7417	9.67069e-001	20
8	7999.999	1.25e-5	144	143.9257	8.9811e-001	100
8	7944.44	0.6945	144	143.2613	8.9553e-001	20
9	9000.00	0	162	162.0174	9.3527e-001	100
9	8944.44	0.6173	162	160.8567	8.3768e-001	20
10	10000.07	7.6e-4	180	180.0014	7.9111e-001	100
10	9997.841	0.0215 898	180	179.9611	9.8023e-001	20

Table 3.1: Récapitulation des mesures

Nous observons que la précision sur la fréquence Doppler se dégrade légèrement si nous augmentons  $\Delta f$  jusqu'à la limite donnée par  $f_e/2$ .

Sur le graphique représenté ci-dessous (Figure 3.4), nous avons fait varier la différence de

puissance entre les deux générateurs avec un nombre constant de points acquis 20. Les fréquences des générateurs sont de 2GHz pour le générateur connecté à l'accès 1 et de 2GHz + 1KHz pour le générateur connecté à l'accès 2 du réflectomètre, qui représente la réflexion de la cible ( avec une fréquence Doppler de 1KHz ).

Nous pouvons conclure en regardant les résultats sur la figure (3.4), que nous avons une mesure correcte sur une large dynamique de puissance, l'erreur étant inférieure à 1% pour un niveau de signal reçu supérieur à 50dB par rapport au signal émis.

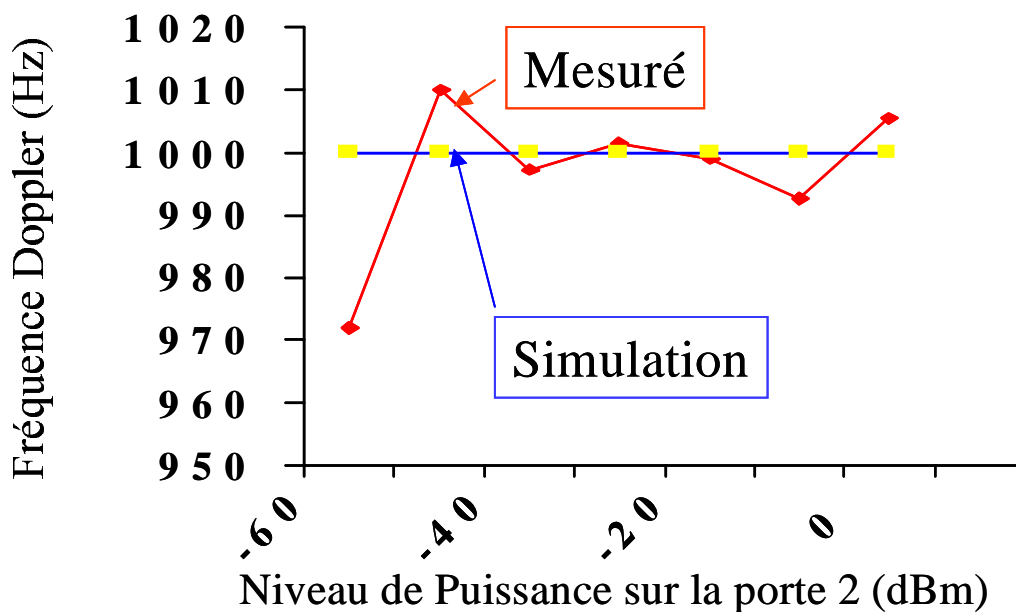


Figure 3.4: Mesure de la fréquence Doppler sur 20 points d'acquisition.

### **3.2 Emulation de la "Mesure de distances"**

Afin de déterminer la distance d'une cible, nous avons réalisé cette expérience à l'aide de différents câbles hyperfréquences de différentes longueurs ( entre 1 et 5 mètres de longueur). Les distances que nous allons trouver ne seront pas des distances physiques mais des distances électriques. L'équation eq 3.2 relie les deux distances, ce qui pourra nous servir pour le calcul de la distance électrique:

$$d_{elec} = d_{reel}n \quad \text{Eq (3.2)}$$

où "n" est le rapport entre les vitesses de propagation en espace libre et dans une ligne coaxiale. Puisque "n" est inconnu, nous ne pourrions pas déterminer la longueur électrique à partir de cette équation. Pour vérifier que les résultats sont corrects, nous devons

mesurer les distances électriques avec l'analyseur de réseau, puis nous les comparons à celles obtenues avec notre dispositif.

Sur la figure (3.5) nous pouvons voir le schéma utilisé pour la réalisation des mesures de distances.

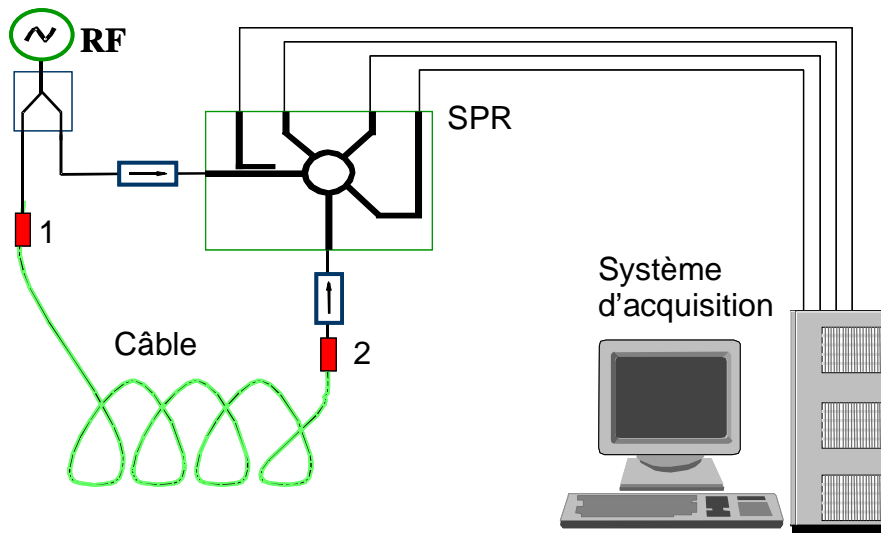


Figure 3.5: Représentation du banc de mesures de distance

Nous avons réalisé des mesures de distance courte, jusqu'à cinq mètres environ en utilisant un écart de fréquence de 15MHz ( 2GHz et 2.015GHz ), qui nous donnera une distance maximale de 20m, puisque nous mesurons en transmission ( $\Delta f = (c/D_{max})$ , avec  $\Delta f$  la différence entre les fréquences, dans notre exemple 15MHz,  $c$  la célérité de la lumière et  $D_{max}$  la distance maximale que nous pourrions détecter).

La procédure de mesure est relativement simple, nous connectons aux accès 1 et 2 ( que nous voyons sur la figure (3.5) ), le câble à mesurer, et nous utilisons un programme appelé "Distance.exe", réalisé avec C++ builder qui contrôlera automatiquement le générateur et qui fera l'acquisition à la sortie des détecteurs. Nous acquérons plusieurs points afin de moyennner, pour minimiser le bruit. A partir de là, nous appliquerons les programmes de traitement ( chapitre 1 ) pour obtenir la valeur de la phase apportée par les deux signaux acquis ( à 2GHz et 2.015GHz ). Auparavant nous avons fait une mesure de référence en connectant la porte 1 à la porte 2 (§ 1.3 ). L'équation utilisée pour obtenir la distance est la suivante:

$$\varphi_1 - \varphi_2 - (\varphi_{10} - \varphi_{20}) = 2 \cdot \frac{(w_1 - w_2)d}{c} \quad \text{Eq (3.3)}$$

" $\varphi_{10}$  et  $\varphi_{20}$ " étant les phases lors de la mesure de référence.

" $\varphi_1$  et  $\varphi_2$ " étant les phases des deux signaux lors de la mesure du câble.

"( $w_1 - w_2$ )" est la différence entre les deux fréquences des deux signaux.

"c" étant la célérité de la lumière et "d" la distance que nous voulons obtenir.

### **3.2.1 Résultats**

Les résultats des mesures réalisées sont montrés dans le tableau suivant:

Distance(m) physique	Ecart ( $\varphi_1 - \varphi_{10}$ )	Ecart ( $\varphi_2 - \varphi_{20}$ )	Ecart ( $\varphi_{10} - \varphi_{20}$ )	Distances électriques mesurées (m)	Analyseur de réseaux (distance électrique)
1	-1.4824	-1.104996	3.06796	1.26	1.29
2	-1.7583	-8.600673	3.06796	2.30	2.6184
3	1.28064	2.516394	3.06796	3.9334	3.9279
4	-3.5765	1.173674	3.06796	5.3	5.2324
5	-2.733	-7.24405	3.06796	6.39	6.5408

Table 3.2: Mesures des distances courtes

Nous pouvons voir les valeurs réelles des distances mesurées, et les valeurs des distances obtenues avec notre système avec discriminateur SPR et avec l'analyseur de réseau.

Les memes résultats sont présentés sur le graphique suivant:

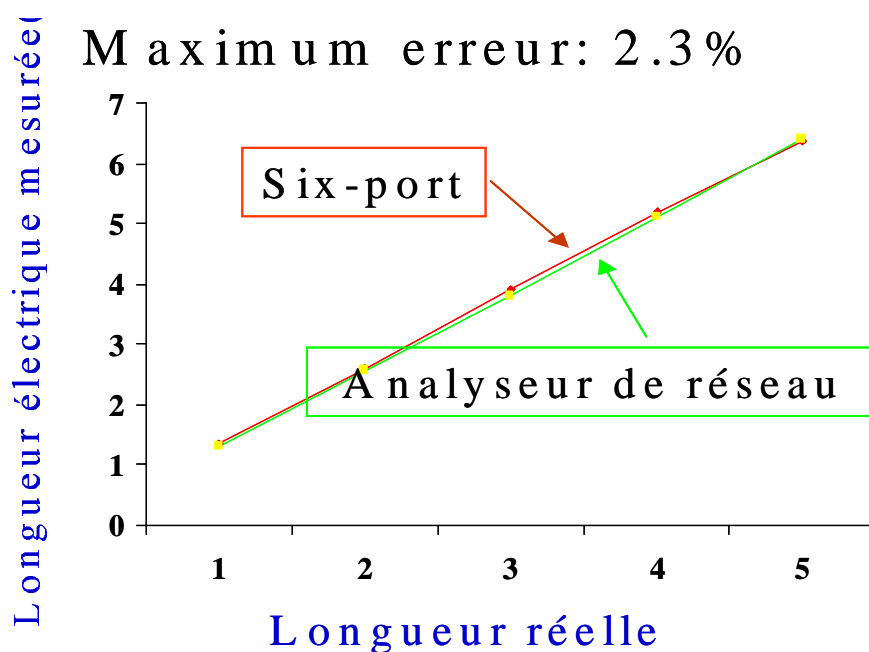


Figure 3.6: Erreur de mesure sur la distance électrique mesurée.

En conclusion, nous avons montré qu'il était possible de réaliser des mesures de distance avec un discriminateur du type SPR. Nous voyons que nous pouvons obtenir une erreur inférieure à 2.3% pour les mesures de distances courtes (<5m). Nous avons réalisé des essais pour les longues distances [45], autour de 70m, et l'erreur obtenue était de 3%.

### **3.3 Mesures avec le prototype réel**

Nous avons montré précédemment que nous étions capable de réaliser des mesures de fréquence Doppler et de distance avec un système radar composé d'un réflectomètre. Le but maintenant est de l'introduire dans un système réel.

Nous avons mis en place ce système pour réaliser les mesures de distance entre l'antenne et la cible et de vitesse de cette même cible. Pour cela nous avons besoin d'une antenne d'émission et d'une antenne de réception. L'antenne en émission doit être directive pour éviter les réflexions de l'environnement. Parce que dans la salle de mesures il existe de plan réflecteur tel que les tables et les murs.

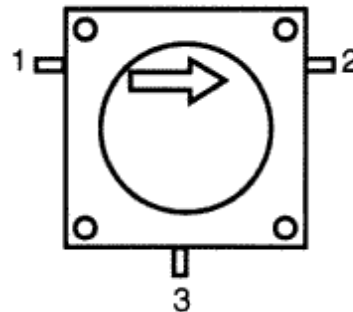
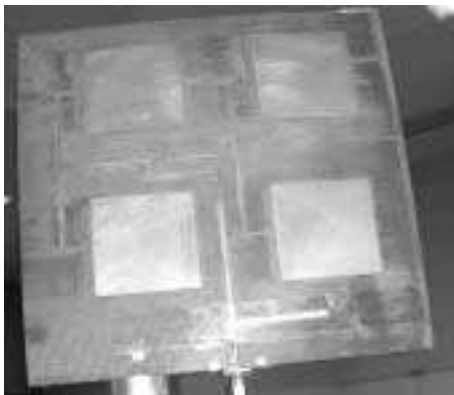


Figure 3.7: a) Réseau d'antennes patch pour la réception du système radar b) Circulateur

Nous avons utilisé, un réseau d'antennes patch [46] réalisé en technologie microruban (figure (3.7.a)). Ce réseau est connecté au port 2 d'un circulateur comme celui montré sur la figure (3.7.b). Avec l'utilisation de ce circulateur, nous pouvons utiliser la même antenne pour l'émission et la réception. Sur le port 3 de ce circulateur, nous recevons le signal réfléchi par la cible que nous injectons après l'avoir amplifié (par un amplificateur de faible bruit) à l'entrée 2 du réflectomètre.

En premier lieu, nous avons réalisé l'étude de la distance de la cible par rapport à l'antenne du système. Comme précédemment, nous avons utilisé un oscillateur local avec un signal de 2GHz et une puissance de 10dBm. La cible sera représentée par un plan réflecteur par-



fait.

I

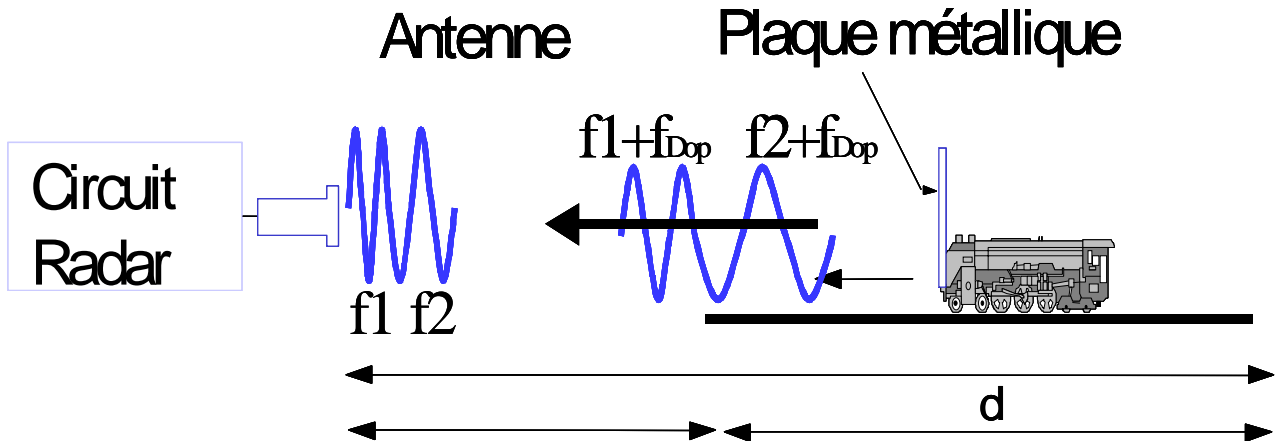


Figure 3.8: Mesure de Distance et de la Fréquence Doppler du système réel

Comme précédemment, pour l'étude de la mesure des distances avec les câbles, il nous faut connaître une distance de référence. Nous estimons avec l'équation (3.4) la zone du champ lointain ( ou de Fraunhofer)(voir annexe), donc, la distance minimale à laquelle nous pouvons réaliser la mesure :

$$d \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad \text{Eq ( 3.4)}$$

$\lambda$  est la longueur d'onde et D est le diamètre de la surface équivalente de l'antenne.

Si nous appliquons cette équation sachant que le diamètre de la surface équivalente de l'antenne est  $D= 46\text{mm}$  et que pour une fréquence de  $2\text{GHz}$  nous avons  $\lambda =15\text{cm}$  , La valeur que nous obtenons est de l'ordre de  $2.8\text{cm}$ .

En suite, nous situons l'antenne à la distance d et nous réalisons la mesure de référence. Après traitement des mesures acquises, nous obtenons les valeurs de  $\varphi_{10}$  et  $\varphi_{20}$ , pour les deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  utilisées (figure 3.8). En soustrayant la différence de phase ( $\varphi_{10}-\varphi_{20}$ ), comme nous avons expliqué dans le paragraphe (1.3), des valeurs  $\varphi_1$  et  $\varphi_2$  (pour  $f_1$  et  $f_2$  ) , nous déterminerons la distance souhaitée, en appliquant l'équation (3.3).

Sur la figure (3.10), nous pouvons voir le schéma bloc du système réel utilisé. En premier lieu, nous avons un oscillateur local, que nous modulons avec un signal carré. A la sortie de cet oscillateur nous allons retrouver deux signaux  $f_1$  et  $f_2$ . La différence de fréquence entre ces deux signaux donne la distance maximale que nous pouvons mesurer. En suite, nous avons un coupleur 10dB qui nous permet de récupérer une partie du signal, que nous allons émettre, et l'injecter au SPR à l'accès 1. Nous émettons ce signal par l'antenne et

nous recevons le signal réfléchi par la cible, en utilisant la même antenne pour l'émission et pour la réception à travers le circulateur de 30dB d'isolation. En suite, nous amplifions (avec un LNA de gain 10dB) le signal reçu, et nous l'injectons à l'accès 2 du SPR.

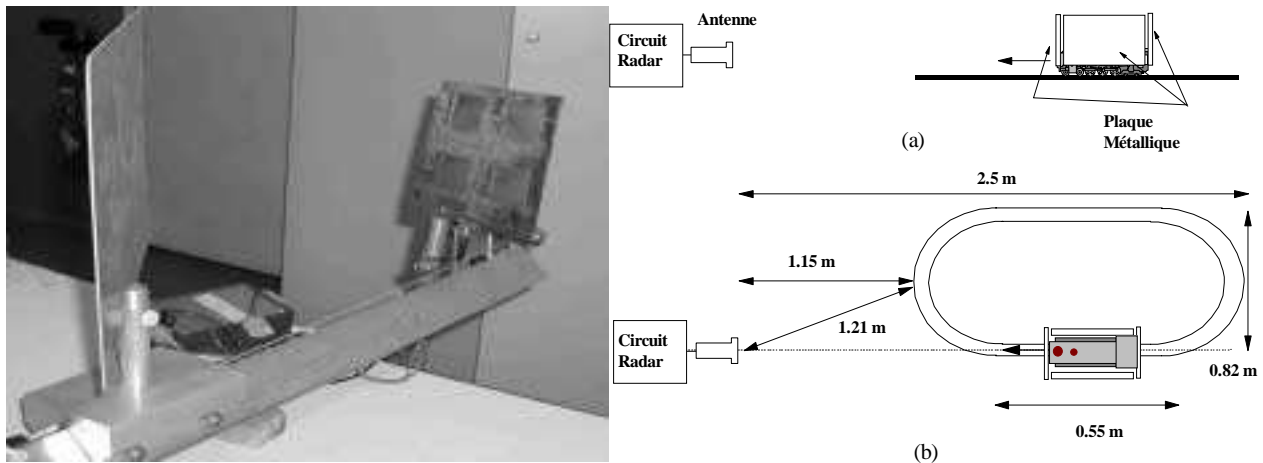


Figure 3.9: Système réel actuel (évolution) Premier système utilisé

Pour les mesures réalisées avec la cible, nous avons travaillé dans le plan "w" (§2.4), vu qu'on ne cherche que les phases relatives, c'est à dire des rapports des phases des coefficients de réflexion à différente fréquence, donc nous n'avons pas besoin du calibrage sur le plan  $\Gamma$ .

La figure 3.9 montre l'évolution de notre système. A gauche, la cible était une locomotive à pile avec une plaque métallique installée sur le front afin d'augmenter la surface équivalente radar (SER). A droite, le système est formé par un chariot qui contient la planche réfléchissante et qui bouge grâce à un moteur à courant continu.

Nous avons réalisé les mesures automatiquement comme précédemment avec un programme réalisé avec le logiciel "C++ builder". A vitesse constante, nous utilisons une fréquence du signal de modulation de 500Hz et une fréquence d'échantillonnage par canal de 1KHz ; le temps d'acquisition est de 2 secondes. La fréquence porteuse est de 2GHz avec une puissance de 0dBm et les valeurs de  $\Delta f = f_1 - f_2 = 40\text{MHz}$  (donc une distance maximale de 3.5m).

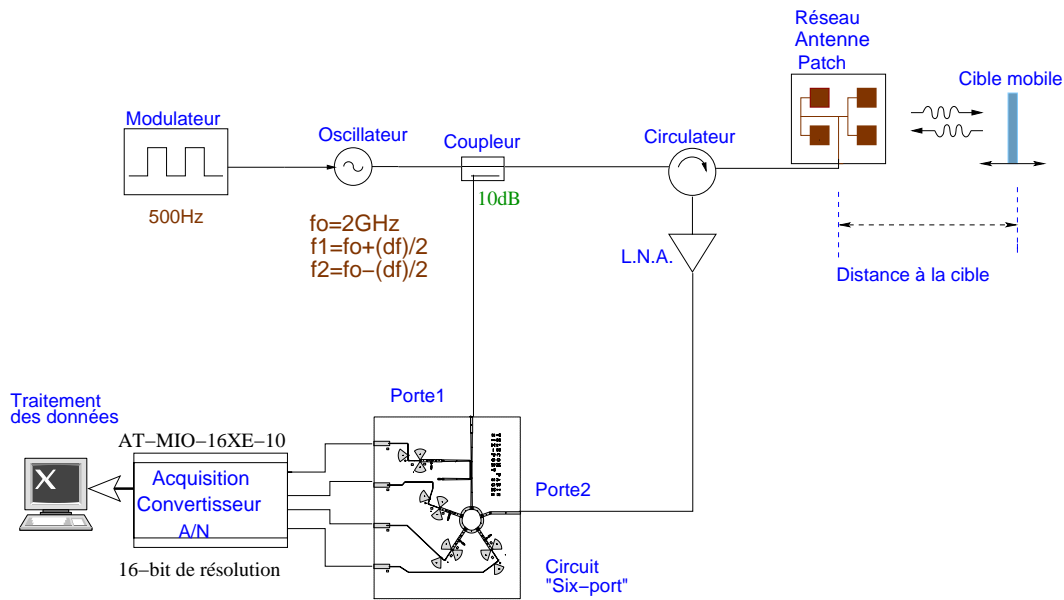


Figure 3.10: Schéma bloc du système réel.

Sur la figure (3.11), nous montrons une mesure de la distance de la cible au radar en fonction du temps et réalisée à vitesse constante. Cette courbe linéaire est obtenue à partir de 500 échantillons par seconde.

Comme nous avons vu sur la figure (3.9), la cible était constitué d'un petite train en plastique avec une planche réfléchissante.

Nous avons réalisé le calcul de la distance de la cible, comme nous l'avons expliqué précédemment (Chapitre 1) à partir de la différence de phase des deux ondes acquises (eq 3.3) et après application du filtrage (Chapitre 1) réalisé avec matlab .

L'écart quadratique moyen entre les données mesurées et la droite de la figure (3.11) est égal à 2mm, ce qui demontre les performances de notre système.

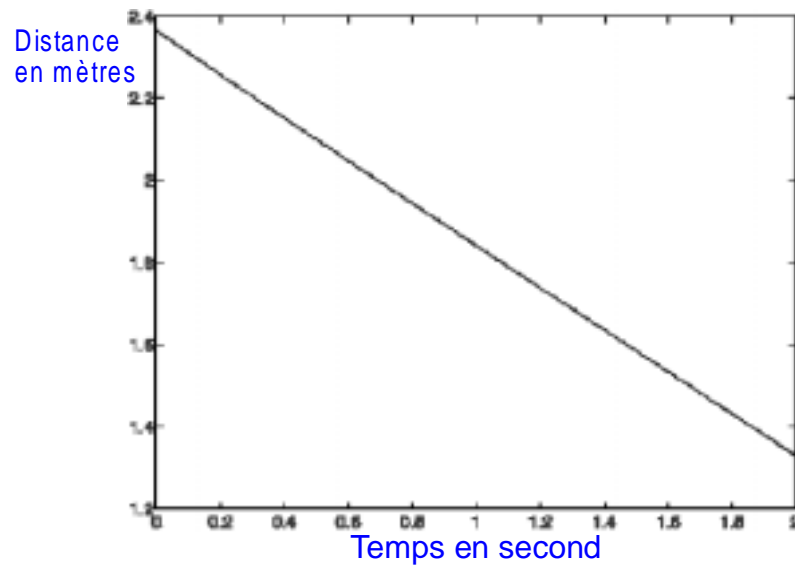


Figure 3.11: Distance parcourue par la cible en 2 secondes

Pour obtenir la vitesse relative de la cible, nous avons appliqué avec matlab une Transformée de Fourier rapide FFT des 500 échantillons par seconde. Nous pouvons observer, sur la figure (3.12), la vitesse qui est de l'ordre de 0.5m/s .

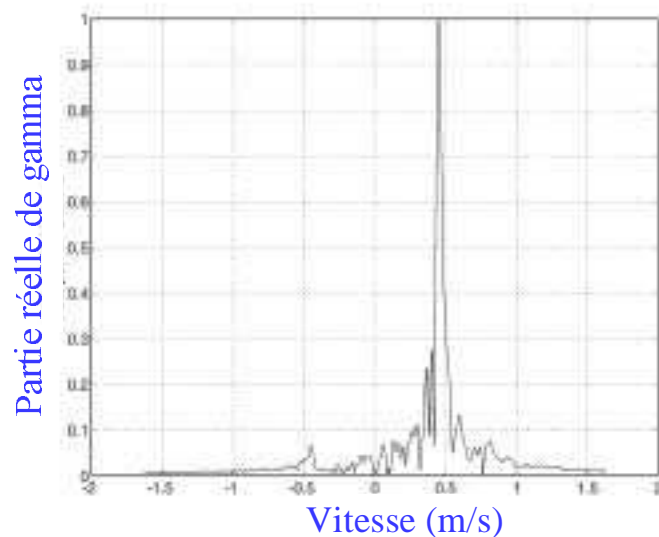


Figure 3.12: Vitesse constante de la cible

Ensuite, nous pouvons voir sur la figure (3.13) une mesure à vitesse variable ou les maxima et les minima des distances correspondent à la vitesse nulle [45]. Nous remarquons que pour les distances les plus éloignées du radar, nous pouvons trouver une erreur plus élevée due à un niveau de signal plus bas.

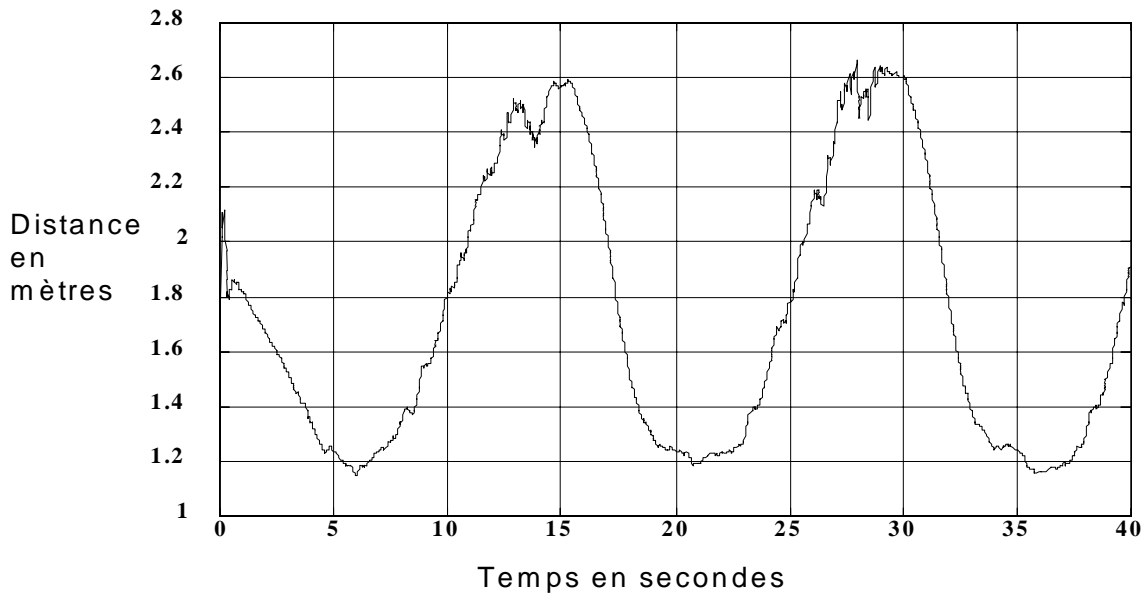


Figure 3.13: Distance mesurée

Pour les mesures suivantes, nous avons utilisé le système actuel (figure 3.9). Sur la figure (3.14) à gauche, nous pouvons voir la valeur de  $W$  pour une des fréquences ( $f_1$ ), qui comme nous avons vu lors de la simulation, montre que la cible bouge et qu'elle s'approche du système radar.

Ensuite, nous avons réalisé une mesure de distance à vitesse variable. Sur la figure (3.14), nous pouvons voir la variation de la distance en fonction du temps pour 500 points d'acquisition. Nous observons une légère oscillation qui nous montre que la vitesse n'est pas constante. Pour analyser cette variation, nous calculons la vitesse moyenne obtenue par l'effet Doppler et la vitesse moyenne obtenue à partir de la distance parcourue pendant le temps de mesure. Nous effectuons cette comparaison par tranche de 100 échantillons. Sur le tableau (3.3) on observe que les 2 vitesses calculées sont presque identiques. Nous pouvons voir que la vitesse de notre dispositif diminue et que pour les deux dernières tranches d'échantillons la vitesse reste constante. L'explication est très simple: quand le mobile arrive à la fin du rail de guidage, il change de direction, acquiert une vitesse élevée due au fait que son inertie s'ajoute à la vitesse donnée par le moteur. Après un certain temps, la vitesse devient constante jusqu'au changement suivant de direction.

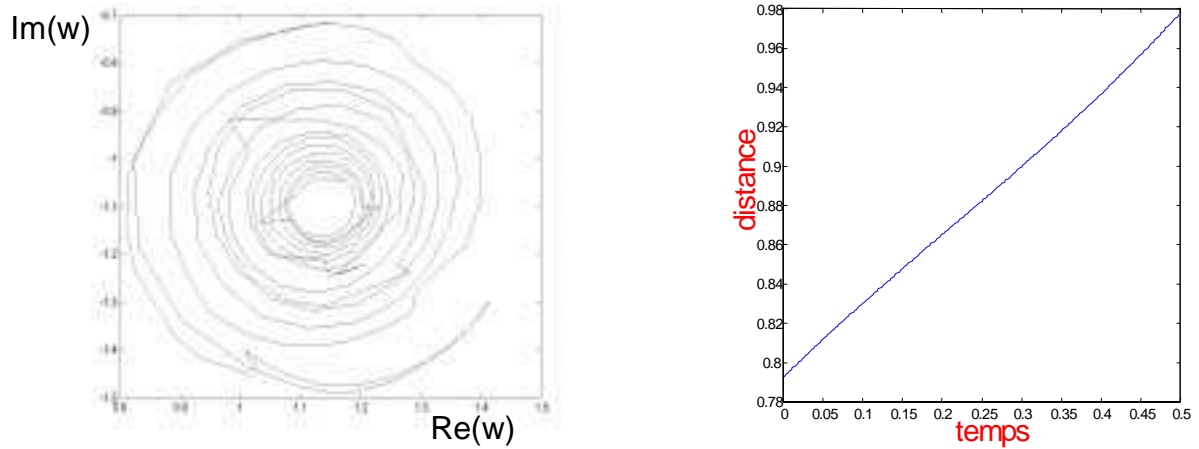


Figure 3.14: W pour une des fréquences  $f_1$ . Distance en fonction de temps.

échantillons	Temps	$V_{moy}(m/s)$	V(m/s)
0-100	0-0.1	0.52	0.50
100-200	0.1-0.2	0.44	0.43
200-300	0.2-0.3	0.40	0.40
300-400	0.3-0.4	0.39	0.39
400-500	0.4-0.5	0.39	0.39

Table 3.3: 500 échantillons de mesure de vitesse avec  $V_{moy} = \frac{1}{100} \sum_{i=1}^{100} v(i)$

Ensuite, nous avons réalisé le montage du système à 26GHz comme nous pouvons voir sur la figure (3.15). Nous avons déjà réalisé la linéarisation et le calibrage du FPR [47] et nous allons bientôt effectuer la mesure des distances et des vitesses, en calculant le filtrage et le traitement nécessaire.

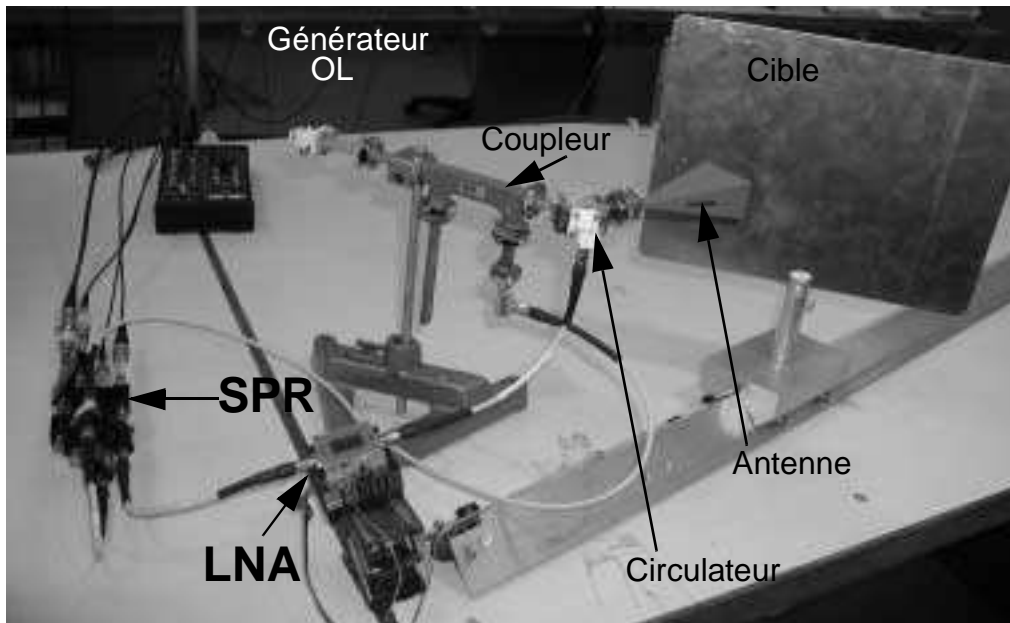


Figure 3.15: Représentation du prototype à 26GHz

Comme nous avons montré sur les paragraphes précédents, nous sommes capables de mesurer la distance et la vitesse d'une cible, mais deux questions se posent à présent:

- le cas où nous voulons discriminer l'émission de notre radar par rapport aux autres.
- le cas où nous voulons détecter plusieurs cibles simultanément.

Afin de répondre au premier point, nous pensons utiliser les séquences pseudo aléatoires PN [48] pour la discrimination des autres radars par rapport au notre. Ceci s'applique dans un objectif futur.

Pour le second point, il est intéressant d'appliquer les méthodes de détection de directions d'arrivée (DDA) sur notre système pour une détection multi-cible. Une première étape consiste à l'étude d'un réseau d'antennes.

### 3.4 Antennes

#### 3.4.1 Généralités sur les Antennes Imprimées :

En technologie micro-ruban une antenne à éléments rayonnants imprimés est constituée d'un patch métallique gravé sur la face supérieure, d'un substrat diélectrique au centre et d'un plan de masse métallisé (qu'on supposera infini pour l'analyse) sur la face inférieure. La forme du patch peut être quelconque mais, pour simplifier l'analyse, on se limite

généralement à des formes conventionnelles simples (rectangulaires, circulaires...).

Il existe différents critères à prendre en compte lors du choix des dimensions du patch. La largeur, qui doit être inférieure à  $w < \frac{\lambda_g}{2\sqrt{\epsilon_{reff}}}$  pour un patch rectangulaire et la longueur

qui doit être légèrement inférieure à la demi-longueur d'onde  $L = 0,49\lambda_g = 0,49\frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{reff}}}$  où

$\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée,  $\epsilon_{reff}$  la permittivité relative effective du diélectrique ( en général  $2,1 \leq \epsilon_{reff} \leq 12$  ) est la longueur d'onde dans le vide.

L'alimentation de ces antennes peut se faire de différentes façons :

par ligne microruban (figure 3.16): La fabrication et l'adaptatio d'impédance est simple mais les pertes par rayonnement de la ligne d'alimentation sont importantes.

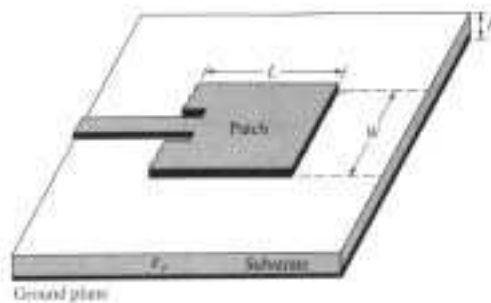


Figure 3.16: Alimentation d'une antenne imprimée par ligne microruban.

par ligne coaxiale (figure 3.17): Cette technique est très employée. La fabrication et l'adaptation d'impédance sont simples et les pertes sont faibles mais la position du point d'alimentation est très sensible sur l'adaptation. Sa bande passante est étroite.

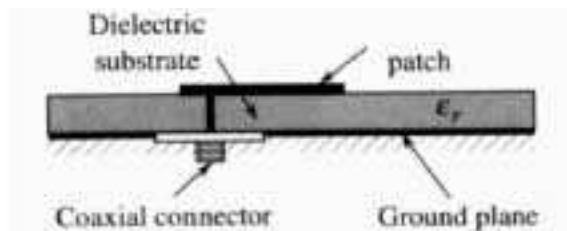


Figure 3.17: Alimentation par ligne coaxiale.

par couplage électromagnétique à travers une ouverture (figure 3.18): Cette technique présente plusieurs avantages. L'alimentation est isolée de l'élément rayonnant par le plan de masse, ce qui évite un rayonnement parasite. Cette méthode offre aussi de nom-



breux degrés de liberté pour la conception de l'antenne. La bande passante est plus large mais la fabrication est plus délicate.

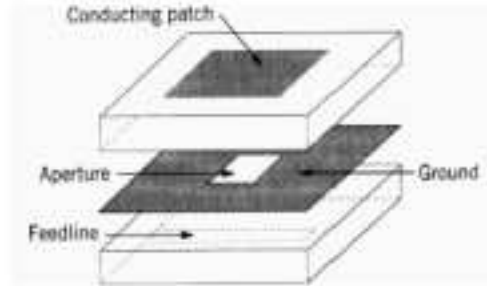


Figure 3.18: Alimentation par couplage électromagnétique à travers une ouverture.

par couplage électromagnétique direct (figure 3.19): Ce mode d'alimentation est difficile à fabriquer et présente une faible bande passante. L'élément rayonnant et la bande métallique de la ligne d'alimentation sont situés du même côté du plan de masse. Cette structure présente l'inconvénient d'ajouter le rayonnement parasite de la ligne d'alimentation à celui de l'antenne. Mais sa modélisation est simple.

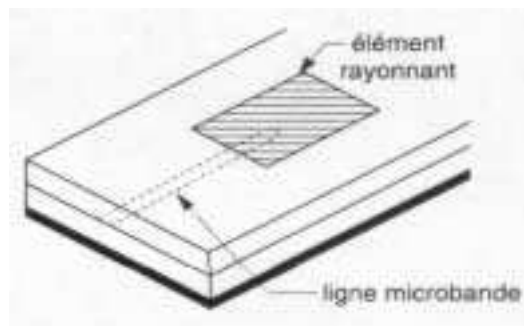


Figure 3.19: Alimentation par couplage électromagnétique.

Les antennes micro-ruban que l'on peut utiliser ont de nombreux avantages comparés aux antennes micro-ondes classiques. On peut citer :

- encombrement réduit, légèreté de la structure ,
- facilité de fabrication et prix de revient faible,
- possibilité de changer la polarisation par un simple changement de la position de l'alimentation,...

Ces antennes peuvent être montées aisément sur les véhicules, sur les satellites et, dans le domaine militaire, sur des missiles par exemple. Leurs principaux inconvénients sont

leurs faibles bandes passantes et les pertes qui limitent le gain.

Compte tenu de ces considérations, nous avons donc choisi une structure simple, parfaitement modélisée : il s'agit d'une antenne faisant appel à des éléments rayonnants carrés, alimentée par une sonde coaxiale qui nous permet de réaliser facilement l'adaptation d'impédance.

### **3.4.2 Etude d'un patch carré. Modélisation**

La modélisation précise d'une antenne passe par la prise en compte non seulement de ses éléments rayonnants mais aussi de son réseau d'alimentation dont la structure est souvent plus complexe que celle de l'antenne elle-même.

Différentes méthodes d'analyse d'antennes existent parmi lesquelles on peut citer la méthode des moments, et la méthode des différences finies dans le domaine temporel [49], qui nous permettrons de traiter toute géométrie d'antenne.

Le modèle de l'antenne [50], quant à lui, illustre l'aspect résonateur de l'antenne imprimée. L'environnement où on va simuler le comportement de l'antenne est assimilé à une cavité de faible épaisseur délimitée par deux murs électriques et quatre murs magnétiques. Cette méthode permet le calcul des composantes principales et croisées des champs rayonnés à partir de la connaissance du champ excité à l'intérieur de la cavité.

Enfin, avec la méthode de la ligne de transmission [51,52] l'antenne est assimilée à une ligne à pertes, ce qui permet de calculer la conductance d'entrée, la bande passante et le rendement.

### **3.4.3 Fréquences de résonance et dimensions du patch [53]**

La fréquence de résonance est fixée par les dimensions de la structure rayonnante. En partant du modèle de la cavité à la résonance, la fréquence  $f_0$  est donnée par :

$$f_0 = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r(f)}a_{eff}} \quad \text{Eq ( 3.5 )}$$

avec  $a_{eff}$  (Longueur effective du patch)

La constante diélectrique effective dynamique  $\epsilon_r(f)$  est calculée à partir du modèle de Getsinger [54] :

$$\epsilon_r(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_e}{1 + G\left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \quad \text{Eq ( 3.6 )}$$

Avec:

$$f_p = \frac{Z_c}{2\mu_o H} \quad \text{Eq (3.7)}$$

$$G = 0,0004Z_c + \left(\frac{Z_c - 5}{60}\right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{Eq (3.8)}$$

$$Z_c = \frac{120\Pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \cdot \left[ \frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \text{Ln} \left( \frac{W}{h} + 1,44 \right) \right]^{-1} \quad \text{Eq (3.9)}$$

$Z_c$  est l'impédance caractéristique statique de la ligne équivalente.

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 2 \cdot \frac{h}{W} \right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{Eq (3.10)}$$

$\epsilon_e$  est la permittivité relative effective statique.

L'extension  $\Delta a$  de la ligne due au débordement des lignes de champ autour de l'antenne est calculée à partir de la formule de Hammerstad [53] :

$$\Delta a = 0,42h \times \left[ \frac{\epsilon_r(f) + 0,3}{\epsilon_r(f) - 0,258} \right] \left[ \frac{\frac{W}{h} + 0,262}{\frac{W}{h} + 0,813} \right] \quad \text{Eq (3.11)}$$

Connaissant  $a_{ef}$ ,  $f$  et  $\Delta a$ , on déduit la longueur du patch  $a$  :

$$a = a_{eff} - 2\Delta a \quad \text{Eq (3.12)}$$

Dans notre cas, le substrat est en Verre-Téflon et ses caractéristiques sont les suivantes :

$$\begin{aligned} \epsilon_r &= 2,33 & h &= 0,762mm \\ tg\delta &= 0,001 & t &= 18\mu m \end{aligned}$$

$\epsilon_r$  est la permittivité relative du diélectrique,  $t$  est l'épaisseur de métallisation,  $h$  est l'épaisseur du diélectrique,  $\delta$  est l'angle de perte.

La détections d'angle d'arrivée nécessite un nombre conséquent de capteurs "SPR" associés, chacun, à une antenne patch. Nous obtenons alors un réseau d'antennes. Ce réseau est utilisé en réception et chacune des antennes est indépendante des autres. Dans ce cas, seul le couplage électromagnétique influence le diagramme de rayonnement de chaque antenne.

### **3.4.4 Couplage entre antennes formant le réseau.**

Dans la littérature, le couplage entre les éléments d'un réseau d'antennes, a été largement étudié et l'on peut trouver différentes méthodes analytiques et numériques. Le couplage peut être également mesuré à partir des paramètres S d'un quadripôle à deux accès.

Nous essayons ici de présenter une approche simple sur les perturbations apportées par le couplage sur le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes. Comme nous savons ce diagramme est toujours calculé à partir du Facteur de Réseau (Array Factor) et le diagramme de chaque élément. Le Facteur de Réseau ne dépend pas du comportement de chaque élément et peut être toujours écrit à partir de l'architecture d'alimentation du réseau et de la géométrie du réseau. Dans notre cas, seule la géométrie du réseau intervient car l'alimentation de chaque antenne n'est pas commune.

Imaginons un réseau linéaire contenant N antennes identiques. Chaque antenne est alimentée par une source réelle de tension  $a_n$  d'impédance  $50\Omega$ .

Une étude numérique effectuée avec le logiciel NEC, montre un visible changement sur la forme de courant le long de deux dipôles demi-onde situés face à face ou côte à côte. Cette déformation de la densité de courant n'est pas du tout négligeable pour les distances de séparation entre les dipôles, inférieures à  $0,1\lambda$ .

Les effets du couplage peuvent être pris en compte en introduisant le concept d'élément actif qui représente chaque élément du réseau dans son environnement réel [55].

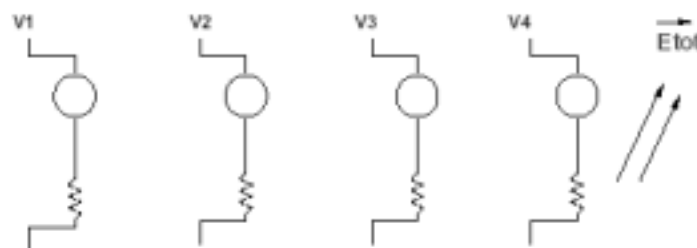


Figure 3.20: réseau d'antenne

En utilisant cette méthode nous pouvons proposer une présentation simple et pratique pour le diagramme de rayonnement de chaque élément cette fois-ci affecté par le couplage mutuel.

La suite de notre travail consistera à adapter le radar à la détection de directions d'arrivée et à la mesure simultanée de vitesses et de distances à l'aide d'un réseau d'antennes et de système SPR. Pour cela, nous avons fait l'étude du réseau d'antennes du type patch.

Nous avons tout d'abord fait le choix du matériel, du type d'alimentation et du type d'antenne à réaliser, en fonction des disponibilités et du besoin.

Le substrat a été choisi en fonction de la taille des patches que nous voulions.

L'alimentation est effectuée par sonde coaxiale, car c'est la mieux adaptée au système prévu par la suite. Pour le type d'antennes à sélectionner, nous avons seulement besoin d'une structure simple, avec un diagramme de rayonnement peu directif et avec le moins de couplage possible entre les antennes.

On utilisera un simulateur appelé ENSEMBLE (ANSOFT) pour estimer le résultat à l'avance et faire des corrections si nécessaire. Ces résultats ont été comparés à les simulations réalisées par le laboratoire micro-onde de l'ENST Bretagne sur le logiciel HFSS et «Microwave studio». Lorsque l'on considérera que les résultats de simulation sont corrects, on passera à la réalisation de l'antenne.

Pour la réaliser, nous avons employé un logiciel d'aide à la conception ( ADS ou LIBRA ) et nous avons gravé notre antenne.

Ensuite il nous faut alors mesurer le paramètre "S<sub>11</sub>" de l'antenne seule et le paramètre "S<sub>12</sub>" pour vérifier le couplage entre les antennes.

### **3.4.5 Calibrage de l'analyseur de réseaux**

Pour réaliser les mesures des antennes, nous avons besoin d'un analyseur de réseaux et pour utiliser cet appareil il nous faut faire un calibrage. Pour cela, nous avons utilisé l'option "TRL" en "SMA" entre la gamme de fréquence 1GHz et 4GHz.

La seule contrainte de ce calibrage est d'avoir un déphasage compris entre 30° et 160° entre la connexion directe et la ligne.

Pour cela, on utilise les standards suivants :

1.-. Connexion directe : Réalisée avec un adaptateur 7mm – 3.5mm MALE et un adaptateur 7mm -3.5 FEMELLE .

2.-. Ligne : On utilise la ligne à air 8021A2( delay=55ps ) et pour pouvoir faire la connexion, on change l'adaptateur 7mm – 3.5mm FEMELLE par MALE.

Le déphasage de cette ligne est :

$$-.\text{Pour } 1\text{GHz} \quad 2 * \pi * f * \tau = \quad 0.3455\text{rad} = \quad 19.79^\circ$$

$$- \text{Pour } 4\text{GHz} \quad 2 * \pi * f * \tau = \quad 1.382 \text{ rad} = \quad 79.2^\circ$$

On voit bien qu'on pourra avoir un problème à 1GHz parce qu'on ne répond pas la contrainte exigée. Mais la mesure est possible; la précision va se dégrader mais sera acceptable si le synthétiseur de fréquences est stable entre l'instant où l'on calibre et celui où on

fait la mesure.

3.-.Réflexion : Pour cela, on utilise un court-circuit.

Une fois le calibrage réalisé, on est prêt à réaliser la mesure.

### 3.4.6 Résultats de simulation pour un dipôle et une antenne imprimée

En premier lieu on a réalisé un dipôle à 2 GHz [50]. Nous avons choisi un dipôle imprimé puisque c'est une structure d'antennes simple. On pourra voir sur les graphiques, ci-dessous, les résultats obtenus avec le dipôle, en simulation.

Le matériel utilisé pour la réalisation du dipôle est le suivant :

Conducteur = cuivre

Substrat avec  $\epsilon_r$  4.7 et d'épaisseur  $h=1.59$  mm .

On peut voir les dimensions du dipôle sur la figure (3.21).

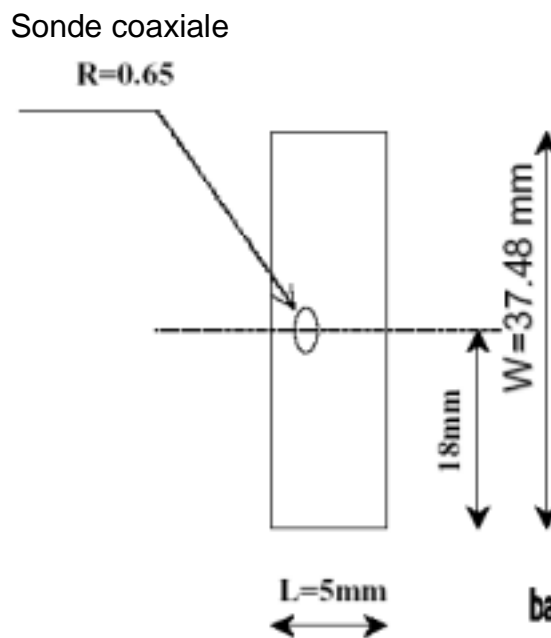


Figure 3.21: Dimensions du dipôle réalisé

Nous pouvons remarquer sur la figure (3.22), que la valeur d'adaptation  $S_{11}$  est de l'ordre de  $-23.5\text{dB}$ , à une fréquence de résonance de  $1.967\text{GHz}$ . En suite, nous avons étudié le couplage entre deux dipôles, nous avons utilisé une distance de  $\lambda/2$  comme distance entre les antennes ( distance entre les points d'alimentation ). Sur la figure (3.23), nous pouvons voir les résultats de cette expérience, avec de valeurs de  $S_{11}$  de  $-9.6\text{dB}$  et un couplage de

l'ordre de  $S_{12} = -20.3\text{dB}$ . La fréquence de résonance est de  $2.008\text{GHz}$ .

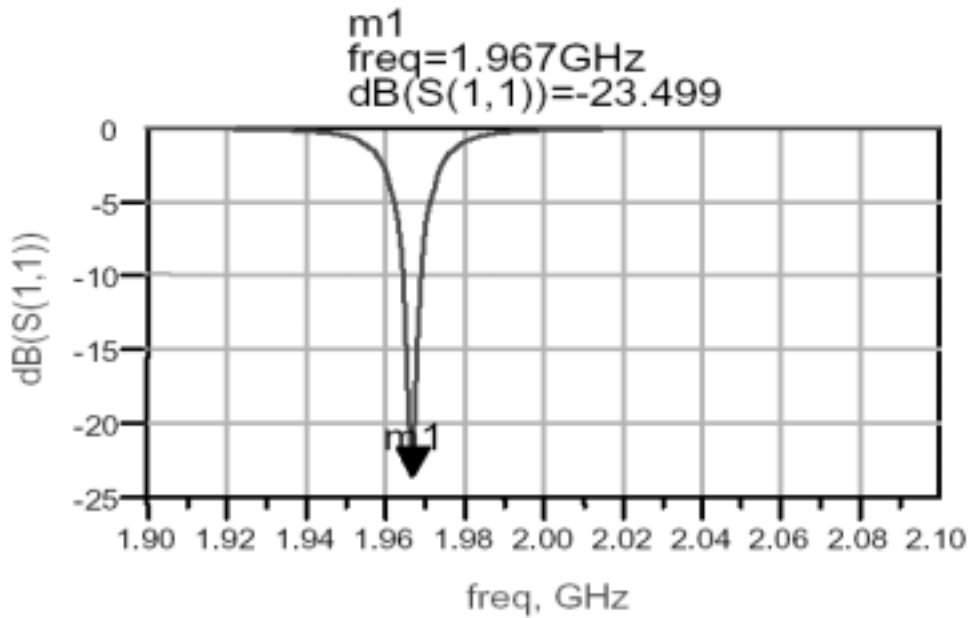


Figure 3.22: Simulation du dipôle adapté

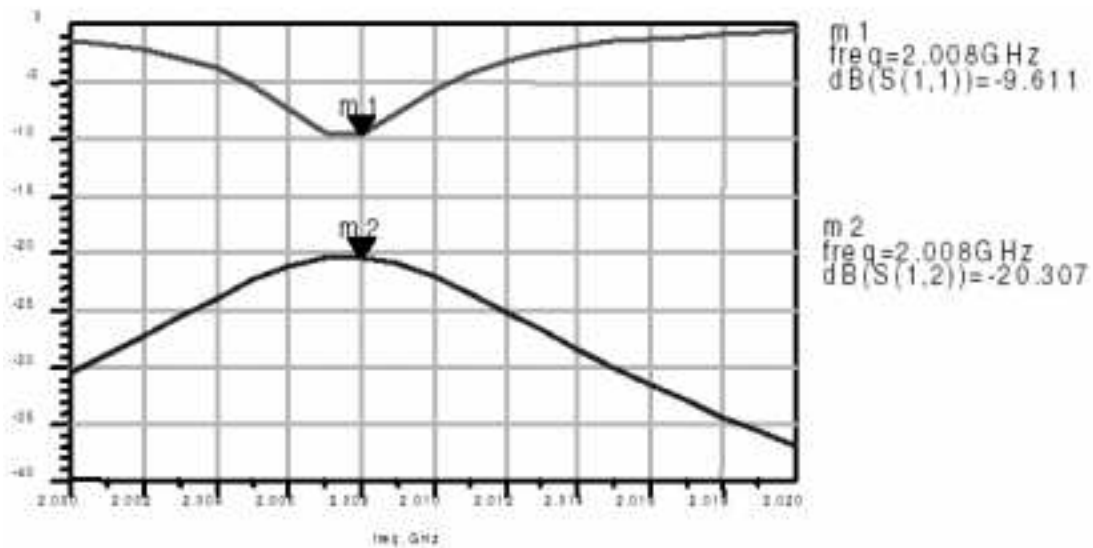


Figure 3.23: Simulation du couplage entre 2 dipôles

Nous avons réalisé ce dipôle et le résultat n'a pas été celui désiré, la mesure et la simulation ne se ressemblent pas du tout. Nous pensons que cette différence est due à l'énorme sensibilité sur la variation de position du point d'alimentation. Pour cela, nous avons décidé d'abandonner le dipôle et de faire l'étude avec un patch carré.

### 3.4.7 Antenne Patch carré

On peut voir ses dimensions, sur la figure (3.24).

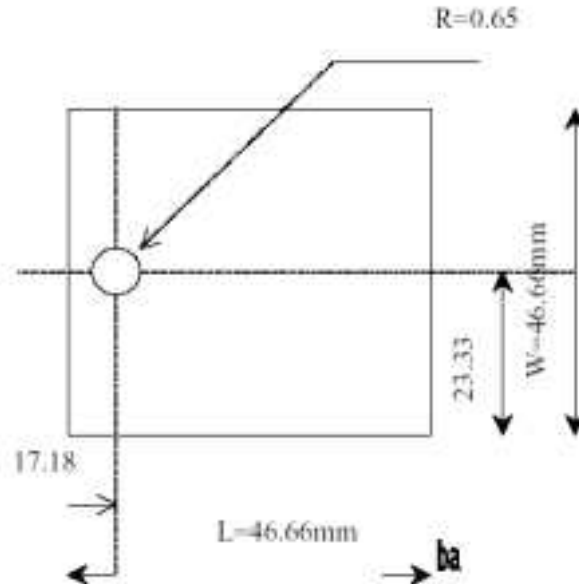


Figure 3.24: Antenne Patch avec alimentation coaxiale.

Nous verrons que la position de l'alimentation est fondamentale, et que ce paramètre nous permet de jouer sur la polarisation du champ électrique et sur l'impédance d'entrée. On verra par la suite l'influence de la polarisation sur les mesures de couplage.

Pour vérifier que nous avons choisi le point d'alimentation avec l'adaptation désiré, nous avons en premier lieu utilisé le simulateur ANSOFT. Nous avons sélectionné le point le plus adapté à 2GHz et nous avons réalisé l'antenne. Par la suite, nous avons varié le rayon du point d'alimentation.

Le tableau suivant montre l'influence du rayon l'alimentation sur l'adaptation de l'antenne.

Variation du rayon	Adaptation (dB)
R=0.65	-27.13
R=0.7mm	-28.43
R=0.75mm	-29.78
R=0.8mm	-30
R=0.85mm	-31
R=0.9mm	-31.59
R=1mm	-32.04

Table 3.4: Adaptation de l'antenne en fonction du rayon du point d'alimentation



Différentes approches ont été utilisées pour faire la comparaison entre les différents logiciels. Toutes sont basées sur une technique de résolution des équations de Maxwell. Cependant, elles utilisent des formulations différentes et parfois des hypothèses simplificatrices. Nous allons voir au fur et à mesure les différentes solutions apportées par les logiciels, avant de passer à la réalisation des antennes pour le réseau.

### **3.4.7.1 Modélisation HFSS**

L'approche est basée sur la méthode des éléments finis (de volume). Elle utilise une formulation variationnelle qui débouche sur un système matriciel à résoudre dont les inconnues sont les coefficients des fonctions d'essai qui approximent le champ dans le volume de calcul. Ce dernier doit être limité par des conditions dites "absorbantes" qui simulent l'espace libre autour des antennes. Il faut donc utiliser une transformation champ proche-champ lointain pour le calcul de diagrammes de rayonnement. La méthode prend en compte du plan de base et du substrat dont les dimensions sont finies. Formulée dans le domaine fréquentiel, une réponse sur une bande de fréquences nécessite plusieurs exécutions.

La structure est considérée sans pertes métalliques ou diélectriques

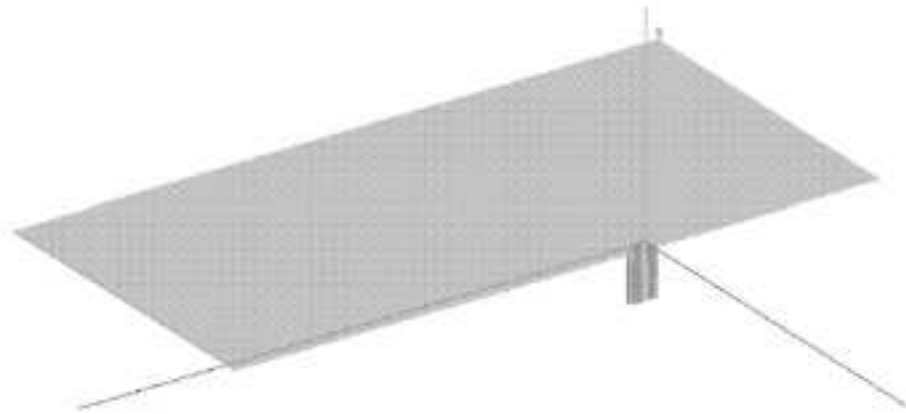


Figure 3.25: Représentation du patch en coupe plan (plan de symétrie)

Pour cette simulation nous avons utilisé les paramètres suivant:

Dimensions du patch:  $47.5 \times 47.5 \text{ mm}^2$

Position de la sonde: 14.75 mm du bord du patch le plus proche

Substrat:  $57.5 \times 57.5 \times 0.762 \text{ mm}^3$ ,  $\epsilon_r = 2.33$

Rayon de l'âme de la sonde: 0.65 mm

Diélectrique coaxial: téflon  $\epsilon_r = 2.1$

Sur la figure (3.26), nous pouvons observer le paramètre  $S_{11}$  de valeur -11.8dB à 1.97GHz. Nous verrons, par la suite, que ce résultat de simulation est proche de la valeur réelle obtenue.

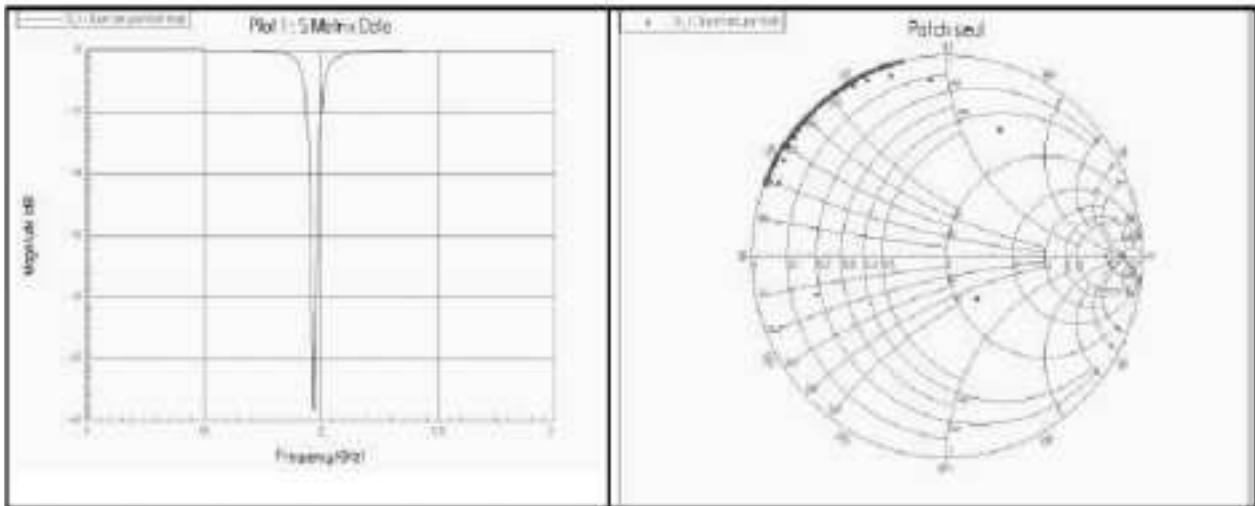


Figure 3.26: Résultats de simulation des paramètres S; Fréquence de résonance simulée : 1.97 GHz, Adaptation : -11.8 dB

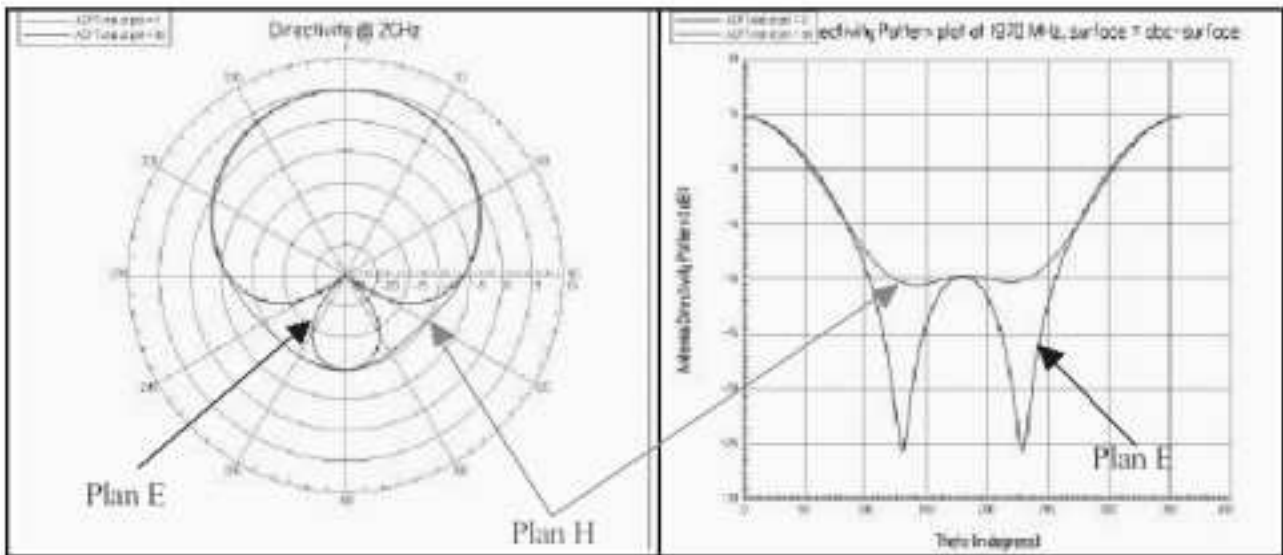


Figure 3.27: Diagrammes de rayonnement: Le gain maximal simulé est de 4.8 dBi @ la résonance

Nous pouvons voir le diagramme de rayonnement obtenu avec HFSS (figure (3.27)). Ce diagramme de rayonnement correspond bien à ceux classiquement obtenus pour des antennes de type patch[50]. Sur cette simulation, [57] on définit un plan de masse fini, pour cette raison nous pouvons retrouver un rayonnement arrière. Le gain obtenu par simulation

est de 4.8dBi.

### **3.4.7.2 Modélisation Microwave Studio**

La méthode est basée sur les éléments de volume dans le domaine temporel (FIT). Les équations de Maxwell sous forme intégrale sont directement numérisées. Comme pour les éléments finis de volume, il est nécessaire de limiter le volume de calcul par des conditions absorbantes. Le calcul des champs rayonnés nécessite une transformation champs proches- champs lointains. De plus, contrairement aux éléments finis, la solution s'exprime explicitement et ne requiert pas une inversion de matrice. L'excitation coaxiale des antennes patch est rigoureusement prise en compte. Finalement, son caractère temporel permet une caractérisation large bande en une seule simulation.

Pour l'étude du patch, seule la simulation comprend une description détaillée de l'excitation coaxiale. Il est nécessaire de donner une bonne description de cette excitation car elle peut avoir un effet important sur l'adaptation de l'antenne (effet inductif de l'âme centrale du coaxial). Nous pouvons voir sur la figure (3.28) la réflexion sur le port coaxial. Nous pouvons observer que la fréquence de résonance de l'antenne est de 2 GHz, ce qui est relativement proche de la mesure (figure 3.29).

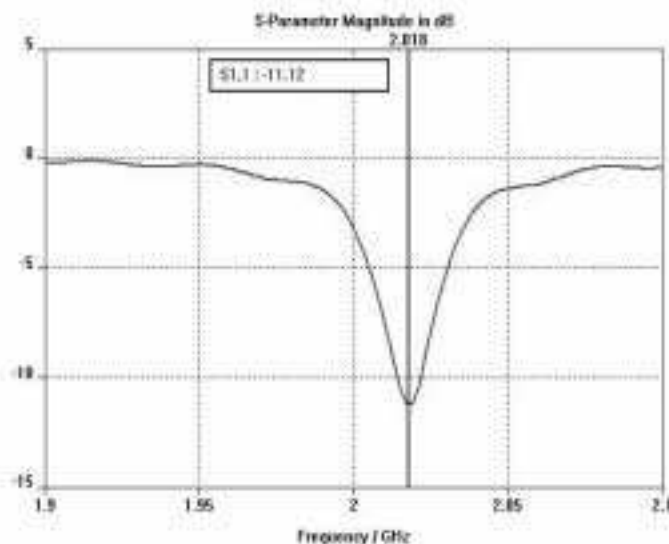


Figure 3.28: Réflexion en entrée de l'antenne seule (Microwave Studio).

Par contre, comme précédemment le niveau d'adaptation de l'ordre de 9dB est inférieur à celui mesuré (voir figure 3.29). Il est à noter que ni les pertes métalliques ni les pertes

diélectriques ne sont prises en compte dans les simulations. Celles-ci peuvent intervenir sur la valeur de l'adaptation. Ces phénomènes peuvent expliquer la différence d'adaptation entre les simulations et les mesures.

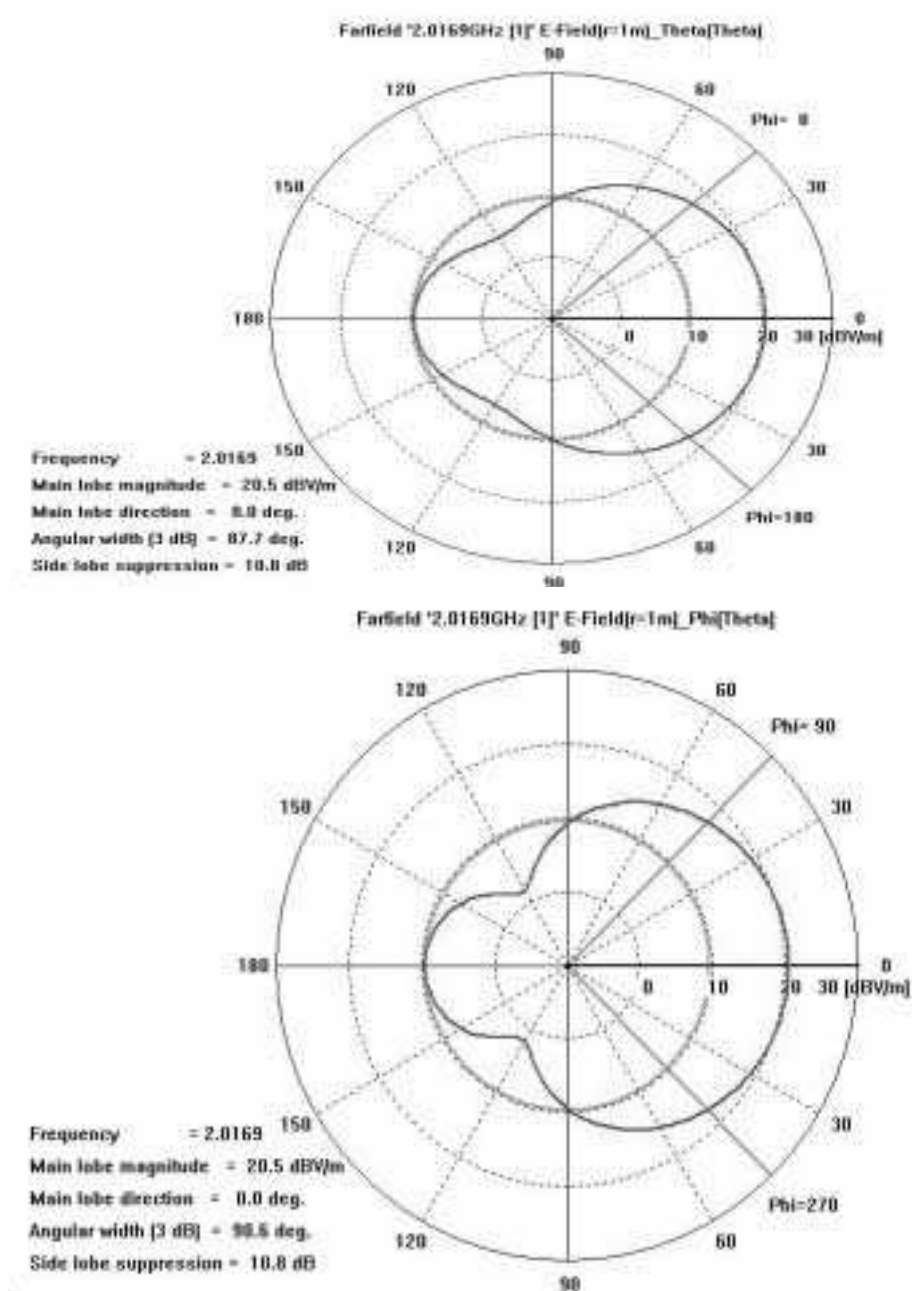


Figure 3.29: Diagramme de rayonnement de l'antenne à 2.0 GHz.

En regardant sur la figure (3.29), nous observons le diagramme de rayonnement, réalisé avec Microwave studio. Les résultats obtenus correspondent bien à ceux classiquement obtenus pour des antennes de type patch. La simulation sous Microwave Studio permet de considérer que le substrat et le plan de masse sont finis, c'est pourquoi nous pouvons avoir de rayonnement sous le plan de masse.

### 3.4.7.3 Mesure d'un patch réel

En ce qui concerne les essais pratiques de la position de l'alimentation de l'antenne qui va affecter l'adaptation de notre patch. Nous avons réalisé cinq trous sur le patch et on a fait varier la position de l'alimentation (fig 3.30), en fermant et sans fermer les autres trous, pour trouver la meilleur adaptation à 2GHz. Un récapitulatif des résultats sera présenté sur le tableau 3.5.

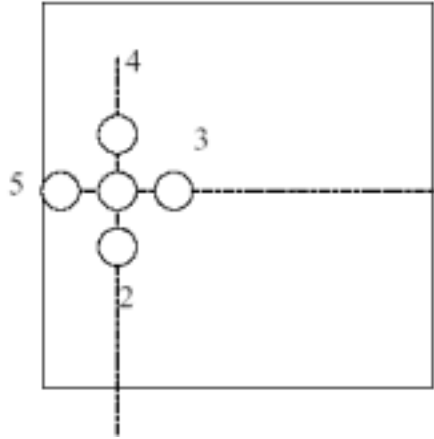


Figure 3.30: Antenne Patch par une alimentation coaxiale avec les cinq positions pour l'alimentation.

Point d'alimentation	$S_{11}$	Fréquence
Position 1	-19.434	1.88GHz
Position 2	-28.295	1.86GHz
Position 3	-23.787	1.87GHz
Position 4	-20.391	1.87GHz
Position 5 et les autres ouverts	-30.861	1.9GHz
Position 5 et les autres fermes	-21.811	1.9GHz

Table 3.5: Adaptation en fonction de la position d'alimentation

Sur ce tableau nous remarquerons que la valeur de l'adaptation est très sensible, l'adaptation est inférieure à -19 dB dans toutes les positions, pourtant la position que nous supposons donner une bonne adaptation à 2GHz sera la position 5.

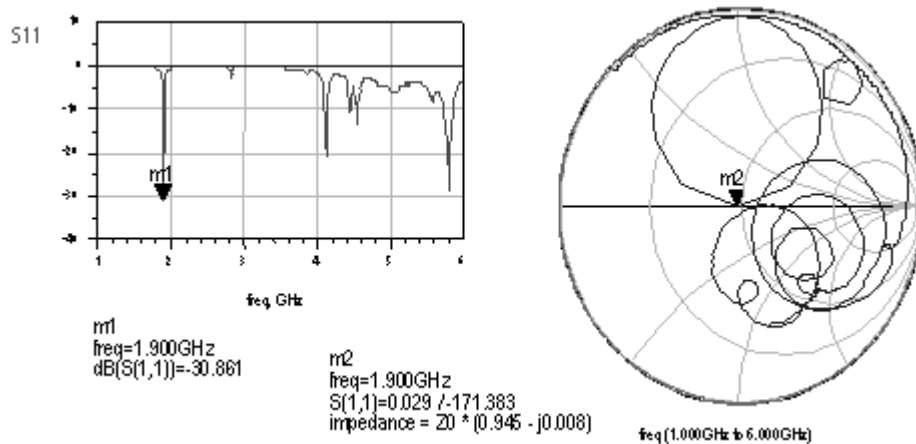


Figure 3.31: Mesure du patch sur la position 5

Sur les figures (3.28) et (3.30) qui montrent les résultats de simulation (simulation) et la figure (3.31)(mesure), nous pouvons remarquer une bonne correspondance de la fréquence de résonance. Par contre, les niveaux d'adaptation sont différents. On peut expliquer cette différence en partie par le fait que les pertes ne sont pas incluses dans le modèle.

### 3.4.8 Recapitulatif

Nous pouvons observer sur la tableau (3.6) les resultats une comparatifs entre les dif-

	Fréquence (GHz)	Adaptation (dB)
HFSS	1.97	-11.8
Microwave Studio	2.0	-10.8
Ensemble( Ansoft)	1.98	-23.7
Mesure	1.9	-21.811

Table 3.6: Récapitulatif des résultat obtenu par simulation et par mesure

férents logiciels utilisés et le valeur de mesure obtenu pour l'adaptation d'un antenne patch. Les résultats sont similaires. L'écart sur la valeur de la fréquence peut être du à l'incertitude sur la valeur  $\epsilon_r$  du substrat ou sur la position du point d'alimentation.

### 3.4.9 Etude de l'effet de Couplage

Nous avons étudié avec les différents logiciels, l'effet du couplage et nous comparons avec les mesures réelles réalisées, nous présentons les simulations réalisées dans les logiciels HFSS, microwave studio et ansoft et nous concluons avec les mesures réalisées.

#### 3.4.9.1 HFSS

La simulation sur HFSS réalisée par le laboratoire de l'ENST Bretagne représente le couplage entre deux antennes, comme nous le présentons sur la figure (3.32).

La figure (3.30) nous montre à droite le coefficient  $S_{12}$  qui représente le couplage entre les antennes, qui est inférieur à -20dB pour les différentes distances entre les antennes. Sur la figure (3.30) à gauche nous pourrions voir les coefficients  $S_{11}$  (adaptation en fonction du couplage), pour les différentes distances entre les antennes. Nous observons qu'à une distance de 11mm nous avons une adaptation de -9dB et que nous sommes plus près de 2GHz. C'est évident que plus la distance sera grande, moins le couplage influence sur l'adaptation et plus nous retrouvons les valeurs de -11.8dB que nous avons trouvées lorsque nous avons étudié un seul patch.

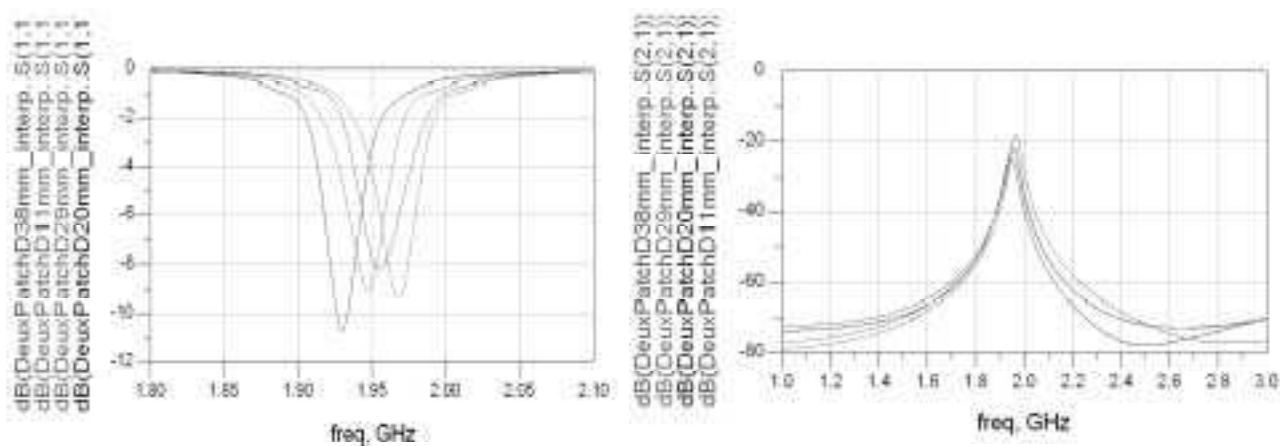


Figure 3.32: Evolution du couplage en fonction de la fréquence et de la distance entre les patches

Nous avons illustré sur la figure (3.32) avec l'aide du logiciel HFSS, à travers le tracé de la distribution de champ électrique, le couplage qui se produit bord à bord entre les 2 patches (ici pour  $d=38\text{mm}$ ).

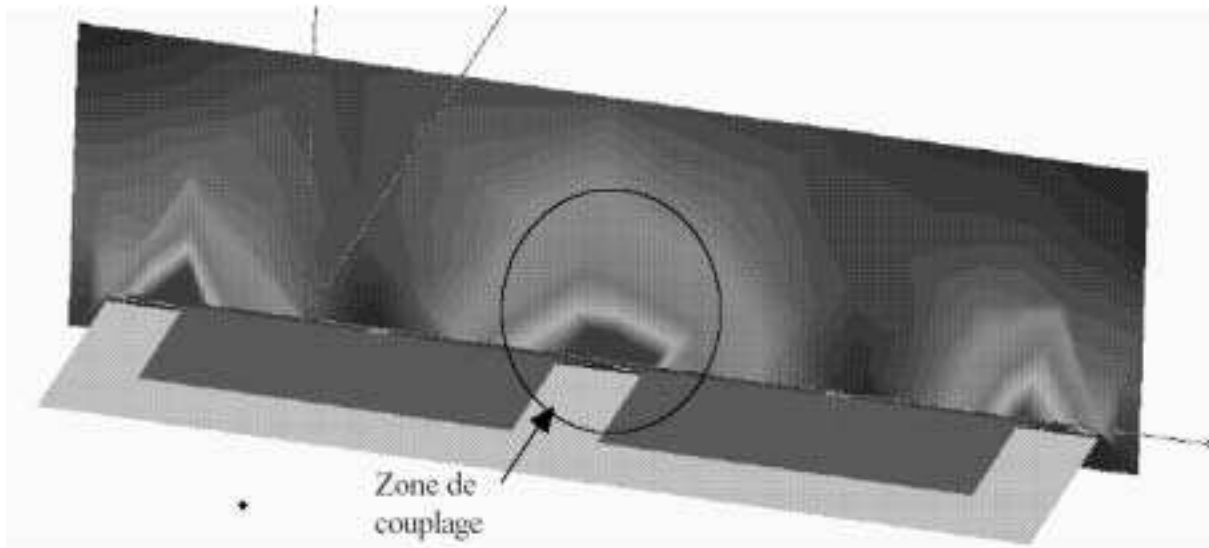


Figure 3.33: Illustration du couplage

Nous observons en couleur rouge les zones où le couplage est majeur (figure (3.33)).

#### **3.4.9.2 Microwave Studio et Ansoft**

Avec Microwave studio l'étude de couplage a été faite entre les 4 antennes, comme nous pouvons observer sur la figure (3.34).

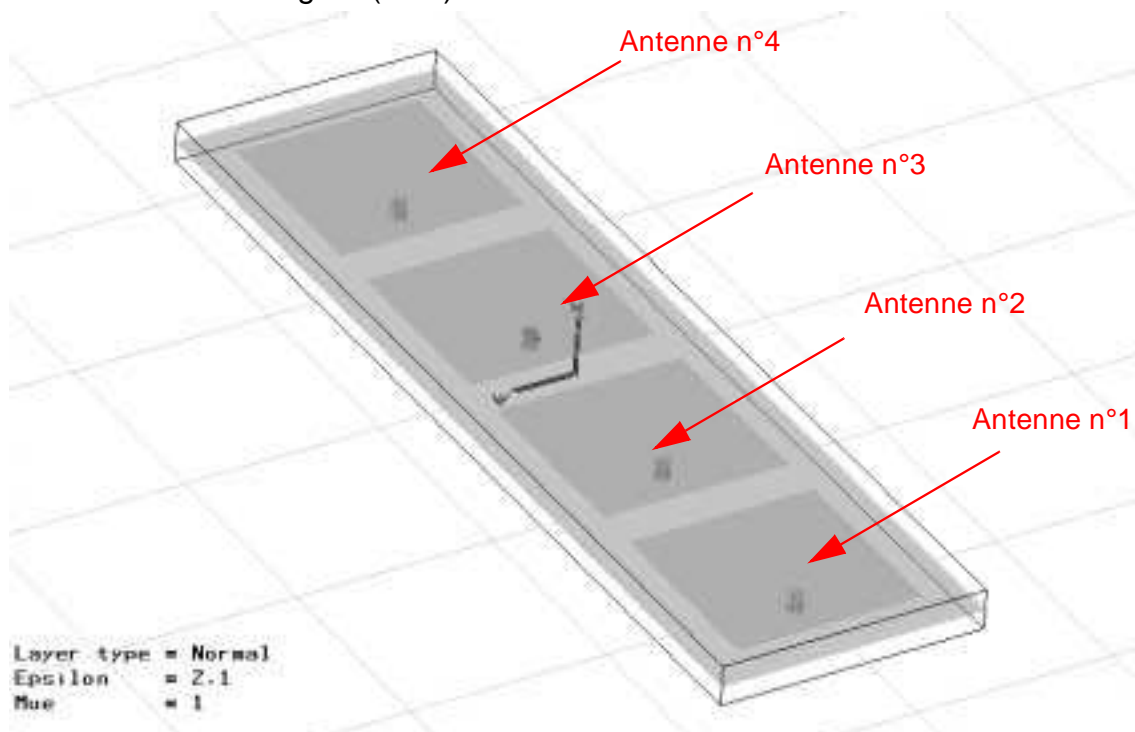


Figure 3.34: Configuration des 4 antennes pour la simulation sous Microwave Studio. (Distance entre antennes :11mm bord à bord).



Les antennes, alignées dans le plan E sont réalisées sur un même substrat et sur un même plan de masse. Comme nous avons précisé sur la précédente simulation, le substrat ainsi que le plan de masse sont considérés comme infinis (couches PML).

Afin de quantifier l'influence du couplage entre antennes, nous avons d'abord fait une étude paramétrée de ce couplage en fonction de la géométrie. Nous avons ici étudié le couplage en changeant la distance entre les antennes. Cette distance (bord à bord) est comprise entre 11mm et 38mm. La simulation complète dure à peu près une nuit (~10 h CPU sur un PC Pentium III/ 1.5 Go de Ram) et elle a été réalisée par le groupe de l'ENST Bretagne.

La variation de l'adaptation de l'antenne n°1 en fonction de la distance entre elles est représentée sur la figure (3.33) à gauche. Nous pouvons constater un léger décalage en fréquence (inférieur à 1%). Cependant celui-ci est absolument négligeable. On peut également constater que le niveau d'adaptation varie légèrement mais également de manière négligeable. Ces conclusions sont appuyées par les simulations faites à l'aide du logiciel ENSEMBLE basé sur la résolution d'une équation intégrale de surface (substrat infini) par la méthode des moments (voir figure (3.35) à gauche), que nous verrons dans la suite.

Dans la figure (3.33) à gauche et (3.33) à droite sont représentés les résultats de l'étude paramétrique en terme de couplage. Nous remarquons sur la figure (3.33) à droite que le couplage entre deux antennes voisines (ici antenne n°1 et antenne n°2) n'est pas complètement négligeable (~ - 15 dB) pour une distance de 11mm. L'évolution du couplage est assez rapide en fonction de la distance et il devient inférieur à -20 dB dès que la distance entre les antennes est de 20mm (soit la moitié de la taille de l'antenne). Les niveaux que nous trouvons correspondent à ceux obtenus à l'aide du logiciel ENSEMBLE (voir la courbe correspondante pour  $d = 11$  mm à la figure 3.35 à droite). On peut noter, dans les courbes produites par le logiciel Microwave Studio, des oscillations qui sont dues à la résolution temporelle du calcul.

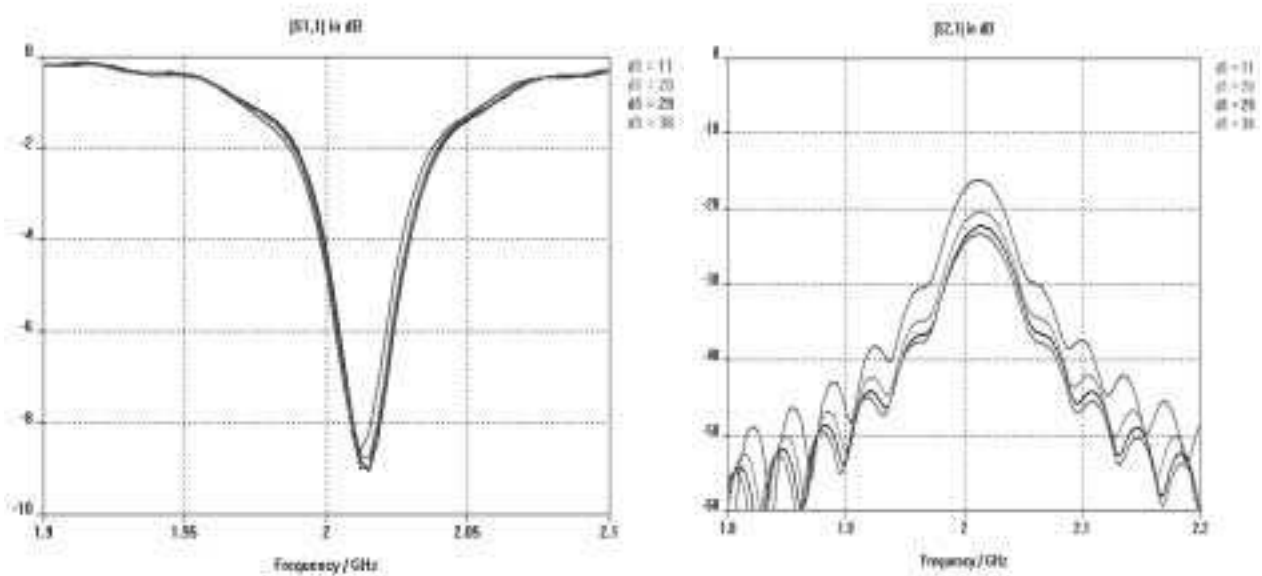


Figure 3.35: (gauche) Influence de la distance entre antennes sur l'adaptation de l'antenne n°1 pour Microwave Studio. (droit) Influence de la distance sur le couplage de l'antenne n°1 sur l'antenne n° 2 (Microwave Studio).

Enfin, le dernier paramètre étudié est le couplage entre l'antenne n°1 et l'antenne n°4 (figure (3.36) ). Comme nous pouvions nous y attendre, les niveaux de couplage sont très faibles et sont au maximum de  $-28$  dB (pour 11 mm entre les antennes). Ces valeurs sont également celles trouvées à l'aide du logiciel ENSEMBLE (voir la courbe correspondantes pour  $d = 11$  mm à la figure 3.37 à droite,  $S_{11} = -13$  dB,  $S_{21}$  de  $-18$  dB à  $-28$  dB).

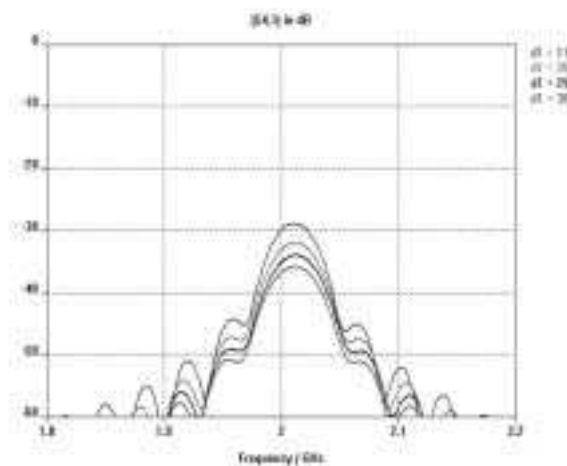


Figure 3.36: Couplage entre l'antenne n°1 et l'antenne n°4 pour différentes distances (Microwave Studio).

Mais pour quantifier l'influence du couplage sur le rayonnement pour notre application, nous nous sommes aperçus qu'il aurait fallu étudier pour ce même écart, le couplage produit par une antenne (n°1), en mode émission avec les autres antennes en mode réception (chapitre4).

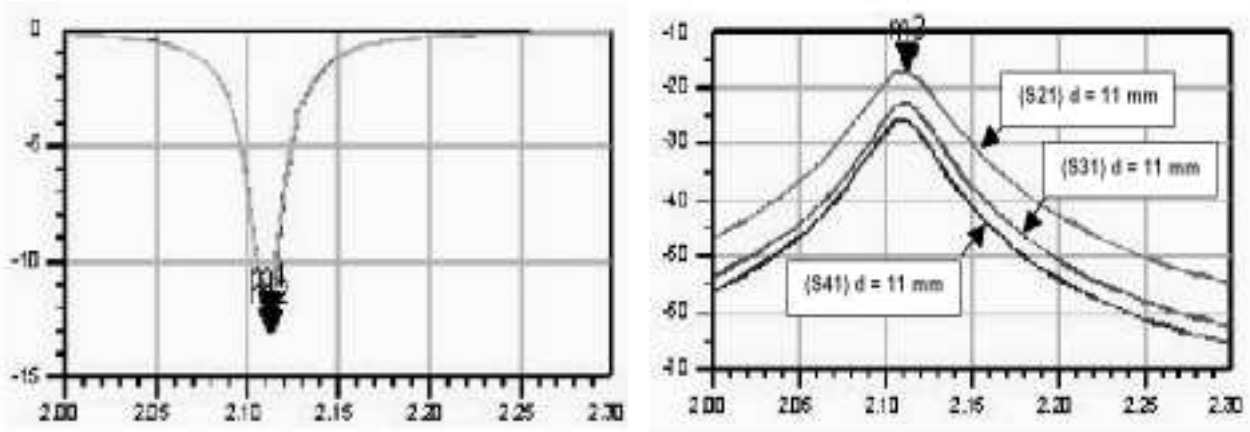


Figure 3.37: Influence de la distance entre antennes sur l'adaptation de l'antenne n°1 avec ENSEMBLE. Couplage entre antennes avec une distance de  $d = 11 \text{ mm}$  (ENSEMBLE).

### 3.4.9.3 Mesures de Couplage avec des antennes patch réelles

Comme nous avons vu sur le paragraphe 3.4.9, nous avons sélectionné une position optimale numéro (5) pour l'alimentation de notre antenne, puis nous avons réalisé deux antennes identiques pour étudier de couplage entre elles.

Nous avons défini plusieurs types de couplage :

- le couplage E
- le couplage H,....

Nous avons réalisé plusieurs mesures de couplage entre deux antennes, suivant que les Champs électriques ou magnetiques sont perpendiculaires ou parallèles, nous pouvons voir, sur les figures suivantes, deux des résultats obtenus. Sur la première (Figure 3.38), les champs électriques des antennes sont dans la même direction (colinéaire) (couplage E):

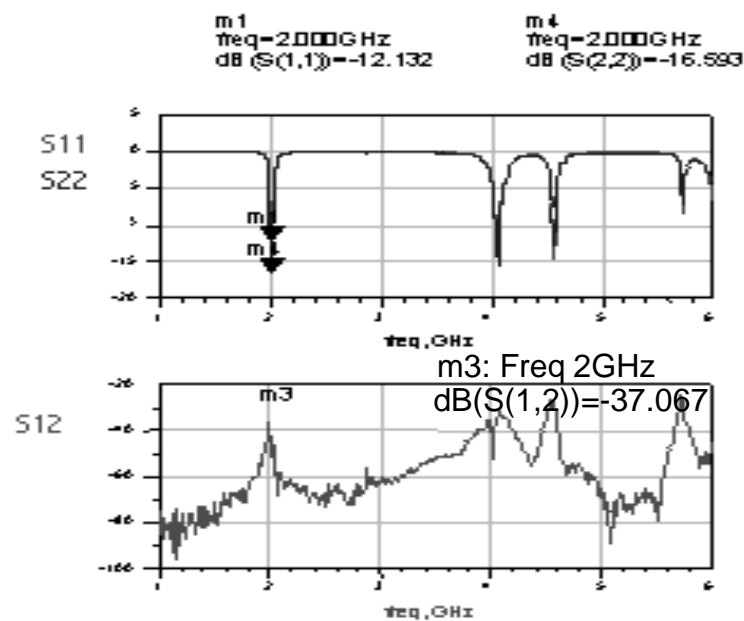


Figure 3.38: Influence du couplage sur les paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{12}$  (colinéaire).

Sur la figure précédente, nous voyons que les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont différents, parce que les antennes utilisées ne sont pas tout à fait identiques.  $S_{11}$  et  $S_{21}$  sont environ égaux à -12dB et -37dB.

En deuxième lieu, lorsque les champs électriques des antennes sont perpendiculaires entre eux, la figure (3.39) montre que la valeur du paramètre  $S_{11}$  est de l'ordre de -25dB et celle de  $S_{12}$  est de l'ordre de -35dB. Le paramètre  $S_{11}$  est meilleur car les champs sont orthogonaux, par contre la valeur de  $S_{12}$  est du même ordre de grandeur que précédemment et doit être donnée par la limite imposée par notre système de mesure.

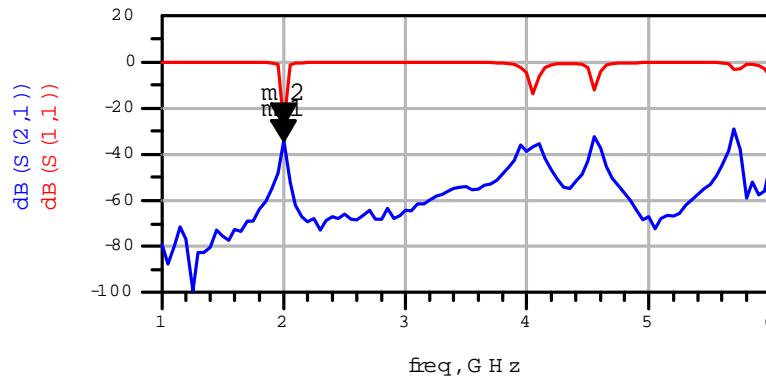


Figure 3.39: Influence du couplage sur les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  pour des champs électriques perpendiculaires

Nous avons étudié différentes positions des champs électriques et magnétiques et en conclusion nous avons observé les points suivants :

1.\_ Lorsque les champs électriques (ou magnétiques ) sont perpendiculaires.



Figure 3.40:

2.\_ Quand le point d'alimentation est situé sur le plan de symétrie horizontal; le couplage est inférieur à -20dB pour une position des points d'alimentation à gauche pour les deux antennes et est inférieur à -24dB pour une position à droite pour la première et à gauche pour la deuxième et enfin de -25dB lorsque les deux alimentations sont à droite. Le couplage est meilleur que sur le plan de symétrie vertical; pour obtenir respectivement les couplage inférieur à -20dB/-19dB/-18dB pour des positions respectives des points d'alimentation: les deux en bas, un en bas et un en haut, puis les deux en haut ][58].

Par la suite, nous avons sélectionné la position 5 et nous avons réalisé deux antennes sur le même substrat (figure 3.41 ). Nous avons vérifié que nous n'avons pas de couplage d'onde de surface avec les 2 points d'alimentation horizontaux situés à gauche[58].

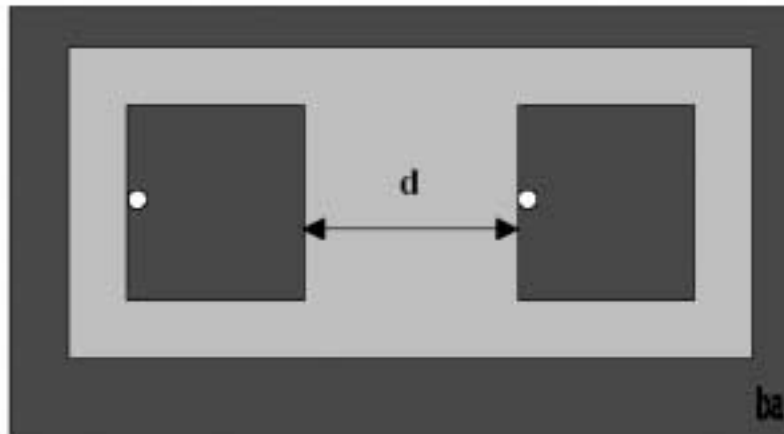


Figure 3.41: deux patch sur la même surface

Ensuite, nous avons étudié le couplage mutuel ainsi que l'influence sur l'adaptation des antennes [58] en fonction de la distance inter-antenne "d1" figure (3.42) .

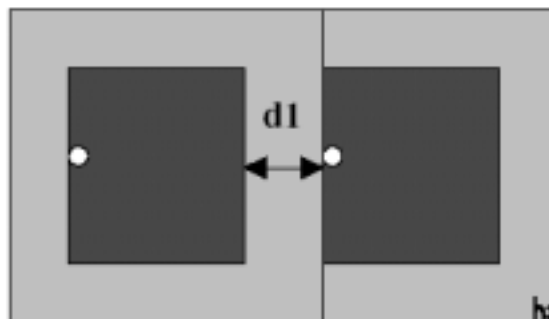


Figure 3.42: Etude du couplage entre les antennes en fonction des distances.

Sur le tableau suivant, nous reportons les résultats expérimentaux pour plusieurs valeurs de  $d_1$ . Il est évident que plus  $d_1$  est grande, plus le couplage diminue et réciproquement.

<b>d1(mm) distance entre les extremes des antennes</b>	<b><math>S_{12}</math>(dB)</b>
18	-32.545
10.5	-24.934
8.5	-21.10
6	-18.630

Table 3.7: Couplage en fonction de "d1"

<b>d1(mm) distance entre les extremes des antennes</b>	<b>S<sub>12</sub>(dB)</b>
3	-13.114
0	-10

Table 3.7: Couplage en fonction de "d1"

Dans les mesures réalisées précédemment, nous pouvons voir l'influence du couplage sur S<sub>11</sub>, et nous pouvons remarquer qu'à partir de la distance  $\lambda/2$ , S<sub>12</sub> devient négligeable. Nous avons donc choisi cette distance comme un compromis entre le couplage minimal et la mesure de DDA sans dégradation.

### **3.4.10 Récapitulation de l'étude de couplage.**

Nous présentons, table (3.8), une récapitulation de l'étude du couplage, en comparant les différents résultats issus des logiciels et de la mesure.

	<b>S12 (dB)</b>	<b>Fréquence(GHz)</b>	<b>S11(dB)</b>
HFSS	-20dB pour toutes les distances	1.97 pour une distance entre les antennes de 11mm	-9dB
Microwave Studio	~ -15dB (distance= 11mm) ~-20dB (distance= 20mm)	2.01 pour toutes les distances	-9dB
Ensemble	-18dB (distance= 11mm)	2.12 pour toutes les distances	-13dB
Mesure	-24.934 (distance= 11mm) -32.545 (distance= 18mm)	2 pour toutes les distances	-20dB

Table 3.8: Récapitulation des simulations et des mesures réalisées sur le couplage

Nous pouvons observer que la simulation réalisée sur «Ensemble» est la plus proche de la mesure et nous pouvons conclure qu'il existe une très bonne concordance entre les simulations et les mesures réalisées.

### **3.4.11 Utilisation Pratique du Réseau**

Après cette étude sur les antennes, nous avons construit le réseau que nous pouvons voir sur la figure (3.43). Comme nous verrons au chapitre 4, nous avons réalisé deux configu-

rations avec les quatre antennes. En premier lieu, nous avons utilisé les quatre antennes patchs comme antennes réceptrices passives, où chacune des antennes sera connectée à l'entrée d'un amplificateur faible bruit (LNA), et ensuite à un "FPR". Par contre pour l'application radar, nous avons utilisé une antenne comme antenne émettrice ( voir figure 3.43), et les trois autres resteront connectées inchangées.

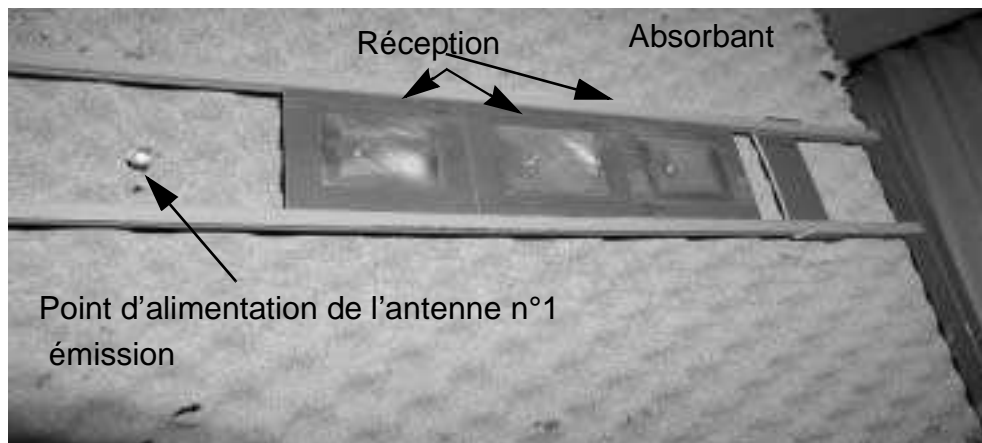


Figure 3.43: Réseau d'antennes pour le prototype

### **3.4.12 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons montré, qu'il était possible de réaliser des mesures de distances et de vitesses d'une cible mobile, grâce à un dispositif radar utilisant un réflectomètre. Ensuite nous avons réalisé une étude sur les antennes patch et le couplage existant dans un réseau d'antennes. Nous avons réalisé ce réseau d'antennes qui nous permettra de mesurer la direction d'arrivée des différentes sources et de réaliser des applications sur un dispositif radar d'aide à la conduite automobile.

Dans le chapitre quatre, nous allons voir comment nous réalisons ce dispositif capable de détecter la direction d'arrivée au travers la présentation des différents algorithmes envisagés et nous concluons.



- [45] César Gutiérrez Miguélez, Bernard Huyart, Member IEEE, Eric Bergeault Member IEEE and Louis P. Jallet. «*A new Automobile Radar Based on the Six-port Phase/Frequency Discriminator*». IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol 49,N°4, July 2000.
- [46] Hoffmann Matthieu, Khaif M'Hamed, Le Quynh Anh, «*Rapport : Conception d'un réseau d'antennes à éléments imprimés à 2GHz pour communication avec les mobiles*». 1999-2000, TELECOM Paris.
- [47] B. Carriere-Pradal, «*Réalisation d'un circuit six-port dans la bande de fréquence 26-40GHz*», Projet de maîtrise physique et application de Paris VII. ENST Paris 2001.
- [48] Stefan Lindenmeier, «*High Speed Wireless Data Links for Mobile Applications*», Eumc 2002 Milan (E1F).
- [49] Bahl I.J., Bhartia P. «*Microstrip antennas*», Artech House 1980 Pour écrire ces références bibliographiques.
- [50] C.A. Balanis, «*Antenna theory, analysis and design*», John Wiley & Sons.
- [51] Dubost G. «*Transmission line model analysis of a lossy rectangular microstrip patch* ». Electronique Letters, vol 18, n° 7 , avril 1982.
- [52] Dubost G. «*Linear Transmission-line Model Analysis of Arbitrary-shape Patch Antennas*». Electronique Letters, 17 th July 1986, Vol.22, n° 15 , pp. 798-799.
- [53] Hammerstad E. O. «*Equations for microstrip desing*». Proc. 5th EMC Hamburg, PP268-272, sep 1975
- [54] Getsinger W.J. «*Microstrip Dispersion Model*». IEEE, MTT Transactions, 1973, vol 21, pp34-39.
- [55] D. F. Kelley, «*Array antenna pattern modeling methods that include mutual coupling effects*», IEEE AP-41, n° 12 , Dec. 1993.
- [56] Bouazza Fouzia. «*Antennes microrubans mono et multicouches a lobe unique*». Thèse d'Université, Lille 1996, chapitre 2.
- [57] ENST: B. Huyart (Pr) X. Begaud (MC) D. Kernevés (Doctorant ) B. Amante Garcia (Doctorant) G. Neveux (Doctorant ). ENSTB: M. Ney (Pr) Sandrick Le Maguer (MC) François Lepennec (MC) Daniel Bourreau (MC) Pierre Li (Stagiaire). «*Projets de recherche sur crédits incitatifs – Appel 2000 – Rapport Final (février 2002)*». Mesure directe de la direction d'arrivée (DOA) des signaux radiofréquences.
- [58] B. Amante Garcia, «*Etude des antennes patch (Couplage et application )*», ENST 2001.

## SYSTÈME DE DÉTECTION DE DIRECTION D'ARRIVÉE (DDA) POUR UNE APPLICATION RADAR

Les systèmes radar anticollision utilisés actuellement doivent donner la position exacte de tous les obstacles, c'est à dire, la distance à laquelle ils se trouvent, la vitesse à laquelle ils vont et la direction par laquelle ils arrivent. Pour cela, et après l'étude de la distance et de la vitesse dans le chapitre précédent, nous allons nous intéresser à la direction d'arrivée (DDA) des différentes cibles simultanément, en utilisant les méthodes implementées actuellement dans les systèmes de télécommunication. En premier lieu, nous nous intéresserons aux différents systèmes de détection de DDA présents actuellement dans la littérature, et les algorithmes de hautes résolutions associés, ainsi que le développement des systèmes de détection de DDAs pouvant être introduits dans un système de télécommunication.

Il a été envisagé le développement d'une plate-forme dans la bande de fréquence des systèmes de la troisième génération 3GPP[59] constituée de  $(n-1)$  réflectomètres six-port entre les accès de  $n$  antennes.

Habituellement la DDA est estimée à partir des signaux en bande de base et en utilisant des méthodes de traitement complexe de nombreux échantillons de mesure. L'objectif est de montrer que cette mesure peut être directe sans aucune démodulation du signal RF permettant d'accéder à une bonne estimation de la DDA à partir de quelques échantillons et en utilisant une méthode de traitement très simplifiée[60].

Pour ce système, la mesure est directe, c'est à dire sans aucune transposition en fréquence. Dans le cas d'un système de télécommunication réel, que nous allons étudier ultérieurement, où les signaux portent une information, l'intérêt de cette méthode directe sera:

qu'il n'est pas nécessaire de démoduler le signal R.F. au niveau de chaque élément

rayonnant du réseau d'antennes.

qu'on peut placer un filtre passe-bas de bande passante très étroite car il n'est pas nécessaire de traiter le signal en bande de base. Le rapport signal sur bruit + interférences est plus favorable pour déterminer les phases des signaux R.F. captés par les éléments rayonnants et finalement la DDA est plus simple à déterminer.

Ensuite, nous présenterons le système de détection des DDAs choisi à mettre en place sur les véhicules.

## **4 Systèmes de Détection de Directions d'Arrivées (DDA)**

Il existe plusieurs méthodes de traitement d'antennes et d'analyse spectrale, qui traitent les problèmes de localisation de sources émettrices d'énergie dans un milieu de propagation à partir des observations mesurées sur un réseau de capteurs. Pour une application radar, les sources émettrices se transformeront en signaux réfléchis par les cibles à détecter.

Dans les points suivants, nous allons présenter brièvement les différentes méthodes existantes, pour pouvoir situer la méthode que nous avons utilisée dans ce travail de thèse.

### **4.1 Méthode de formation de faisceaux**

L'analyse spatiale, généralement nommée formation de faisceaux, fut développée par de nombreux auteurs[61]. Cette méthode consiste à remettre les signaux en phase pour une direction à détecter, puis à les sommer. Cette façon de faire est fondée sur l'espoir que la sommation des signaux remis en phase multipliera l'amplitude du signal utile d'un facteur bien plus important que celui appliqué à l'amplitude du bruit. Une extension de cette méthode est [62]. Si on utilise la somme et la différence d'une antenne monopulse tel que Thales pour sa 3<sup>e</sup> génération [92]. Les vecteurs de pondération sont alors choisis de manière à maximiser la puissance du signal dans une direction particulière. La puissance reçue est évaluée comme étant une fonction de l'angle d'arrivée sous certaines conditions, et les maxima de puissance obtenus dans le diagramme de puissance correspondent aux différentes directions d'arrivée des signaux.

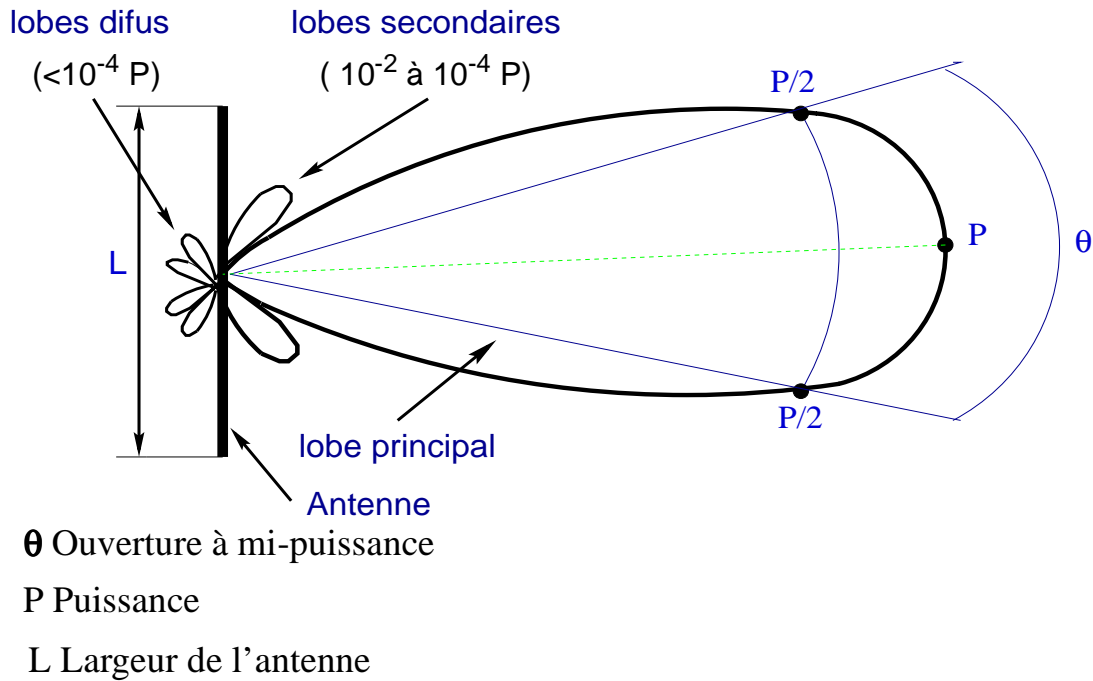


Figure 4.1: Diagramme de rayonnement

Sur la figure (4.1), nous remarquerons que s'il n'existait qu'un seul lobe et si la source se trouvait sur un point différent de la direction de la puissance maximale (par exemple  $P/2$ ), nous retrouverons une contrainte en plus, pour déterminer la position (droite ou gauche) par rapport à la puissance maximale. Donc, pour la détection des DDA, nous utiliserons un réseau d'antennes semblable à celui de la figure (4.2) qui présentera séquentiellement différents lobes très directifs pour avoir la meilleure résolution possible[5].

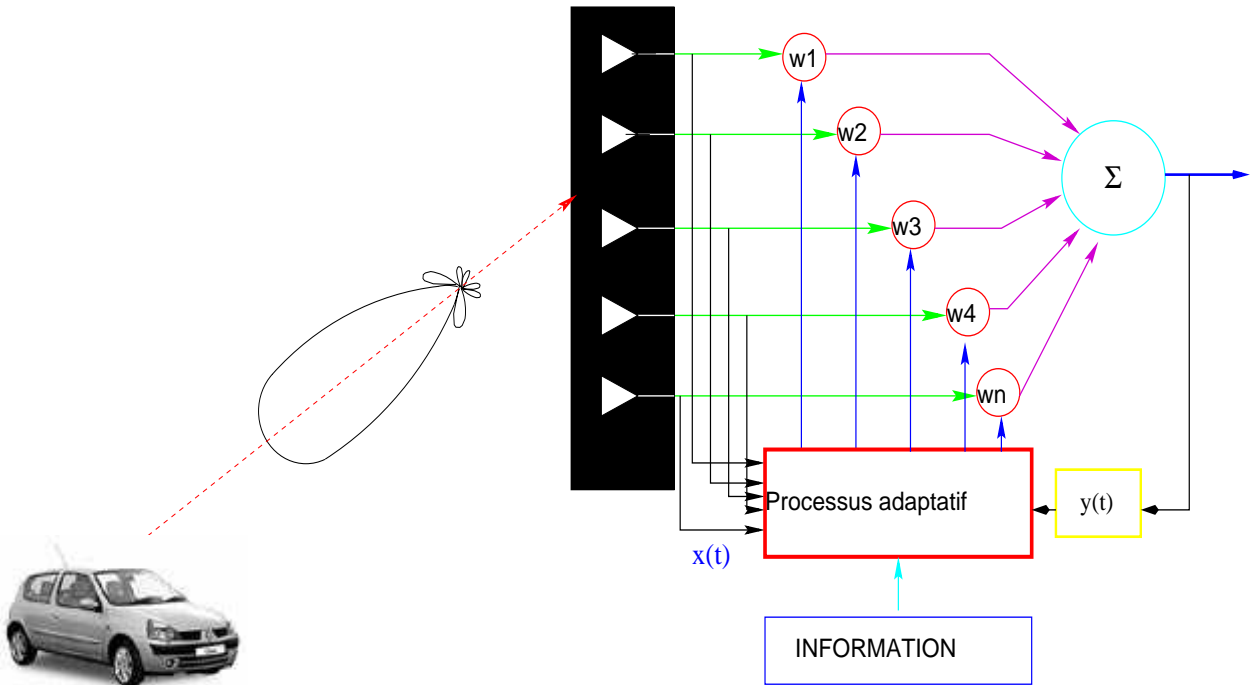


Figure 4.2: Système de détection de DDA par balayage électronique (méthode de formation de faisceaux ).

Si les performances obtenues par la méthode élémentaire de formation de faisceaux sont insuffisantes, il serait possible d'effectuer une pondération des signaux reçus par les différents capteurs avant de les sommer en phase. Cette opération permet, au prix d'un faible élargissement du lobe formé, de réduire considérablement le niveau des lobes secondaires[63].

#### **4.1.1. Principe de la méthode de formation de faisceaux**

Soit  $x_i(t)$  le signal reçu sur le  $i$ -ième capteur et  $w_i$  la pondération correspondante. Nous obtiendrons à la sortie du réseau d'antennes:

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t) = W^t X(t) \quad \text{Eq (4.1)}$$

où  $W=[w_1, w_2, \dots, w_N]^T$  représente le vecteur des pondérations complexes et  $X(t)=[x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]^T$  représente le vecteur signal.

La puissance "P" en sortie du réseau s'exprime alors sous la forme:

$$P_{FV} = E[|y(t)|^2] = W^H E[X^*(t)X^t(t)]W = W^H R_{xx} W \quad \text{Eq (4.2)}$$

Où  $R_{xx}$  représente la matrice de covariance du signal mesuré.  $W^H$  est le transposé conjugué de  $W$ .

Les maxima de  $P_{FV}$  donne les directions d'arrivée.

Nous avons vu que cette méthode consiste à réaliser un balayage électronique et à mesurer la puissance de sortie en fonction de la direction visée.

Si la résolution obtenue n'est pas suffisante pour la situation considérée, il est possible de mettre en oeuvre une formation de faisceaux adaptative ou méthode de Capon.

Ce méthode repose sur une hypothèse d'indépendance des sources; par conséquent, ses résultats sont mauvais dans un contexte de multitrajets.

#### **4.1.2. Méthode de Capon[64]**

Dans le cas précédent, si deux sources sont situées dans le même lobe principal, nous ne serons pas capable de détecter les deux sources, pourtant nous utiliserons la méthode de Capon, qui consiste à optimiser le vecteur de pondération afin de maximiser la contribution du signal de la DDA recherchée par rapport aux autres signaux.

Le principe de cette méthode reste identique à celui de la formation de faisceaux mais nous imposons une contrainte supplémentaire, celle de minimiser la puissance dans toutes les directions autres que celle visée, dans laquelle, nous forçons un gain de 1.

Donc, après le calcul des pondérations réalisé avec les multiplicateurs de Lagrange[65], nous pouvons obtenir l'expression de la puissance de la forme suivante:

$$P_{cap} = \frac{1}{a^H(\theta)R_{xx}^{-1}a(\theta)} \quad \text{Eq (4.3)}$$

$R_{xx}^{-1}$  étant l'inverse de la matrice de covariance du signal mesuré et  $a(\theta)$  le vecteur directeur qui contient la source à détecter.

En pratique, l'opération à effectuer consiste à estimer la matrice d'intercorrelation  $R_{xx}$  des signaux, puis à calculer pour chaque valeur de  $\theta$  le valeur de la puissance, pour déterminer le maximum, qui correspondra à la direction d'arrivée que nous voulons déterminer.

Un point à remarquer sera qu'en présence d'un très faible bruit blanc,  $R_{xx}^{-1}$  est dominée par le terme  $(1/\sigma^2)\Pi_s$ , avec  $\sigma^2$  une estimation de la variance du bruit et  $\Pi_s$  la matrice qui correspond au sous-espace signal, et la valeur de puissance  $P_{cap}^{-1}(\theta)$  reproduira le pseudo spectre de MUSIC, que nous verrons ultérieurement.

#### **4.2 Les Méthodes de haute résolution: Les méthodes du sous-espace bruit**

Le qualificatif de haute résolution a été donné aux méthodes de traitement d'antennes qui ont une meilleure résolution que la méthode de formation de faisceaux classique, commentée précédemment.

Les méthodes à haute résolution sont fondées sur les propriétés de la matrice de corrélation des observations qui ont été mises en évidence par les travaux de Pisarenko 1973 [66] et Ligett 1972 [67]. Pisarenko est le premier à avoir mis en évidence les propriétés importantes des vecteurs propres de la matrice de corrélation, qui a une structure de Toeplitz (pour des sources non corrélées). Pour comprendre la signification de la structure de Toeplitz, nous considérons un processus aléatoire stationnaire à temps discret  $x(n)$ . La matrice de covariance  $R_{xx}$  est une matrice de Toeplitz si  $R_{xx} = R_{xx}^H$  et les parallèles à la diagonale principale sont constituées de termes égaux en raison de la stationnarité du processus [68]. La méthode qu'il propose dans son article, fait intervenir un espace bruit réduit à un seul vecteur, ce qui revient à supposer que le nombre de sources est connu et égal au nombre de capteurs moins un, ce qui, en réalité, n'est pas toujours le cas. Ligett a été le premier à proposer l'utilisation des valeurs propres pour déterminer le nombre de sources à détecter, ainsi que la notion de sous-espace bruit et sous-espace signal, et le problème de l'identification à un modèle paramétrique de la matrice inter-spectrale mesurée (définie comme étant la transformée de Fourier de la matrice formée par les échantillons [68]). De plus, il a traité des aspects statistiques du problème d'estimation de la matrice inter-spectrale et du test de détection. Même de nos jours, [68] affirme que les propositions faites par Ligett sur l'estimation des matrices inter-spectrales, n'ont pas été pleinement exploitées. En 1976 Henri Mermoz [69] a contribué au développement des antennes adaptatives appliquées à l'acoustique sous-marine (sonars actifs et passifs). Il a démontré la structure algébrique de la matrice inter-spectrale et a répondu à la question de l'identification algébrique des paramètres qui forment la matrice telles que les valeurs propres non-nulles, et l'orthogonalité entre les vecteurs formant la matrice. Ces études ont conduit en 1979 Bienvenu et Kopp [70] à déterminer les DDAs en travaillant sur le sous-espace bruit orthogonal au champ de source, dans le cas d'une propagation par ondes planes et d'un réseau linéaire d'antennes. Indépendamment Schmidt [71] en 1979 a appliqué cette méthode et l'a baptisée MUSIC (MULTIPLE Signal Characterisation).

L'inconvénient de cette méthode apparaît en présence de sources corrélées, provoquant une dégradation très rapide de la détection des DDAs. Plusieurs solutions telles qu'un lis-

sage spatial ou une estimation progressive-rétroactive de la matrice de corrélation (Spatial Smoothing[72]) doivent être utilisées. Ces techniques diminueront l'angle d'ouverture dans lequel on pourra détecter les sources.

Il existe aussi des méthodes comme "la Méthode du maximum de vraisemblance" [73], plus efficace en présence de sources corrélées, mais beaucoup plus compliquée à mettre en oeuvre.

En conclusion, grâce à sa simplicité et ses performances MUSIC s'impose, et est l'algorithme le plus utilisé pour la détection des DDA actuellement .

#### **4.2.1. MUSIC ( MULTIPLE Signal Classification )**

Parmi toutes les méthodes de traitement du signal à haute résolution utilisées pour l'estimation des angles d'arrivée, la méthode MUSIC [71] est celle qui est mise en oeuvre le plus souvent.

Cette méthode qualifiée de "haute résolution" est fondée sur la décomposition propre de la matrice de covariance des signaux issus des capteurs  $R_{xx}$ . Cette décomposition permet de définir un sous-espace signal et un sous-espace bruit :

-Le vecteurs propres engendrent le "sous-espace signal" identique à celui engendré par les vecteurs directionnels des sources.

-Tous les autres vecteurs engendrent le sous-espace bruit, orthogonal aux précédents.

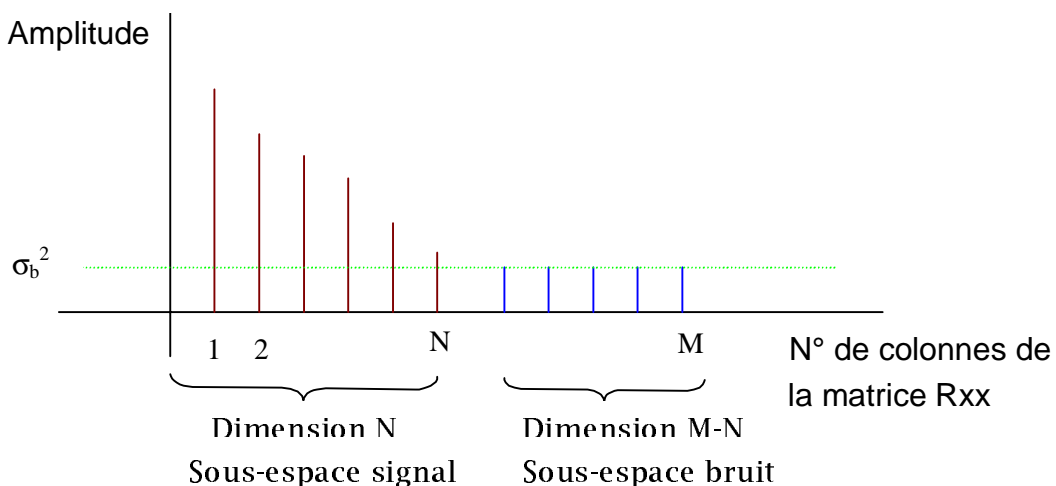


Figure 4.3: Représentation des valeurs propres de  $R_{xx}$ .

Nous pouvons voir sur la figure (4.3) la représentation des deux sous-espaces et le seuil ( $\sigma_b^2$ ) utilisé pour calculer le nombre de signaux à détecter.



### 4.2.2. Principe de l'algorithme MUSIC

MUSIC est un algorithme utilisé pour exploiter les signaux reçus par les  $M$  capteurs identiques d'un réseau d'antennes, ceux-ci constituent les composantes du vecteur  $x(t)$ , qui représente la superposition de  $N$  signaux  $s_N(t)$ , émis par  $N$  sources indépendantes, et un bruit  $b(t)$ .

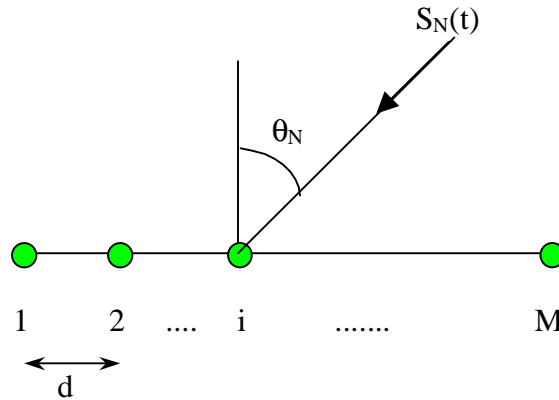


Figure 4.4: Représentation des  $M$  capteurs en présence des  $N$  signaux à détecter (avec  $M > N$ )

Soit  $P_k$  la puissance du  $k$ -ième signal, nous avons:

$$P_k = E[|s_k(t)|^2] \quad \text{Eq (4.4)}$$

$k=1,2,\dots,M$  étant le nombre de capteur.

Le signal  $x_i$  de sortie du capteur  $i$  ( $i=1,2,\dots,N$ ), peut alors s'écrire comme étant la somme de  $N$  sources à laquelle s'ajoute un bruit:

$$x_i = \sum_{i=1}^M s_N(t) e^{-j\varphi_N} + b_i(t) \quad \text{Eq (4.5)}$$

où

$x_i(t)$  est le signal reçu par le capteur  $i$ .

$b_i(t)$  est le bruit complexe sur le capteur  $i$ .

$s_N(t)$  est le  $N$ -ième signal.

$N$  étant le nombre de DDA que nous sommes capables de détecter avec  $M$  capteur,  $N$  étant ( $\leq M-1$ ).

$\varphi_N$  est le déphasage électrique introduit par la géométrie du réseau au niveau du capteur  $i$

pour le N-ième signal .

Si nous utilisons la notation vectorielle, nous écrivons l'expression précédente sous la forme:

$$x_m = As + B \quad \text{Eq (4.6)}$$

avec  $s=[s_1(t),s_2(t),\dots,s_M(t)]^T$

$B=[b_1(t),b_2(t),\dots,b_N(t)]^T$

$A=[a(\varphi_1),a(\varphi_2),\dots,a(\varphi_M)]$

avec  $a(\theta_k)$  le vecteur directeur qui contient les sources à détecter.

Avec les M données de mesure échantillonnées à "L" instants dans le temps, nous pourrions former la matrice de covariance  $R_{xx}$  suivante:

$$R_{xx} = \sum_{i=1}^L x_m \cdot x_m^H \quad \text{Eq (4.7)}$$

où l'exposant H correspond à la transconjuguée de x.

Pour appliquer l'estimateur MUSIC, cette matrice sera décomposée en deux sous-espaces, le sous-espace signal qui contient les valeurs propres de  $R_{xx}$  et le sous-espace bruit. Lorsque les signaux à détecter sont non cohérents, chaque vecteur du sous-espace signal est orthogonal au sous-espace bruit. L'estimateur représenté ci-dessous (eq4.8), calcule les valeurs minimales qui correspondront aux angles d'arrivée des sources à détecter.

$$P_{MUS} = \frac{1}{a^H(\theta_i)\hat{\Pi}_b a(\theta_i)} \quad \text{Eq (4.8)}$$

$\Pi_b$ = matrice qui correspond au sous-espace bruit.

$a(\theta)$ =le vecteur directeur

### **4.3 Modélisation du signal**

Pour réaliser les simulations sur matlab, nous avons utilisé un modèle du signal, qui nous a permis de vérifier la possibilité de détecter les DDAs avec notre système.

Si nous considérons N sources ponctuelles, le signal modélisé à la sortie du réseau des M antennes, avec  $M>N$ , sera de la forme suivante:

$$x_M(t) = \sum_{n=1}^N a(\theta_n) s_n(t) + b(t) \quad \text{Eq (4.9)}$$

Nous avons réalisé plusieurs suppositions, en premier lieu les composantes du bruit sont supposées indépendantes de capteur à capteurs, de variance égale à  $\sigma_b^2$  et les sources à détecter  $s_n(t)$  sont supposées indépendantes du bruit  $b(t)$ , donc la matrice de covariance sera représentée comme:

$$R_{xx} = R_y + R_b = A(\theta_n) R_s A(\theta_n)^H + \sigma_b^2 I \quad \text{Eq (4.10)}$$

où  $R_{xx}$  est la matrice de covariance des observations,  $R_y$  est la matrice de covariance des observations sans bruit,  $R_s$  est la matrice de covariance des sources,  $R_b$  est la matrice de covariance du bruit,  $\theta_n$  sont les DDAs que nous voulons déterminer,  $I$  est la matrice identité et  $\sigma_b^2$  est la variance du bruit.

Comme nous avons dit précédemment, le nombre d'antennes dans le réseau, est supérieur au nombre de sources à détecter et le système d'équations est non ambiguë, c'est-à-dire que pour un ensemble de  $N$  angles d'arrivée, la matrice des vecteurs directeurs  $[a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_n)]$  doit être de rang plein, ce qui implique que les signaux à détecter seront non corrélés.

Après la formation de la matrice de covariance comme nous avons vu précédemment, nous diviserons cette matrice en deux sous-espaces:

- 1.- le sous-espace signal (les vecteurs propres de la matrice de covariance)
- 2.- la matrice de projection sur le sous-espace bruit calculée à partir de:

$$\Pi_b = I - \Pi_s \quad \text{Eq (4.11)}$$

$\Pi_s$  étant la matrice de projection sur le sous-espace signal formé par les valeurs propres calculées, et  $I$  la matrice identité.

#### **4.4 Principe de détection de la DDA avec un réseau d'antennes et un réseau de "cinq-port" (FPR)**

La technique proposée pour déterminer les DDAs a été un récepteur que nous appelons "quasi" homodyne, c'est à dire que le traitement du signal sera appliqué aux composantes basses fréquences du signal en bande de base. Théoriquement, le signal radio fréquence donnant la DDA peut être estimé en utilisant deux antennes et un seul Réflectomètre FPR

[74]. Sur la figure (4.5A), nous pouvons voir le masque du FPR à 2GHz, avec les signaux d'entrée RF IN1 et IN2, IN1 étant le signal provenant de l'oscillateur local et IN2 la combinaison des signaux reçus. Un traitement mathématique de la tension de sortie, nous permettra d'obtenir la relation complexe entre les signaux IN1 et IN2 [74].

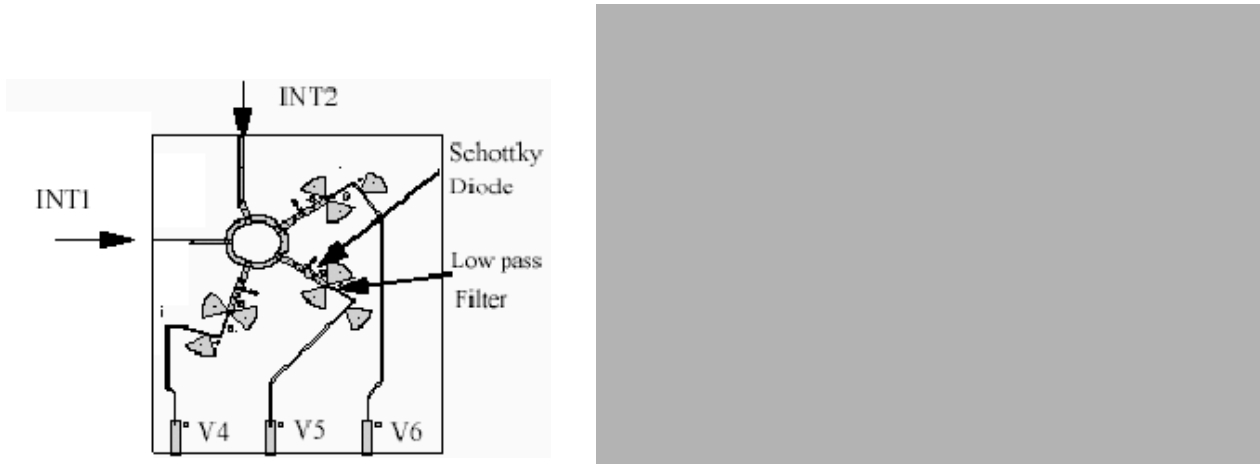


Figure 4.5: A)Masque du FPR B) Système de détection des DDAs

Nous décrivons sur la figure (4.5.B), la technique de mesure des directions d'arrivées (DDAs) de (N) sources appliquées au système de télécommunication, en utilisant l'algorithme MUSIC [71] pour la détermination des DDAs. Ce système est composé d'un réseau de n antennes et d'un réseau de n FPRs. L'oscillateur local de même fréquence que le signal de réception c'est à dire 2GHz, sera injecté comme nous avons vu précédemment, sur IN1 et la sortie des antennes aux entrées IN2 du réseau FPR (figure (4.5.A)).

Le signal de l'oscillateur local sera la suivant:

$$OL(t) = A_{OL} e^{(j2\Pi f_c t)} \tag{Eq (4.12)}$$

Avec  $f_c$  la fréquence centrale et  $A_{OL}$  l'amplitude du signal à 0dBm.

Et le signal  $y_M$  reçu par l'antenne M du réseau d'antennes sera:

$$y_M(t) = \left( \sum_{i=1}^N \xi_i \right) e^{j2\Pi f_c t} + n(t) \tag{Eq (4.13)}$$

N étant le nombre de source à détecter et est égal à (n-1) au maximum avec n le nombre d'antennes du système.  $f_c$  la fréquence centrale et  $n(t)$  le bruit gaussien complexe.

$$\xi_i = A_i e^{j\Psi_i} e^{j(M-1)\varphi_i + \varphi_{ref}} \quad \text{Eq (4.14)}$$

$A_i$  étant l'amplitude des différents signaux reçus,  $\varphi_i = (2\pi d/\lambda_c)\cos\theta_i$  la différence de phase entre les différents systèmes de réception, qui contient l'information de la phase, la distance et la vitesse de la cible,  $d$ : la distance entre les antennes formant un réseau linéaire,  $\lambda_c = c/f_c$  avec  $c$ : la vitesse de la lumière et  $\theta_i$ : les DDA à détecter.  $\Psi$  est une phase aléatoire du signal, qui nous permettra d'avoir des signaux non corrélés.  $\varphi_{ref}$  est la phase de la première antenne.

Les FPR nous donnent la relation complexe entre les deux ondes RF suivante:

$$x_M(t) = \frac{y_M(t)}{OL(t)} \quad \text{Eq (4.15)}$$

Et à la sortie du réseau FPR nous obtiendrons l'équation suivante:

$$x_M(t) = \sum_{i=1}^N \zeta_i e^{j(M-1)\varphi_i + \varphi_{ref}} + n'(t) \quad \text{Eq (4.16)}$$

avec  $\zeta_i$  et  $n'(t)$  obtenus de la résolution des équations précédentes entre (4.14) et (4.15). Ces  $n$  données de mesure,  $(x_M(t), M=1, \dots, n)$  associées aux  $n$  FPRs, peuvent être écrites en fonction des vecteurs directeurs  $a(\theta_i)$ , qui contiennent l'information nécessaire pour pouvoir détecter la direction d'arrivée.

$$\mathbf{X}(t) = \sum_{i=1}^N \zeta_i a(\theta_i) + n'(t) \quad \text{Eq (4.17)}$$

le vecteur directeur associé est le suivant:

$$a(\theta_i) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\varphi_i} \\ e^{j2\varphi_i} \\ \dots \\ e^{j(M)\varphi_i} \end{bmatrix} \quad \text{Eq (4.18)}$$

avec les  $n$  mesures réalisées, échantillonnées à  $L$  instants de temps, nous formerons la

matrice de covariance  $R_{xx}$ , comme nous avons vu dans le point §4.2 (eq 4.7). A partir de la matrice de covariance, nous retrouverons les deux sous-espaces (eq 4.11) et nous appliquerons l'estimateur MUSIC (eq 4.8).

### **4.5 Simulation réalisée**

Nous avons réalisé en premier lieu, des simulations du système sur matlab pour valider la méthode, en utilisant le modèle mathématique présenté précédemment (4.5), ensuite nous avons réalisé une petite comparaison des algorithmes d'estimation des DDAs, pour vérifier que MUSIC était le plus adéquat pour notre application.

En deuxième lieu, nous allons présenter les différentes simulations réalisées sur le logiciel ADS(Advanced Design System) et nous allons les comparer avec des mesures réalisées sur un système sur table, que nous détaillerons ultérieurement.

#### **4.5.1. Simulation sur Matlab**

Par la suite, nous allons présenter le système à simuler en regardant les programmes qui nous ont servi pour réaliser la simulation.

Notre système est composé de quatre antennes de réception ( $a_1, a_2, a_3, \text{ et } a_4$ ) et trois signaux à détecter ( $\alpha, \beta, \gamma$ ), avec  $M=4$  et  $N=3$ ,  $M$  étant le nombre d'antennes réceptrices et  $N$  les DDAs comme nous observons sur la figure (4.5B).

Les signaux à détecter sont supposés des sources ponctuelles avec une fréquence égale à 2GHz. Pour simplifier la simulation sur Matlab, nous avons utilisé comme sources ponctuelles, des signaux modulés en "QPSK" ( Quadrature Phase Shift Keying ), mais nous verrons ultérieurement avec la simulation réalisée sur ADS, que les résultats sont identiques si nous utilisons des signaux CW ( Continuous Wave ).

Les signaux de sorties des 4 antennes ( $a_1, a_2, a_3 \text{ et } a_4$ ) à un instant de temps "t", forment une ligne d'une matrice (A) (eq4.19). Les vecteurs colonnes de cette matrice, pour tous les échantillons doivent former une base, pour que les composantes du bruit soient indépendantes entre les capteurs comme nous avons expliqué en §4.2.

Matrice A

Eq (4.19)

$$\begin{aligned}
 a(1,1) &= \alpha e^{j2\pi f_s(1)t} + \beta e^{j2\pi f_s(2)t} + \gamma e^{j2\pi f_s(3)t} \\
 a(2,1) &= \alpha e^{j\varphi_1} e^{j2\pi f_s(1)t} + \beta e^{j\varphi_2} e^{j2\pi f_s(2)t} + \gamma e^{j\varphi_3} e^{j2\pi f_s(3)t} \\
 a(3,1) &= \alpha e^{j2\varphi_1} e^{j2\pi f_s(1)t} + \beta e^{j2\varphi_2} e^{j2\pi f_s(2)t} + \gamma e^{j2\varphi_3} e^{j2\pi f_s(3)t} \\
 a(4,1) &= \alpha e^{j3\varphi_1} e^{j2\pi f_s(1)t} + \beta e^{j3\varphi_2} e^{j2\pi f_s(2)t} + \gamma e^{j3\varphi_3} e^{j2\pi f_s(3)t}
 \end{aligned}$$

avec  $f_s = [2000000000; 2000000000; 2000000000]$  la fréquence centrale des trois sources à détecter.

Les valeurs de  $\alpha$ ,  $\beta$  et  $\gamma$  sont données par les formules suivantes:

Eq (4.20)

$$\begin{aligned}
 &alea = \text{rand}(4); \\
 &\alpha = \text{gain}(1) * \text{qpsk}(1 + \text{round}(alea(1,1) * 3)); \\
 &\beta = \text{gain}(2) * \text{qpsk}(1 + \text{round}(alea(1,2) * 3)); \\
 &\gamma = \text{gain}(3) * \text{qpsk}(1 + \text{round}(alea(1,3) * 3));
 \end{aligned}$$

La fonction Matlab "rand(4)" donne une matrice carrée aléatoire et la fonction round(S) nous donnera la valeur par excès.

La valeur du gain pour les différentes sources sera donnée par:

$$\text{gain} = \left[ A_s(1) e^{j\text{phase}(1)}; A_s(2) e^{j\text{phase}(2)}; A_s(3) e^{j\text{phase}(3)} \right]; \quad \text{Eq (4.21)}$$

$A_s$  étant le vecteur colonne [1;1;1], qui contient les différentes valeurs d'amplitude des signaux à détecter et "phase" le vecteur colonne de valeur [0;0;0]\*pi/180.

La fonction QPSK sera de la forme suivante:

Eq (4.22)

$$\begin{aligned}
 &qp = \sin(\pi/4); \\
 &\text{qpsk} = [qp + j * qp; qp - j * qp; -qp - j * qp; -qp + j * qp];
 \end{aligned}$$

Grâce à la propriété de la fonction rand(S), la première colonne de la matrice, nous don-

nera aléatoirement les points respectifs d'une QPSK, par conséquent,  $\alpha$ ,  $\beta$  et  $\gamma$  auront trois valeurs différentes correspondantes à trois phases aléatoires par échantillon, et suivent une permutation, de façon que  $\alpha$ ,  $\beta$  et  $\gamma$  prennent chacune quatre valeurs différentes avec les quatre phases des quatre points de la QPSK.

Nous formons ainsi la matrice "abg" formée par trois colonnes ( $\alpha, \beta, \gamma$ ) et quatre lignes données par la fonction aléatoire.

On aura :

$$A = abg \times \begin{bmatrix} e^{2jf_s(1)t} & e^{j\varphi_1} e^{2jf_s(1)t} & e^{j\varphi_2} e^{2jf_s(2)t} & e^{j\varphi_3} e^{2jf_s(3)t} \\ e^{2jf_s(1)t} & e^{2j\varphi_1} e^{2jf_s(1)t} & e^{2j\varphi_2} e^{2jf_s(2)t} & e^{2j\varphi_3} e^{2jf_s(3)t} \\ e^{2jf_s(2)t} & e^{3j\varphi_1} e^{2jf_s(1)t} & e^{3j\varphi_2} e^{2jf_s(2)t} & e^{3j\varphi_3} e^{2jf_s(3)t} \end{bmatrix} \quad \text{Eq (4.23)}$$

$$A = (A(1, 1), A(2, 1), A(3, 1), A(4, 1)) = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \beta_1 & \gamma_1 \\ \alpha_2 & \beta_2 & \gamma_2 \\ \alpha_3 & \beta_3 & \gamma_3 \\ \alpha_4 & \beta_4 & \gamma_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{2jf_s(1)t} & e^{j\varphi_1} e^{2jf_s(1)t} & e^{j\varphi_2} e^{2jf_s(2)t} & e^{j\varphi_3} e^{2jf_s(3)t} \\ e^{2jf_s(1)t} & e^{2j\varphi_1} e^{2jf_s(1)t} & e^{2j\varphi_2} e^{2jf_s(2)t} & e^{2j\varphi_3} e^{2jf_s(3)t} \\ e^{2jf_s(2)t} & e^{3j\varphi_1} e^{2jf_s(1)t} & e^{3j\varphi_2} e^{2jf_s(2)t} & e^{3j\varphi_3} e^{2jf_s(3)t} \end{bmatrix} \quad \text{Eq (4.24)}$$

Les quatre points de la QPSK peuvent être écrits sous la forme:

$$\begin{aligned} 1 \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} &= \frac{\sqrt{2}}{2}(1+j) = A_{abg} & 1 \cdot e^{j\frac{3\pi}{4}} &= \frac{-\sqrt{2}}{2}(1-j) = A_{abg} \cdot j \\ 1 \cdot e^{j\frac{5\pi}{4}} &= \frac{-\sqrt{2}}{2}(1+j) = -A_{abg} & 1 \cdot e^{j\frac{7\pi}{4}} &= \frac{\sqrt{2}}{2}(1-j) = -A_{abg} \cdot j \end{aligned} \quad \text{Eq (4.25)}$$

$$abg = A_{abg} \begin{bmatrix} 1 & j & -1 \\ j & -1 & -j \\ -1 & -j & 1 \\ -j & -1 & j \end{bmatrix} \quad \text{Eq (4.26)}$$

$$A_{abg} = \frac{\sqrt{2}}{2}(1+j) = 1 \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} \quad \text{Eq (4.27)}$$



A partir de la matrice A, on calcule pour chaque observation, le vecteur  $X=[x_1;x_2;x_3;x_4]$  donné par le rapport entre le signal reçu et l'oscillateur local, par les formules:

Eq (4.28)

$$\begin{aligned}x_1 &= a_{11}/a_2 = k_1'(t) e^{j\varphi_1} + k_2'(t) e^{j\varphi_2} + k_3'(t) e^{j\varphi_3}; \\x_2 &= a_{12}/a_2 = k_1'(t) e^{j2\varphi_1} + k_2'(t) e^{j2\varphi_2} + k_3'(t) e^{j2\varphi_3}; \\x_3 &= a_{13}/a_2 = k_1'(t) e^{j3\varphi_1} + k_2'(t) e^{j3\varphi_2} + k_3'(t) e^{j3\varphi_3}; \\x_4 &= a_{14}/a_2 = k_1'(t) e^{j4\varphi_1} + k_2'(t) e^{j4\varphi_2} + k_3'(t) e^{j4\varphi_3};\end{aligned}$$

avec :

$$a_2 = A_{OL} e^{j2\pi f_{ol} t} \quad \text{Eq (4.29)}$$

$A_{ol}$  étant l'amplitude du signal de l'oscillateur local et égale à 1 et  $f_{ol}$  la fréquence de l'oscillateur local égal à 2GHz;

Après le rapport, nous obtenons les vecteurs X qui contiennent l'information utile des sources à détecter. Ensuite, nous formons la matrice de covariance des observations  $R_{xx}$  (eq.4.7) avec les n données échantillonnées à "L" instants dans le temps, comme le montre l'équation (4.30) suivante:

Eq (4.30)

$$\begin{aligned}R_x &= 0; && \% \text{initiation de la variable} \\ \text{for } i &= 1:L \\ R_{xx} &= R_x + X * X^T + \sigma_b^2 * I(N); \\ \text{end}\end{aligned}$$

où  $\sigma_b^2 * I(N)$  est le bruit gaussien blanc du système.

Nous calculerons le rapport signal sur bruit en sachant que la puissance d'une sinusoïde d'amplitude A est égale à  $P=A^2/2$  et la variance de bruit sera égale à  $\sigma_b^2 = A^2/2r_p$ , où  $r_p$  est le rapport de la puissance du signal sur la puissance de bruit ( $10\log_{10}(r_p)=RSN$ ).

Si par exemple, nous sélectionnons pour notre simulation la valeur de  $r_p$  égal à 1, nous appliquerons un  $RSN=0$  dB.

Nous avons dit dans le paragraphe (4.2.2), que la matrice des vecteurs directionnels est de rang plein. Nous pouvons dire qu'une matrice est de rang plein si ses colonnes sont linéairement indépendants.

Si pour notre simulation nous avons trois sources à détecter (décorrélées entre elles), la

matrice des vecteurs directionnels sera de rang plein, donc si nous calculons le rang, il sera de valeur 3, montrant que les trois colonnes qui représentent les trois sources sont indépendantes entre elles.

Ensuite, nous calculerons à l'aide de la fonction eig de Matlab les vecteurs propres de la matrice de covariance, ce qui nous permettra de déduire la matrice de projection sur le sous-espace bruit (eq. 4.11). Nous continuons par appliquer l'estimateur Music(eq.4.8) pour obtenir les DDA's souhaitées.

Un exemple de détection des DDA's avec ce logiciel sera:

Eq (4.31)

```

theta=[10, 25, 100]
doa=theta*pi/180;
for k=1:3
    phi(k)=pi*cos(doa(k))*f_s(k)/f_max;
end

```

avec  $\theta$  les directions à détecter et  $k$  le nombre de sources à détecter et  $\phi$  la différence de phases entre les antennes.

Les résultats obtenus avec l'utilisation de l'algorithme MUSIC, sont présentés sur la figure 4.6. Nous pouvons voir que pour la simulation de trois directions d'arrivée de valeurs  $10^\circ$ ,  $25^\circ$  et  $100^\circ$ , les signaux ayant tous la même fréquence de 2GHz, nous obtenons les résultats désirés.

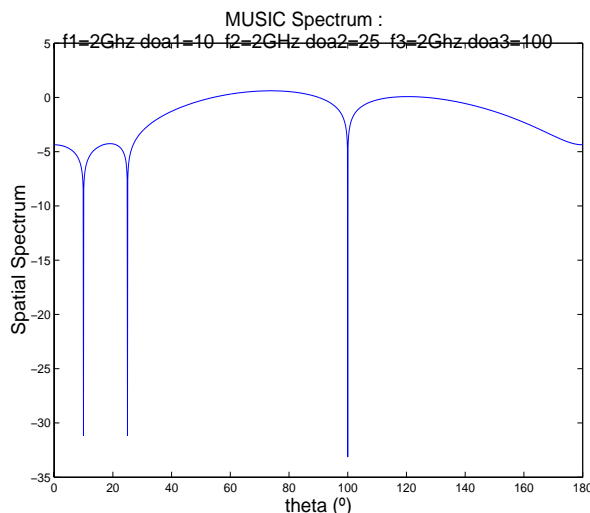


Figure 4.6: DDA's avec Music ( $r_p=2.5$ ,  $\sigma^2=0.2$  et  $RSB=3.9dB$ )

En conclusion, nous pouvons dire que la simulation de notre système réalisée avec le

logiciel matlab, nous a permis de vérifier la possibilité d'utiliser notre système comme détecteur des différentes directions d'arrivée. Nous avons aussi vérifié la dégradation du système due à la corrélation des signaux. En conséquence, nous remarquons que dans ce cas il faut, comme nous verrons ultérieurement, utiliser un autre algorithme qui permettra la décorrélation des signaux.

Par la même occasion, nous avons vérifié les programmes de traitement du signal ( Application de l'algorithme Music ), générés en matlab.

Par la suite, nous pouvons penser à la réalisation de notre système radar réel, qui pourra être utilisé comme détecteur de directions d'arrivée des différents obstacles présents sur la route.

#### **4.5.2 Comparaison des différents algorithmes de traitement pour l'obtention des DDAs**

Dans un premier abord, nous avons utilisé l'algorithme Music, parce qu'il est très utilisé sur les dernières publications pour la détermination des DDAs [75,76,77,78,79], mais nous avons aussi cherché à comparer différents algorithmes pour vérifier, si MUSIC était le plus adéquat pour notre application. Donc, nous avons comparé les méthodes et les algorithmes "beamforming" ou méthode de formation de faisceaux [61], "Capon" [64] et "Music"[71].

Nous allons faire une première simulation de trois sources décorrélées (DDAs) à la même fréquence de 2GHz, très distantes entre elles. Pour cela, nous avons choisi  $\theta$  égale à [ 5; 60; 160] et nous avons utilisé la simulation des quatre antennes de réception présentées précédemment. Le gain des signaux est égal à 1 et le bruit est de valeur quadratique moyenne ( $\sigma^2=1$ ), pour un rapport signal sur bruit choisi de 3dB.

Nous pouvons observer sur la figure (4.7), que les trois méthodes d'estimation des DDAs présentées sur le tableau (4.1) sont capables de détecter les trois directions, mais que la méthode de formation de faisceaux sera celle qui donne une résolution très mauvaise par rapport aux autres méthodes.

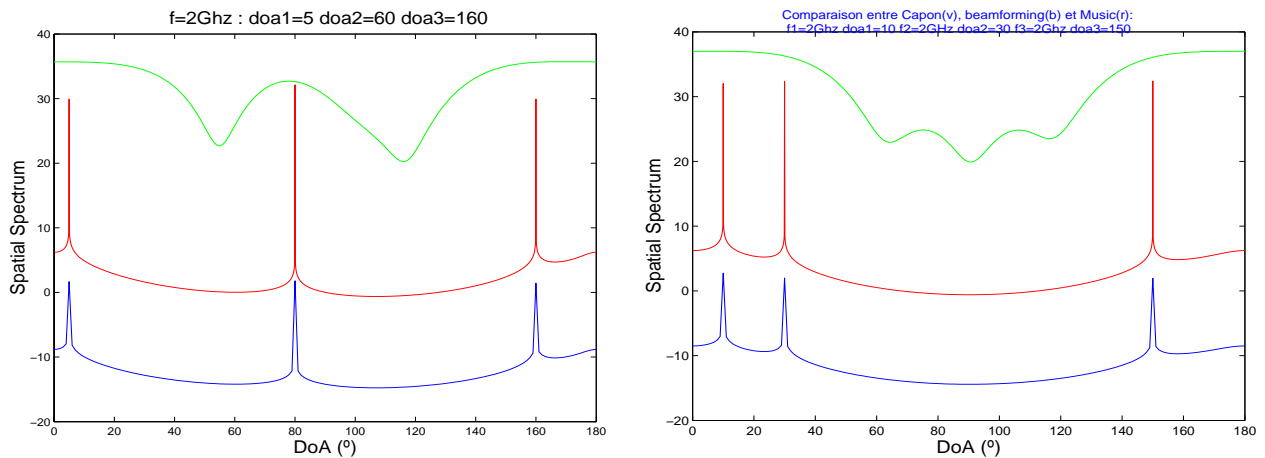


Figure 4.7: Comparaison des trois algorithmes avec  $\theta$  égal à [5, 60, 160] et  $\theta$  égal à [5, 10, 30]

Maintenant, nous allons utiliser les mêmes programmes que précédemment, pour réaliser plusieurs vérifications. Les valeurs de DDAs choisies sont  $\theta = [10, 30, 150]$  et nous avons approché les valeurs de deux des trois DDAs pour vérifier si les algorithmes sont capables de discerner les différentes DDAs. Le rapport signal sur bruit reste identique à celui utilisé lors de la simulation précédente.

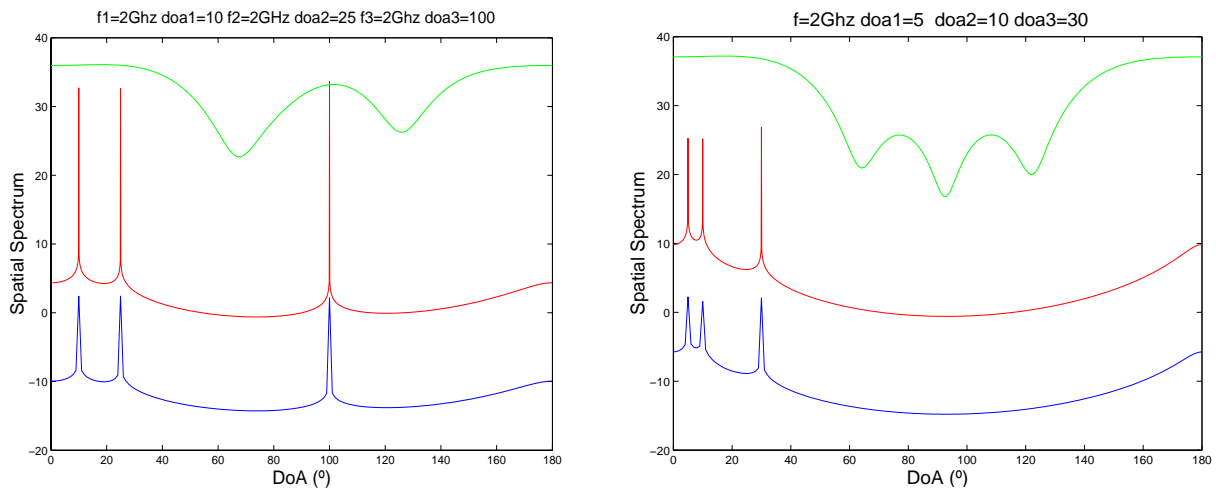


Figure 4.8: Comparaison entre les trois algorithmes

Le résultat présenté sur la figure (4.8) nous montre que la méthode de formation de faisceaux (beamforming) n'arrive plus à discerner les DDAs qui se trouvent proches. Ce problème arrive si deux DDAs sont détectées sur le même lobe, c'est à dire, que la résolution de la méthode de détection n'est pas suffisante pour les différencier. Par contre, les autres algorithmes détectent correctement les directions.

Pour l'expérience suivante, nous avons diminué l'écart entre les deux premières et la troisième DDA  $\theta=[10, 25, 100]$ . Nous pouvons observer que la méthode de beamforming, arrive à détecter deux DDA, mais il apparaît une troisième direction inexistante. Nous avons trouvé l'explication[63] quand nous avons réalisé une simulation avec  $\theta=[5, 10, 30]$ . Nous pouvons observer sur la figure (4.8) une seule DDA pour les trois sources, à cause du rapprochement entre les sources, nous pouvons nous attendre à ce résultat, vu la mauvaise résolution de la méthode de beamforming, mais nous obtenons aussi une autre DDA de valeur  $''(360-\theta)''$  inexistante. Selon[63], cette valeur  $(360-\theta)$  provient du fait que pour deux orientations du faisceau, la puissance détectée reste à peu près identique du fait que les sources sont proches et que la largeur du faisceau est grande. Donc pour avoir plus de résolution, il faut utiliser la méthode de Capon et les méthodes de haute résolution comme MUSIC; nous observons pour toutes les simulations que les résultats sont très similaires entre les deux méthodes.

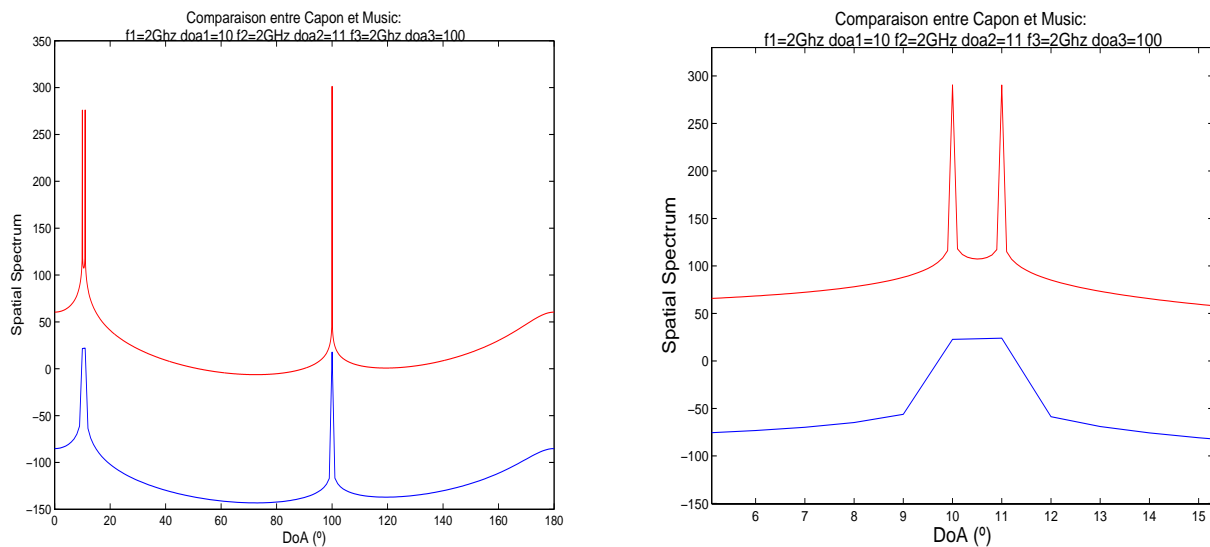


Figure 4.9: Représentation de la simulation avec matlab de 3 DDAs avec Capon et music.

Pour vérifier le pouvoir de discrimination des algorithmes Capon et Music, nous avons approché deux des DDAs, et nous avons analysé les résultats donnés par les algorithmes. La valeur de la variable  $\theta$  sera maintenant égale à  $[10, 11, 100]$ . Nous pouvons observer sur la figure 4.9, que l'algorithme Music est capable de discerner deux DDAs très proches, mais par contre l'algorithme Capon, n'arrive plus à faire la différence entre les deux directions, donc si nous appliquons cet algorithme, nous perdrons l'information quand les cibles seront très proches.

Pour cela, nous avons pris la décision d'utiliser l'algorithme Music, dans notre étude d'un système de détermination de DDAs, constitué d'un réseau d'antennes et d'un réseau de FPR.

#### 4.6 Tableau récapitulatif

Sur le tableau (4.1), nous pouvons trouver les différents estimateurs appliqués précédem-

<b><u>Différentes Méthodes</u></b>	<b>Précision</b>	<b>Simplicité d'application</b>	<b>Estimateur pour l'obtention des DDAs</b>
<b>Méthode de formation de faisceaux</b>	Très mauvaise	Inutile pour une application multicible	$P_{FV} = a^H(\theta)R_{xx}a(\theta)$
<b>Méthode de Capon</b>	En simulation: quelques °	Simple à appliquer, mais moins adapté pour notre système.	$P_{cap} = \frac{1}{a^H(\theta)R_{xx}^{-1}a(\theta)}$
<b>Méthode de haute résolution. Algorithme MUSIC</b>	Très bonne. Par simulation: inférieure au °	Très simple à appliquer sur notre système	$P_{MUS} = \frac{1}{a^H(\theta_i)\hat{\Pi}_b a(\theta_i)}$

Table 4.1: Récapitulatif des différents algorithmes de traitement pour la détection des DDAs.

ment. Nous avons remarqué qu'entre les différents estimateurs "Music" a la meilleur précision et il est très simple à implementer sur notre système. Donc nous avons décidé d'utiliser "Music" pour la suite de nos expériences.

Après le choix du traitement du signal que nous allons utiliser, nous étudions les dispositifs qui nous permettent de réaliser les mesures des signaux RF, ils sont:

un détecteur synchrone IQ (In phase and Quadrature detectors): ses inconvénients majeurs sont qu'il y est difficile de maintenir la relation de phase ( $0^\circ$  et  $90^\circ$ ) entre l'oscillateur local et le signal R.F, et de compenser les DC offsets .

un détecteur hétérodyne (analyseurs de réseaux commerciaux HP, wiltron,...): cette solution est chère pour un système de télécommunication

un système FPR : son avantage est qu'il est réalisable en technologie monolithique intégrée et qu'une procédure d'auto-étalonnage permet d'utiliser des composants R.F. de qualité moyenne .

En conclusion, nous avons choisi le dispositif «FPR» (§2) facile à réaliser dans notre laboratoire. Comme nous avons montré dans le chapitre 3, nous étions capables de détecter la

distance et la vitesse d'une cible. Nous avons vu précédemment comment nous implémentons le «FPR» pour déterminer la direction d'arrivée, par la suite.

#### **4.6.1-Etude de l'influence du couplage entre les antennes**

La précision sur la mesure des directions d'arrivée, dépend du couplage entre les antennes qui varie en fonction de l'angle incident. [80] montre qu'il est possible de considérer cette difficulté, si nous supposons que les antennes imprimées ont les mêmes propriétés de rayonnement. En pratique, le signal  $y'_i$  incident sur l'antenne:

$$y_i = g_i(\theta) \cdot y'_i \quad \text{Eq (4.32)}$$

avec  $g_i(\theta)$ , le facteur de réseau, qui prend en compte la désadaptation de l'antenne et le couplage mutuel entre les antennes.

Auparavant, tous les calculs ont été fait en considérant que  $g_i(\theta)=1$ .

De nombreux articles [63,81,82,83,84] traitent de la calibration du réseau d'antennes afin de déterminer  $g_i(\theta)$ , quel que soit la DDA,  $\theta$ .

[80] a montré que la procédure de calibrage de SPR permet d'englober la valeur de  $g$  dans les constantes de calibrage du SPR. A cette fin [80] fait deux hypothèses:

-le réseau d'antenne est constitué de deux antennes ( $i=2$ ) et donc ne détermine qu'une seule DDA,  $\theta$ .

-les antennes imprimées ont les mêmes propriétés de rayonnement, c'est à dire que :

$$g_1(\theta) = c g_2(\theta) \quad \text{Eq (4.33)}$$

$c$  étant une constante indépendante de  $\theta$ .

Dans le cas où le nombre d'antenne  $i$  est supérieur à deux, on peut faire l'hypothèse que:

$$\begin{aligned} g_i(\theta) &= c g_{i+1}(\theta) \\ &= c g_{i-1}(\theta) \end{aligned} \quad \text{Eq (4.34)}$$

et que l'influence du couplage est négligeable pour les antennes ( $i+2$ ) et ( $i-2$ ). On pourra placer des antennes chargées sur  $50\Omega$  (Dummy antenna) pour satisfaire cette condition.

Ce travail n'est pas encore réalisé et sera difficile en pratique car le couplage entre les antennes est faible (voir chapitre 3).

**4.6.2 Simulation sur ADS (Advanced Design System)**

Après la modélisation sur matlab, nous avons réalisé une simulation sur ADS en même temps que des mesures sur table, pour pouvoir mettre en relation les résultats obtenus par mesure et par simulation.

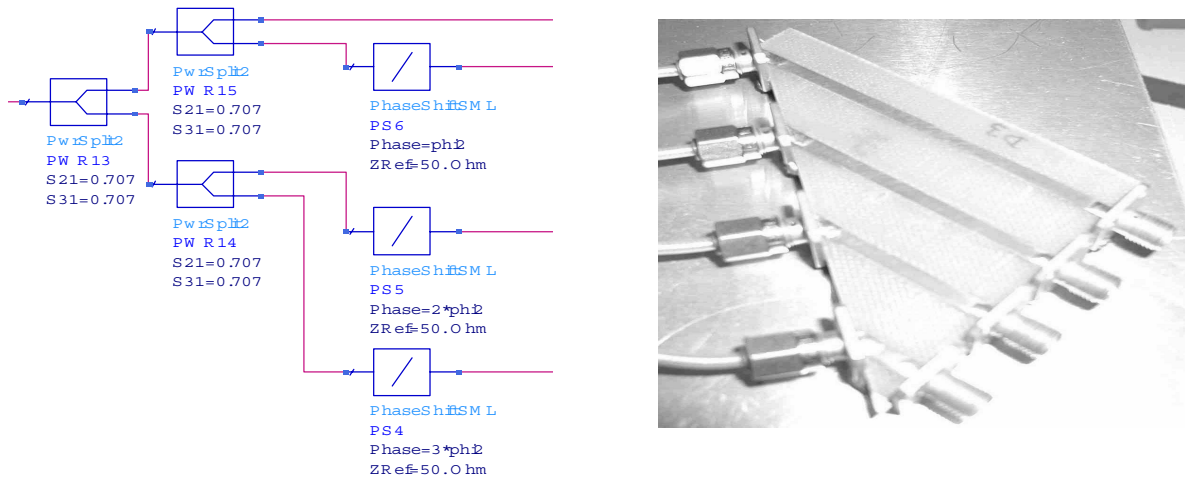


Figure 4.10: Gauche) Simulation d'une direction d'arrivée par ADS pour  $\text{phi}2=-42^\circ$ . Droite) Déphaseur avec lequel nous pouvons représenter une DDA sur le dispositif sur table

Sur la figure 4.11 à gauche, nous représentons les différentes étapes utilisées pour former la simulation sur ADS. Dans le schéma bloc ADS, les cibles avec différentes DDAs sont représentées par des sources, des diviseurs et des déphaseurs, pour prendre en compte le déphasage  $\varphi_i$  entre deux antennes successives. Pour la mesure sur table réalisée en parallèle à cette simulation sur ADS, nous utiliserons de la même façon deux générateurs Agilent comme sources, deux diviseurs par quatre et les deux déphaseurs (figure 4.11 à droite).

Dans la simulation sur ADS, les antennes sont remplacées par des combineurs qui additionnent les signaux émis par les deux sources et qui sont connectés à l'accès 2 des FPR, comme nous pouvons voir sur la figure 4.11 (à gauche). De façon identique, dans la mesure sur table, nous trouvons les combineurs représentés sur la figure 4.11 (droite), réalisés dans le laboratoire.



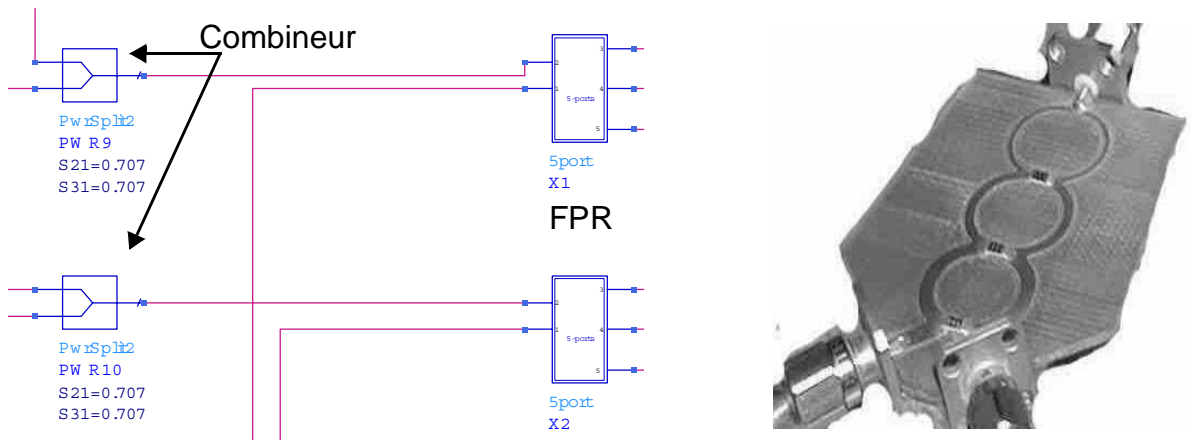


Figure 4.11: (Gauche) Représentation sur ADS des combineurs avec les accès sur les FPR. (Droite) Combineurs utilisés pour la mesure sur table.

Pour la simulation ADS, nous utiliserons deux générateurs de fréquences différentes de valeurs  $2\text{GHz}+1357\text{Hz}$  et  $2\text{GHz}+513\text{Hz}$ , pour représenter deux signaux CW asynchrones, et avec une puissance égale à  $-10\text{dBm}$ . Dans la mesure sur table, nos deux générateurs sont asynchrones, car on utilise deux quartzs de référence différents. Pour la puissance, nous utilisons la même valeur que pour la simulation sur ADS. Le pas de simulation utilisé est de  $100\text{KHz}$ .

Les valeurs des déphaseurs utilisés sur ADS simulant les DDA des deux sources, sont les mêmes que celles des déphaseurs utilisés dans la mesure sur table, c'est à dire, pour des DDA  $\theta_1=83.3^\circ$  et  $\theta_2=103.49^\circ$  nous avons  $\varphi_1=21^\circ$  et  $\varphi_2=-42^\circ$ .

Les combineurs et les déphaseurs ont été réalisés dans le laboratoire. Nous avons mesuré les déphaseurs avec l'analyseur de réseau et nous avons constaté qu'il y avait de petites imperfections.

Déphaseur 1		Déphaseur 2		Déphaseur 3	
Théorique	mesure	théorique	mesure	théorique	mesure
$\varphi_1-\varphi_2=-42^\circ$	$\varphi_1=-117.42$ $\varphi_2=-160.56$ $\varphi_1-\varphi_2=-43.14^\circ$	$\varphi_1-\varphi_2=86^\circ$	$\varphi_1=-106.39$ $\varphi_2=166.82$ $\varphi_1-\varphi_2=86.79^\circ$	$\varphi_1-\varphi_2=21^\circ$	$\varphi_1=-96.58$ $\varphi_2=-116.83$ $\varphi_1-\varphi_2=20.25^\circ$
$\varphi_2-\varphi_3=-42^\circ$	$\varphi_2=-160.56$ $\varphi_3=158.37$ $\varphi_2-\varphi_3=-41.07^\circ$	$\varphi_2-\varphi_3=86^\circ$	$\varphi_2=166.82$ $\varphi_3=84.44$ $\varphi_2-\varphi_3=82.38^\circ$	$\varphi_1-\varphi_2=21^\circ$	$\varphi_2=-116.83$ $\varphi_3=-138.56$ $\varphi_2-\varphi_3=21.73^\circ$
$\varphi_3-\varphi_4=-42^\circ$	$\varphi_3=158.37$ $\varphi_4=115.1$ $\varphi_3-\varphi_4=-43.27^\circ$	$\varphi_3-\varphi_4=86^\circ$	$\varphi_3=84.44$ $\varphi_4=-0.99$ $\varphi_3-\varphi_4=85.43^\circ$	$\varphi_1-\varphi_2=21^\circ$	$\varphi_3=-138.56$ $\varphi_4=-159.31$ $\varphi_3-\varphi_4=20.75^\circ$

Table 4.2: Déphaseurs réalisés au laboratoire

Sur le tableau précédent, nous observons les valeurs théoriques et mesurées pour chaque ligne de chaque déphaseur.

Pour réaliser la simulation(voir figure 4.12) de façon identique à la mesure(voir figure 4.13), nous avons besoin comme nous pouvons voir sur la figure (4.13) de 6 déphaseurs, avec une différence entre les trois premiers de  $\phi_1=21^\circ$  ( $\phi_1, 2\phi_1, 3\phi_1$ ) pour représenter une DDA et une différence entre les trois derniers de  $\phi_2=-42^\circ$  pour la deuxième DDA ( $\phi_2, 2\phi_2, 3\phi_2$ ).

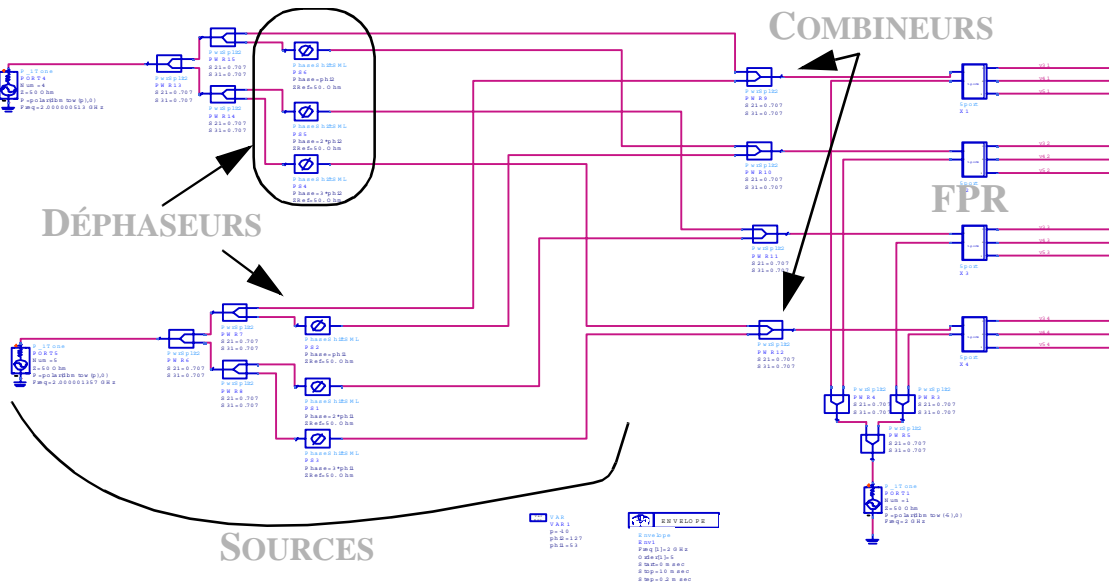


Figure 4.12: Représentation générale de la simulation sur ADS de la détection des deux DDAs.

L'oscillateur local est représenté par un signal CW à 2GHz et une amplitude de 0dBm asynchrone par rapport aux sources à détecter. Nous avons aussi utilisé pour le cas de la simulation sur ADS, trois diviseurs pour pouvoir injecter le même signal "OL" sur l'entrée IN1 de tous les FPR (fig 4.5A) du réseau, comme nous pouvons voir sur la figure (4.12). Pour la mesure sur table, nous avons utilisé un diviseur par quatre, réalisé dans le laboratoire. Les deux signaux représentant les DDAs simulées seront combinés et injectés à l'entrée 2 de tous les FPRs du réseau (dans notre cas quatre) et mélangés dans chaque FPR avec le signal de l'oscillateur local (eq 4.15).

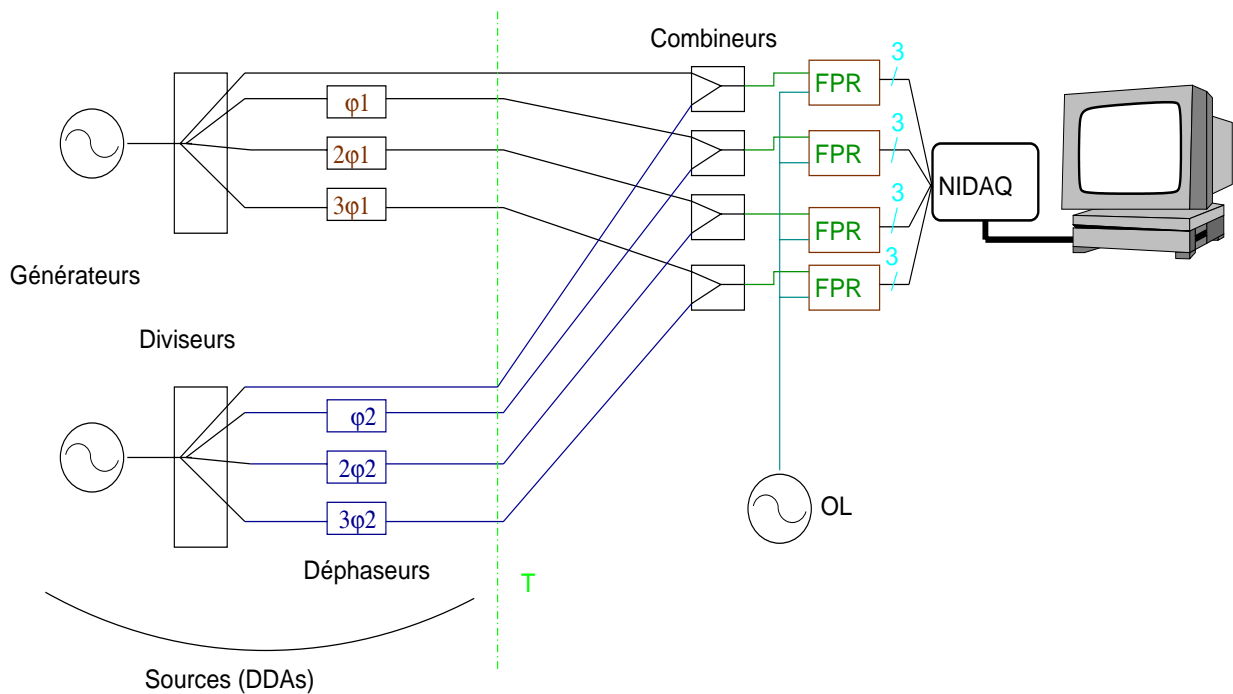


Figure 4.13: Système sur table

Sur ADS nous avons réalisé la linéarisation (§2.9) des FPRs de la même façon que nous avons décrit dans le chapitre 2, en utilisant les mêmes algorithmes présentés précédemment. Pour le calibrage du système (§2.10) nous l'avons fait avant de réaliser le traitement qui nous donnera les DDA (§4.2), de façon identique à la mesure.

Pour la réalisation du calibrage en simulation comme en mesure, nous connecterons les différents dispositifs de la manière indiquée sur la figure (4.14) (§2.10) où nous pouvons voir les deux générateurs synchronisés (OL et RF), les combineurs représentant les quatre antennes du réseau de réception et les quatre FPR. Ce système automatique de calibrage (sur le plan T indiqué sur la figure 4.14), nous permettra de synthétiser électroniquement un court-circuit mobile, avec l'aide des deux générateurs. Les deux générateurs Agilent (représentant l'Oscillateur local et la source émettrice) sont synchronisés avec l'horloge de 10MHz. La fréquence centrale de l'oscillateur local est de 2GHz avec une puissance de 0dBm et la fréquence de la source est de  $2\text{GHz} + \Delta f$  (avec  $\Delta f = 1\text{kHz}$ ) et une puissance de -10dBm. La fréquence d'échantillonnage est de 20kHz. Donc, le paramètre mesuré est identique au facteur de réflexion d'un court-circuit mobile et la phase du paramètre varie par pas de  $360^\circ/20$ .

Après l'acquisition, nous appliquerons, comme nous avons indiqué dans le chapitre 2, le programme de calibrage développé par Wiedmann au sein de notre laboratoire, et nous

retrouverons les constantes de calibration pour les simulations et pour les mesures.

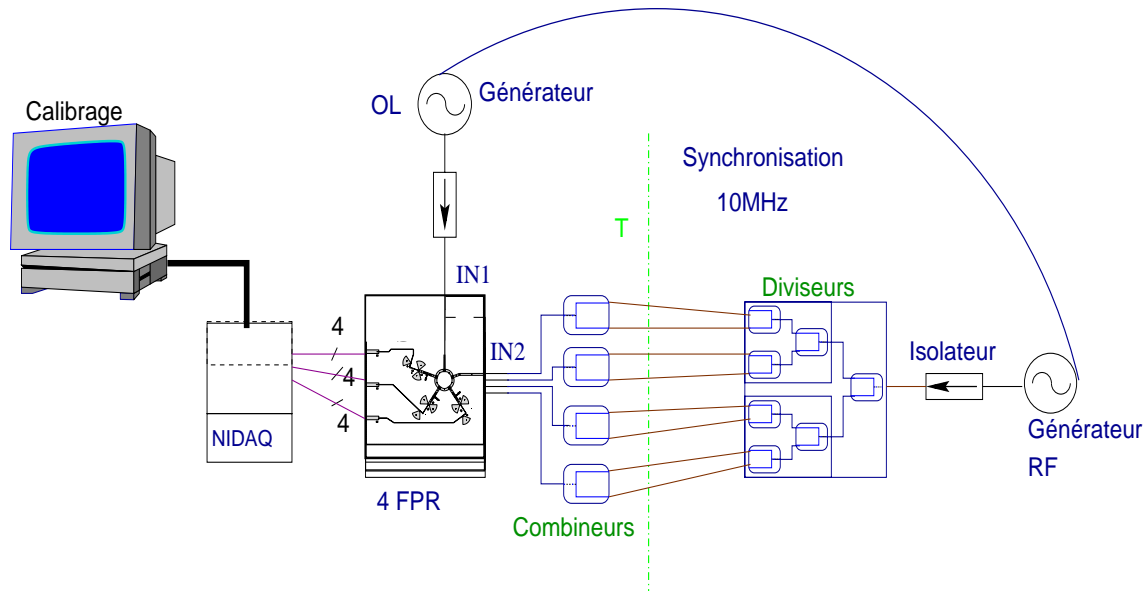


Figure 4.14: Calibration du système

Après avoir réalisé le calibrage, nous utiliserons le montage représenté sur la figure (4.15), pour réaliser la mesure sur table. Comme nous avons dit précédemment, les antennes de réception du système sont représentées par des combineurs dont le signal de sortie sera injecté au réseau des FPRs sur l'entrée IN2 (accès 2 du FPR) et ces signaux seront mélangés avec l'oscillateur local, asynchrone par rapport aux autres sources à 2GHz, par l'anneau à cinq branches et le signal résultant sera injecté aux détecteurs de puissance (§2.7.3) formés par des diodes Schottky, un filtre passe bas RC et des filtres papillon. Un traitement mathématique de la tension de sortie, nous permet d'obtenir la relation complexe entre les signaux IN1 et IN2 [85]. Ultérieurement nous appliquerons un traitement matriciel et un algorithme de haute résolution présenté dans le paragraphe (4.2), appelé MUSIC [71].

Nous avons utilisé la fréquence d'échantillonnage et le nombre d'échantillons, pour que les DDAs soient déterminées le plus rapidement possible avec une erreur minimale, pour pouvoir l'appliquer sur des radars anti-collision. L'estimation des DDAs sera de plus en plus précise si le nombre d'échantillons acquis augmente. La fréquence d'échantillonnage a été de 2KHz et le nombre d'échantillons acquis pour déterminer les DDAs dans cette mesure a été seulement de 4.

Sur la figure 4.15, nous pouvons voir le système sur table utilisé. Nous pourrions observer les déphaseurs et les combineurs utilisés comme réseau d'antennes de réception et les

lignes de connexions sur les FPRs (entrées IN2) du système réel.

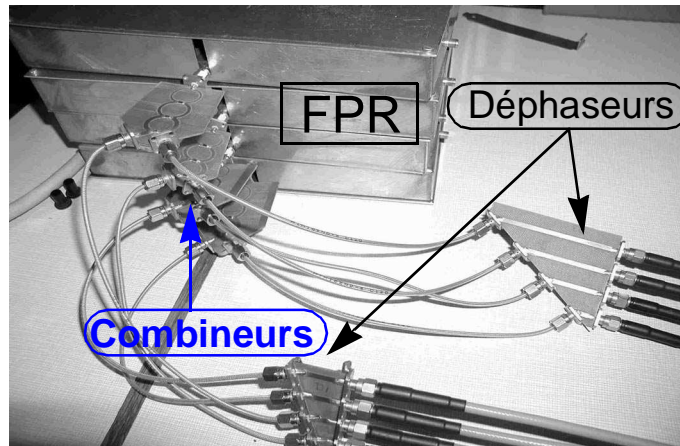


Figure 4.15: Système sur table utilisé

Sur la figure (4.16) à gauche nous avons le résultat de la simulation sur ADS des deux DDAs de valeurs théoriques  $\theta_1 = 83.3^\circ$  et  $\theta_2 = 103.49^\circ$ , les valeurs obtenues sont  $\theta_1 = 82^\circ$  et  $\theta_2 = 103.5^\circ$ . Le petit écart observé entre les valeurs théoriques et simulées, peut être expliqué par la limitation de la méthode de Harmonique Balance qui calcule les tensions de sorties des détecteurs et la linéarisation imparfaite des détecteurs. Le rapport S/N avant le FPR sera de 38dB et autour de 0dB après [86] car les pertes de conversion du SPR sont de 38dB pour une puissance OL de 0dBm. Pour ce calcul, nous avons appliqué  $RSN = 10\log(P_w) - \log(kt) - \log(B)$ , avec  $P_w$  la puissance du signal,  $k$  la constante de "Boltzmann",  $t$  la temperature en kelvin et  $B$  la largeur de bande du filtre.

Ayant,  $P_w = -60\text{dBm}$ , la perte des combineurs, déphaseurs et câble  $= -21\text{dBm}$ ,  $-\log(kt) = 174\text{dBm/Hz}$ ,  $-10\log B = -54\text{dBHz}$ , avec  $B = 260\text{KHz}$ , on obtient un  $RSB = 38\text{dB}$ , avant le FPR, et autour de 0dB après.

Sur la figure (4.17) à droite, nous pouvons observer les deux DDAs, obtenues à l'aide de l'algorithme MUSIC, de valeurs  $\theta_1 = 77.5^\circ$  et  $\theta_2 = 100^\circ$  avec  $\varphi_1 = 21$  et  $\varphi_2 = -42$  (les valeurs théoriques identiques à la simulation  $\theta_1 = 83.3^\circ$  et  $\theta_2 = 103.49^\circ$ ). Nous pouvons constater que l'erreur maximale obtenue est de  $6^\circ$ .

Si nous comparons les valeurs simulées et mesurées, nous remarquons que les valeurs sont très proches.

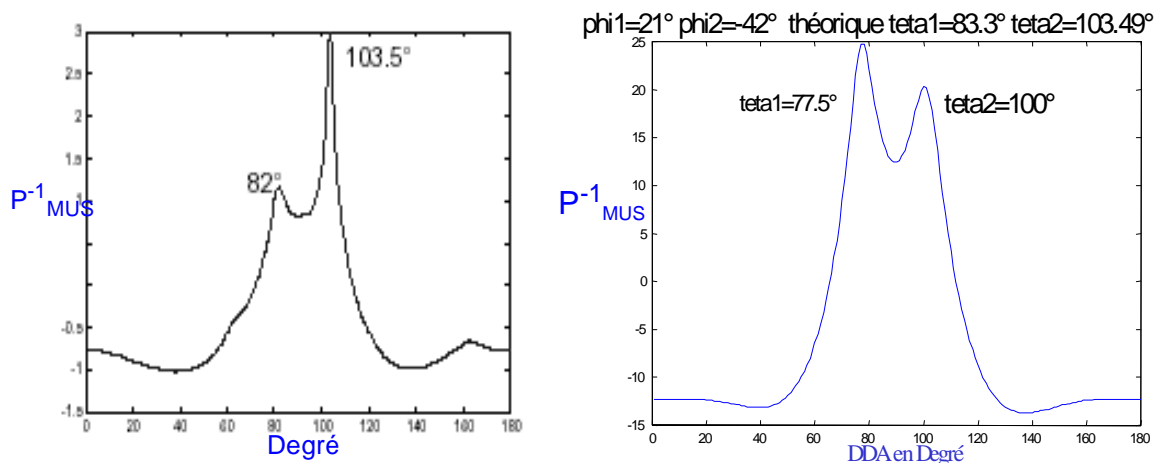


Figure 4.16: Résultat de la simulation et de la mesure du système pour la détection des DDAs théoriques de valeur  $\theta_1=83.3^\circ$  et  $\theta_2=103.49^\circ$ . à droite mesure sur table et à gauche simulation ADS.

Nous avons réalisé aussi la même simulation tout en utilisant une modulation QPSK, identique à celle utilisée dans la simulation sur matlab, c'est à dire que les deux sources asynchrones qui représentent les deux DDAs à détecter, seront modulées. Les résultats obtenus sont semblables.

Et finalement, pour adapter notre système pour des applications de la troisième génération des mobiles 3GPP, nous devons remplacer le filtre à la sortie des détecteurs des FPR, par un filtre de 100Hz. Nous allons appliquer les mêmes méthodes de linéarisation et de calibrage, et nous allons simuler une mesure ( si nous sommes capable de réaliser la détection des DDAs dans ces situations, la diminution de la fréquence d'échantillonnage, nous permettra d'avoir un meilleur rapport S/B ).

#### **4.7 Mesures de DDA réalisées**

Après la vérification réalisée par deux simulateurs différents (Matlab et ADS), qui nous ont permis de valider la théorie, nous sommes passés à la réalisation de ce système sur table et nous avons constaté que les résultats de la simulation et de la mesure sur table sont très proches. Pour cela, nous avons décidé d'étudier un dispositif réel.

Nous avons réalisé les expériences suivantes:

- La détection d'une source à différentes positions et différentes distances du récepteur.
- La détection de plusieurs sources en même temps.
- Une vérification du comportement du système en présence du bruit.

-La détection des DDA avec une vraie cible en mouvement, tout en obtenant en même temps la vitesse et la distance.

#### 4.7.1 Détection des DDA

Après avoir réalisé le système sur table et sachant que l'erreur maximale que nous com-mettons est de  $6^\circ$ , nous avons décidé de construire le réseau d'antennes qui a été présenté dans le chapitre 3, qui nous servira comme récepteur pour notre expérience. En premier lieu, nous avons calibré le système au niveau des antennes, et pour cela nous avons utilisé l'algorithme de calibrage présenté précédemment (chapitre 2). Le montage réalisé est celui présenté sur la figure (4.17), sur laquelle nous pouvons observer que les deux générateurs Agilent (représentant l'Oscillateur local et la source émettrice) sont synchronisés avec l'horloge de 10MHz. La fréquence centrale de l'oscillateur local est de 2GHz avec une puissance de 0dBm et la fréquence de la source est de  $2\text{GHz} + \Delta f$  (avec  $\Delta f = 2\text{KHz}$  dans ce cas) et une puissance de -30dBm. La variation  $\Delta f$  nous permettra de simuler un court-circuit mobile, c'est à dire, une phase qui varie en fonction de  $\Delta f$  avec un module constant. La fréquence d'échantillonnage sera de 20KHz . La position choisie pour placer la source a été à  $\varphi=90^\circ$  pour obtenir  $\theta=0^\circ$  comme point de référence. Si nous connectons la tension de sortie d'un détecteur (la  $P_5$ ) de chaque FPR sur un oscilloscope, nous pourons observer que les antennes ainsi que les tensions seront deux à deux en phase.

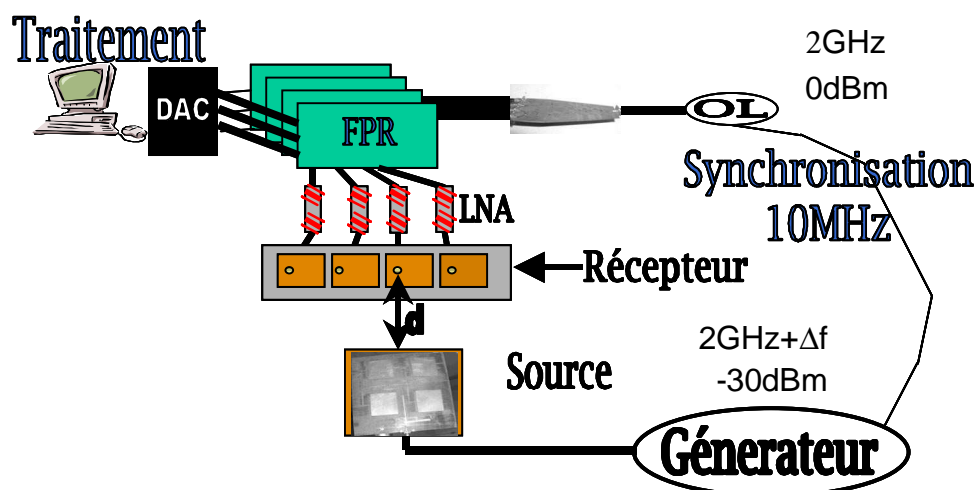


Figure 4.17: Calibrage du système dans le plan des antennes

Nous allons réaliser de deux façons différentes la calibration de notre système, pour vérifier la nouvelle méthode de calibrage développée par Neveux[87] et le calibrage utilisé jusqu'à

présent, développé par Wiedmann[85].

Si nous représentons les résultats sur le plan W (en appliquant la transformation PW (voir chapitre 2), nous obtenons une constellation de 10 points équirépartis sur un cercle. Avec la méthode [87], par défaut, le premier point mesuré est corrigé en module et en phase pour que sa valeur soit égale à  $1 \angle 0^\circ$ . Nous observons alors que pour les quatre FPR, les phases et les modules sont pratiquement les mêmes ( figure (4.18)).

### PLAN W POUR LES 4 «FPR»

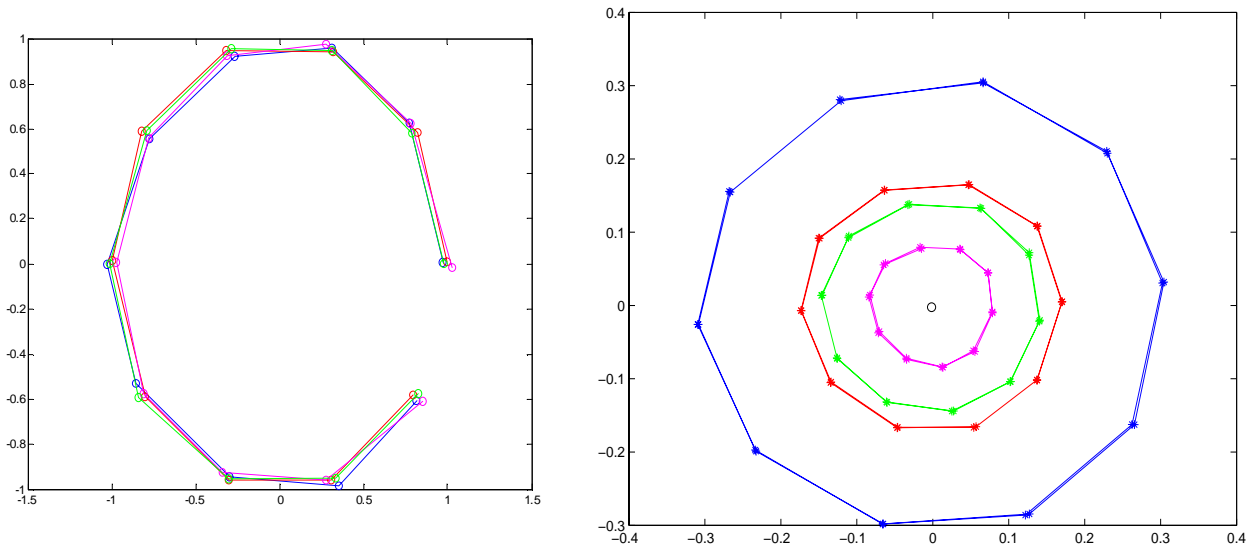


Figure 4.18: Points dans le plan W: après calibration[87] des 4 FPR à gauche et après le calibration [85] à droite.

Par contre, si nous appliquons le calibrage [85], nous pouvons observer (Figure 4.18 à droite), que les modules et les phases sont légèrement différents pour les quatre FPR. Pour arriver à la même solution qu'avec l'autre calibrage, nous devons réaliser une autre mesure. Cette mesure consiste à faire une acquisition, avec les deux générateurs à la même fréquence (2GHz), qui nous donnera un point dans l'abaque. Ces points nous permettront de faire le calcul de l'erreur de phase commise par chaque FPR. Nous calculons cette erreur avec la valeur de la phase par rapport à la référence  $0^\circ$  et nous soustrairons cette différence aux valeurs de mesures.



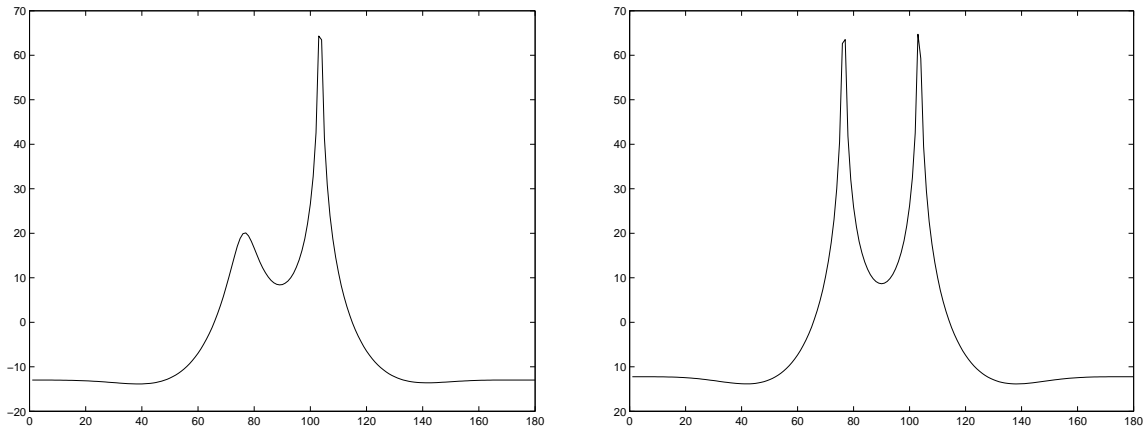


Figure 4.19: Différence de puissance du spectre par rapport à la calibration.

Nous avons constaté que l'erreur commise sur le module influe sur la valeur de la puissance du pseudo spectre qui nous donne la direction d'arrivée. Donc, sur la même mesure nous calculons cette erreur commise par rapport au module.

Nous constatons qu'avec le calibrage [87], nous pouvons obtenir le même résultat plus rapidement et avec des calculs plus simples.

#### **4.7.2 Détection d'une source:**

Après le calibrage du système, nous avons réalisé la mesure pour une seule source, et pour cela, nous avons utilisé pratiquement le même schéma que celui pour le calibrage, mais cette fois, les générateurs ne sont pas synchronisés.

Nous avons donc, un récepteur formé par un réseau de FPR, un réseau de LNA de gain 50dB, et un réseau d'antennes patch de 4dB de gain. Le signal de niveau de puissance de -30dBm émis par une antenne patch du réseau [88] de gain 6dB, sera une porteuse pure (CW continuous wave) à 2GHz, que nous changerons de position et de distance par rapport au récepteur, pour voir les influences sur la détection de DDAs. Le signal de l'oscillateur local est toujours à 0dBm et 2GHz et est injecté sur la porte IN1 de chaque FPR.

Sur la figure (4.20) nous voyons les résultats obtenus pour trois positions différentes à une distance "d=1.5m" (RSB = 95dB) entre la source et le récepteur.

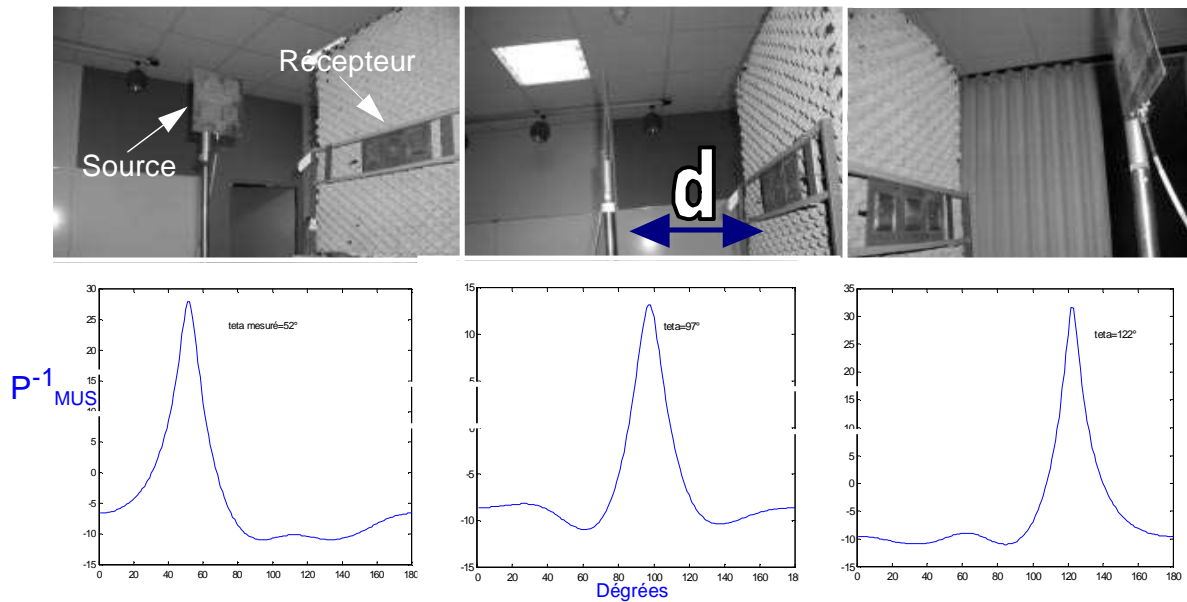


Figure 4.20: Différentes positions de la source à détecter

Nous avons montré que nous sommes capables de détecter une source avec seulement 4 échantillons. Nous avons réalisé les mesures à différentes distances jusqu'à 3 mètres environ et nous remarquons une légère diminution du rapport S/B (vérification en cours).

#### **4.7.3 Détection de plusieurs sources**

Ensuite, nous avons réalisé des mesures de plusieurs DDA et pour cela nous avons utilisé une antenne (monopôle) adaptée à 2GHz avec un  $S_{11} = -26\text{dB}$  (paramètre S de réflexion...) et un gain de 3dB, que nous pourrions voir sur la figure (4.21) avec le reste du système. Pour cette expérience nous avons utilisé trois générateurs Agilent totalement asynchrones, l'un comme oscillateur local, toujours à 2GHz et 0dBm, et les deux autres comme sources indépendantes et non-corrélées de valeurs de puissance égales à -30dBm.

Nous observons sur la figure (4.21), le résultat de la mesure des deux cibles.

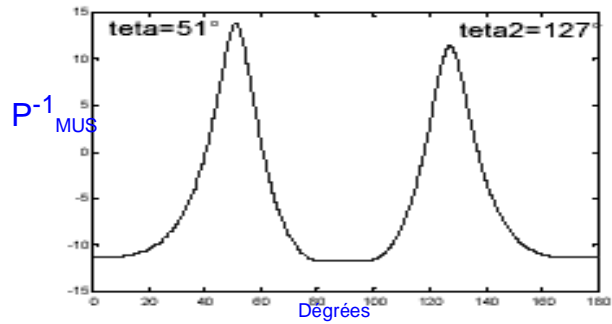
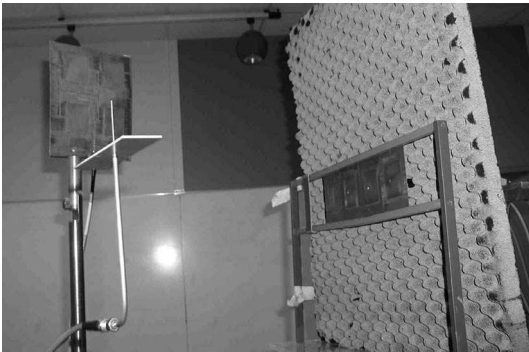


Figure 4.21: Système utilisé pour réaliser la mesure de deux DDA et les résultats de la mesure

**4.7.4-Etude de l'influence du bruit**

Un premier étude sur Matlab a été effectuée au sein de notre laboratoire pour étudier l'influence du bruit sur la détection des DDA[89] . Par simulation [89] a remarqué dans cette étude que plus les signaux sont bruités, moins les directions d'arrivées seront déterminées avec de précision.

Pour étudier les limites de notre système, nous avons étudié l'influence du bruit par rapport à la résolution de la détection des DDA. Comme nous ne pouvons pas obtenir une source de bruit non ponctuelle, nous avons combiné deux sources, comme le montre la figure (4.22).

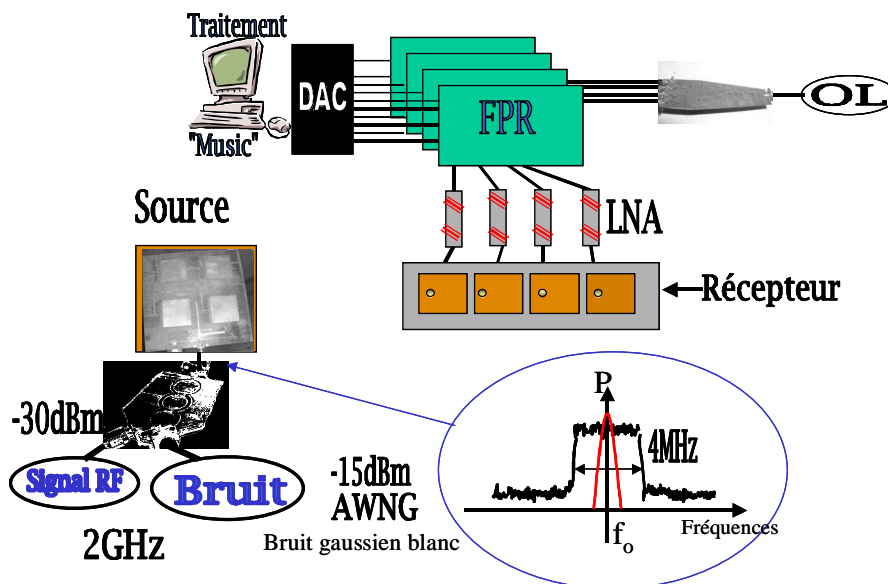


Figure 4.22: Système utilisé pour étudier l'influence du bruit.

La première source est un signal CW à 2GHz de puissance -30dBm, qui va être bruité par

le deuxième signal qui va correspondre au bruit, de largeur de bande de 4MHz avec une puissance de 15dBm répartie dans la bande. Ces deux signaux seront combinés et injectés au réseau d'antennes patch utilisé comme source à détecter. A ce niveau, le signal est totalement noyé dans le bruit.

Pour comprendre la figure (4.23) qui présente le résultat des mesures, il faut se rappeler que la méthode de calcul des DDA était basée sur la méthode des sous-espaces [90], et que la séparation des sous-espaces est faite avec un seuil que nous fixons par rapport au signal de la source et du bruit. Dans ce cas, la source est totalement noyée dans le bruit, donc si nous ne changeons pas notre seuil, le signal pourra être confondu avec le bruit qui a le même niveau de puissance, et les sous-espaces seront inversés. Si cette situation arrive, notre pseudo spectre Music sera inversé (Figure 4.23).

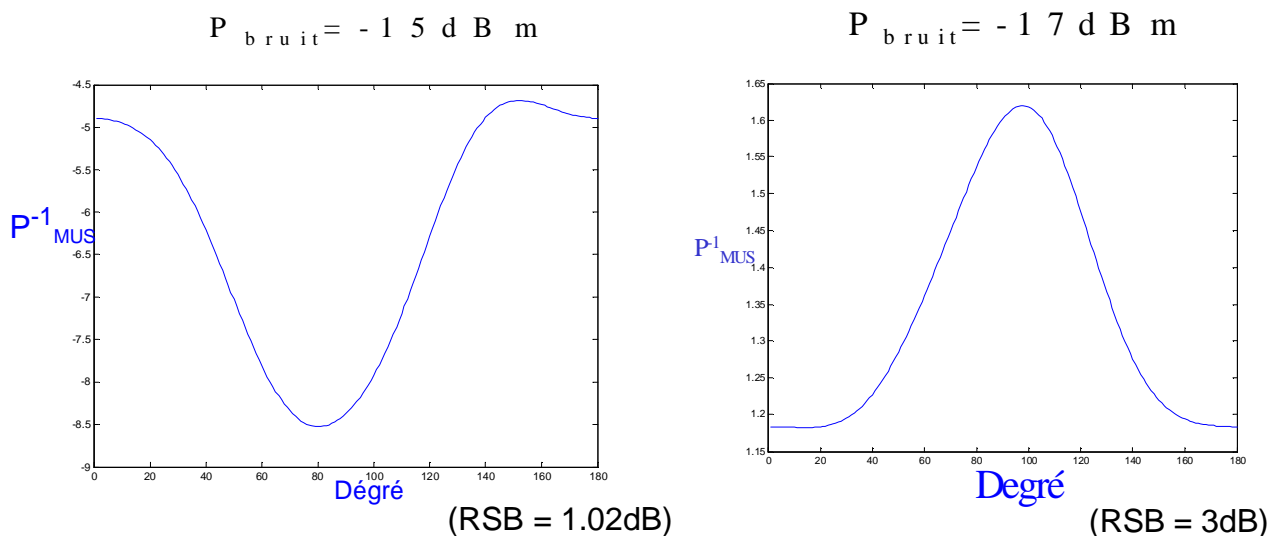


Figure 4.23: Pseudo spectre Music en fonction de la DDA avec une puissance

Pour vérifier les affirmations précédentes, nous avons diminué légèrement la valeur de la puissance de notre bruit, et nous avons vérifié que nous retrouvons le signal, comme nous pouvons voir sur la figure (4.25), et que plus nous diminuons la puissance du bruit, plus la résolution de la détection des DDA augmente.

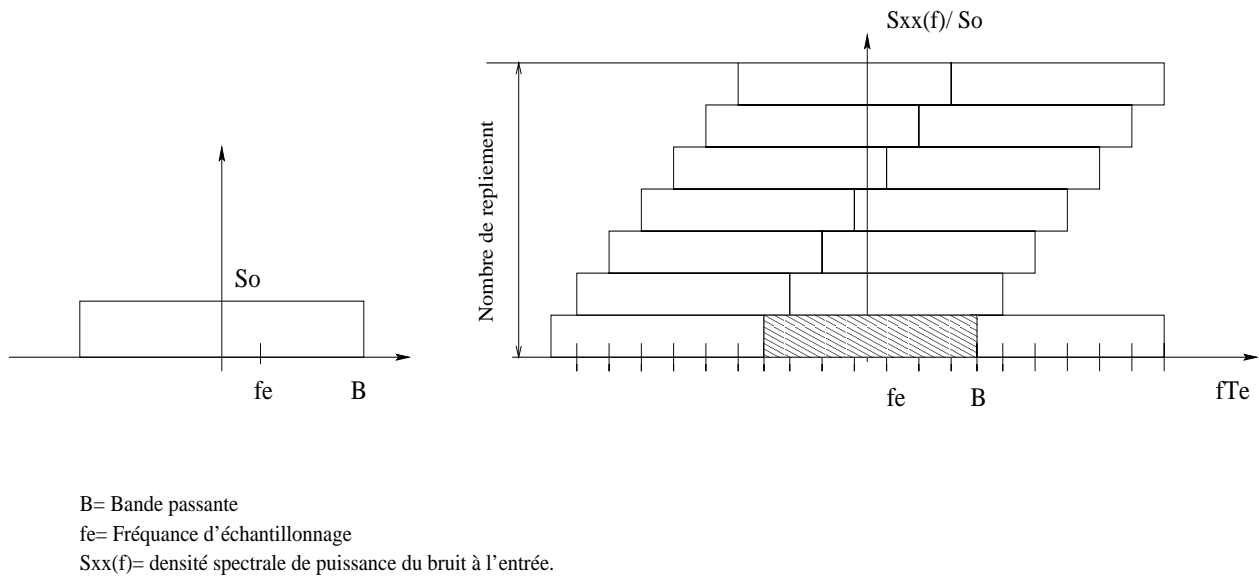


Figure 4.24: Bande équivalente du bruit. Repliement du spectre du bruit

[91] montre que la fréquence de coupure  $f_c$  du filtre pass-bas, formé par la capacité C et par la résistance R, doit être plus grande que la fréquence d'échantillonnage. D'autre part, cette condition implique que la bande du bruit représentée sur la figure (4.24), est sous-échantillonnée. Cela produit donc le repliement du spectre du bruit en basse fréquence (Figure (4.25)).

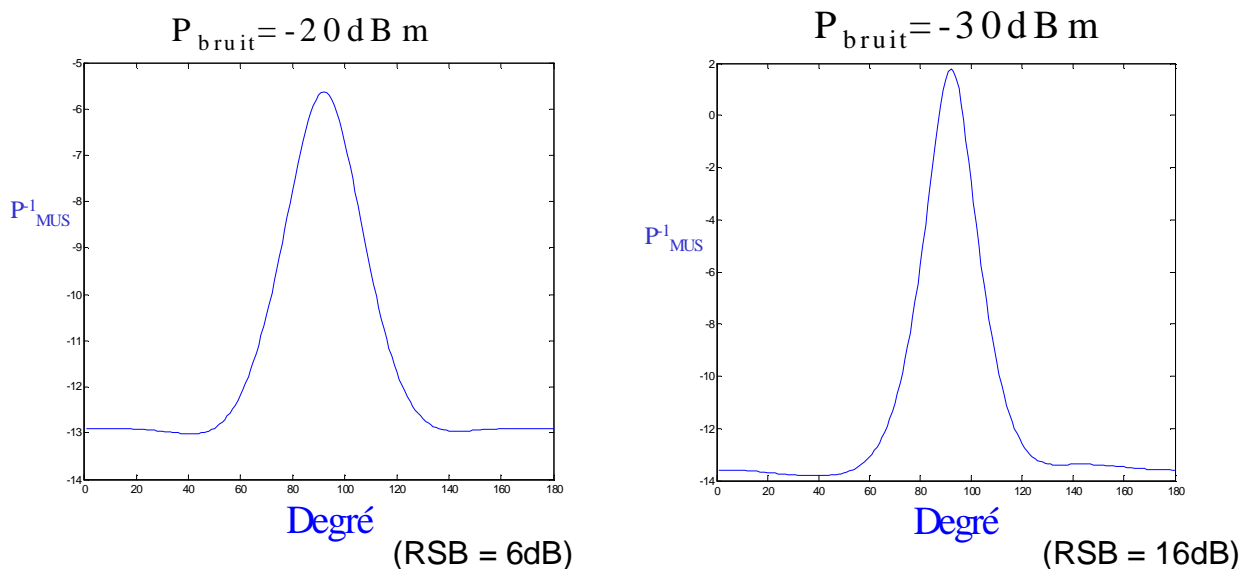


Figure 4.25: Figure qui représente les différentes valeurs de puissance du bruit combiné à la source

Pour toutes les mesures de bruit réalisées, nous avons augmenté la fréquence d'échantillonnage à 100KHz, qui est la fréquence de coupure du filtre à la sortie des détecteurs de

puissance du réseau FPR, pour diminuer le repliement du spectre du bruit.

**4.8 Détection des DDAs appliquées à un système radar**

Si nous appliquons le système de détection de DDAs sur un système radar, nous changerons les sources à détecter par les ondes réfléchies par les cibles.

Nous décrivons sur la figure (4.26), la technique de mesure des directions d'arrivées (DDAs) de N cibles appliquées au système radar, en utilisant comme précédemment l'algorithme MUSIC [71] pour la détermination des DDAs. Ce système est composé d'un réseau de n antennes et d'un réseau de n FPRs. Le générateur d'émission G1 à 2GHz sera connecté à un circulateur, comme nous pouvons voir sur la figure (2.26), et sur l'antenne 1 qui se comportera comme émettrice et réceptrice. Ce signal sera aussi injecté comme nous avons vu précédemment, sur IN1 et la sortie des antennes aux entrées IN2 du réseau FPR.

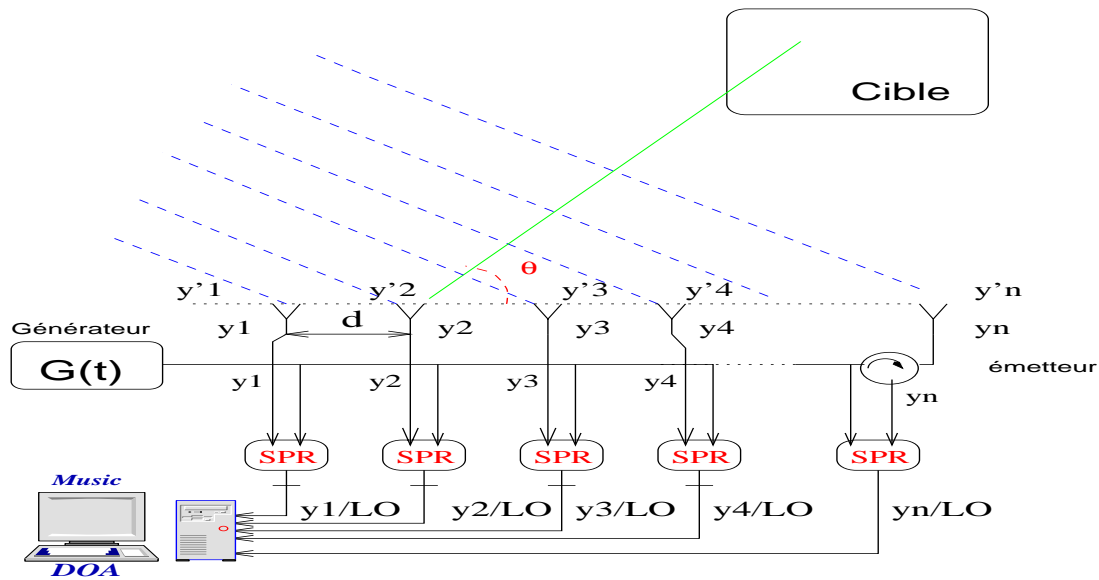


Figure 4.26: Système de détection des DDAs utilisé pour un radar

Le signal émis par le générateur sera le suivant:

$$G(t) = A_G e^{(j2\pi f_c t)} \tag{Eq (4.35)}$$

Avec  $f_c$  la fréquence centrale et  $A_G$  l'amplitude du signal à 0dBm.

Et le signal reçu par l'antenne M du réseau d'antennes sera:

$$y_M(t) = \left( \sum_{i=1}^N \xi_i \right) e^{j2\Pi f_c t} + n(t) \quad \text{Eq (4.36)}$$

N étant les DDAs que nous pourrions calculer et sera au maximal égal à (n-1) avec n le nombre d'antennes du système.  $f_c$  la fréquence centrale et  $n(t)$  le bruit gaussien complexe.

$$\xi_i = A_i e^{j\Psi_i} e^{j(M-1)\varphi_i + \varphi_{ref}} \quad \text{Eq (4.37)}$$

$A_i$  étant l'amplitude des différents signaux reçus,  $\varphi_i = (2\pi d/\lambda_c)\cos\theta_i$  la différence de phase entre les différents systèmes de réception, qui contient l'information de la phase, la distance et la vitesse de la cible,  $d$ : la distance entre les antennes formant un réseau linéaire,  $\lambda_c = c/f_c$  avec  $c$ : la vitesse de la lumière et  $\theta_i$ : les DDAs à détecter.  $\psi$  est une phase aléatoire du signal, qui nous permettra d'avoir des signaux non corrélés.

Les FPR nous donnent la relation complexe entre les deux ondes RF suivante:

$$x_M(t) = \frac{y_M(t)}{G(t)} \quad \text{Eq (4.38)}$$

Et à la sortie du réseau FPR nous obtiendrons l'équation suivante:

$$x_M(t) = \sum_{i=1}^N \zeta_i e^{j(M-1)\varphi_i + \varphi_{ref}} + n'(t) \quad \text{Eq (4.39)}$$

avec  $\zeta_i$  et  $n'(t)$  obtenus de la résolution des équations précédentes entre (4.36) et (4.38).  $\varphi_{ref}$  est la phase de la première antenne. Ces N données de mesure,  $(x_M(t), M=1, \dots, N)$  associées aux N FPRs, peuvent être écrites comme précédemment, en fonction des vecteurs directeurs  $a(\theta_i)$ , qui contiennent l'information nécessaire pour pouvoir détecter la direction d'arrivée.

$$\mathbf{X}(t) = \sum_{i=1}^N \zeta_i a(\theta_i) + n'(t) \quad \text{Eq (4.40)}$$

$a(\theta_i)$  étant le vecteur directeur associé (eq 4.40).

Comme nous avons vu sur le paragraphe (§4.2), avec les N mesures réalisées, échantillonnées à L instants de temps, nous formerons la matrice de covariance  $R_{xx}$ . A partir de la

matrice de covariance, nous retrouverons les deux sous-espaces (eq 4.11) et nous appliquerons l'estimateur MUSIC (eq 4.8).

#### **4.8.1 Application sur notre système radar**

Nous pouvons voir sur la figure (4.27) le système radar que nous avons utilisé précédemment pour obtenir la distance et la vitesse de notre cible, mais avec l'application du système de détection des DDAs.

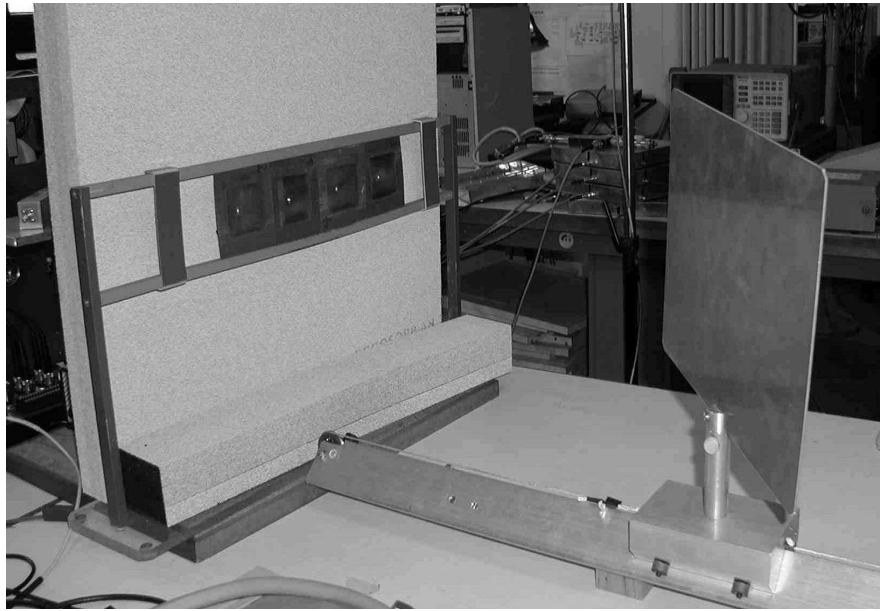


Figure 4.27: Système de détection des DDAs appliqué à notre prototype radar.

A ce stade de la rédaction, les mesures ne sont pas disponibles.



[59] <http://www.3gpp.org/> .

[60] EnstParis: **B.Huyart, Begaud, D.Kernevés, B.Amante Garcia, G.Neveaux, ENSTB M. Ney, et al.** «*Projets de recherche sur crédits incitatifs – Appel 2000 – Rapport Final (février 2002)*» . Mesure directe de la direction d'arrivée (DOA) des signaux radiofréquences.

[61] **S. Ohshima, Y. Asano, T. Harada, N. Yamada, M. Usui, H. Hayashi, T. Watanabe and H. Iizuka.** «*Phase- Comparison Mнопulse Radar with Switched Transmit Beams for Automotive Application*». Toyota Central R&D labs., Inc. Japan. IEEE 1999.

[62] **Neil k. Jablon,** «*Adaptative Beamforming with the Generalized Sidelobe Canceller in the Presence of Array Imperfections*», IEEE Transactions on Antenna and Propagation, Vol AP.34, n°8 August 1986.

[63] **Anne FLIELLER,** «*Mise en oeuvre des methodes à haute resolution en traitement d'antenne: autocalibration robuste et geometrie de réseaux*». Thèse de l'université Paris XI Orsay 1995.

[64] **J.Capon,**  
«*High resolution frequency-wave number spectrum analysis*» Proc IEEE, vol 57 Aug 1969.1408-14198.

[65] **Multiplicateur de lagrange.** «*<http://www.inrialpes.fr/is2/people/jdurand/Html/Algonu/Tp22000/enonce/note10.html>* ».

[66] **Pisarenko V. F.,** «*The retrieval of Harmonic from a covariance function*» , Geophys. Journ. Astron. Soc., Vol 33, 1973.

[67] **Ligget W. S.,** «*Passive Sonar: Fitting model to multiple series*», Nato Asi on signal Processing, Loughborough (UK), 1972.

[68] **Gérard Blanchet, Maurice Charbit,** «*Signaux et image sous Matlab*». Ed. Hermes.

[69] **Mermoz H.,** «*Imagerie, Corrélation et Modèles*» , Annales des Télécom Vol 31, janvier 76,17-36.

[70] **Bienvenu G.** «*Influence of the spatial coherence of the background noise on HR passive methods*», Proc. of ICASSP, 1979. 306-309.

[71] **R.O. Schmidt,** «*Direct measurement of direction of arrival of multiple signal*», IEEE trans Antennas Propagation, vol 34, pp276-280, Mar 1986.

[72] **P. Pagnoux,** «*Autocalibration d'antenna radar type réseau multicapteur*», Thomsen CSF Division Système /Défense /Contrôle Bagneux (92), et Signaal Henguelo (Pays-Bas).

[73] **Sylvie Marcos,** «*Les méthodes à haute résolution*», traitement d'antennes et analyse spectrale. Ed Hermes.

[74] **David Kernévès, Bernard Huyart, Xavier Begaud, Eric Bergeault and Louis Jallet,** «*Direct measurement of direction of arrival of multiple signals*», ECWT 2000.

- [75] **Anne FLIELLER, Pascal LARZABAL, ENS Cachan, laboratoire d'électricité, signaux et robotique et Henri CLERGEOT, Faculté de technologie de Guyane,** «Antenne multicapteur pour communications simultanées», REE n°3 Septembre 1995.
- [76] **Ramón Martínez Rodríguez-Osorio,** «*Métodos para la estimación de direcciones de llegada (DoAs) con arrays de antenas*». Madrid, julio 2001, Grupo de Radiación. Dpto. SSR. ETSI Telecomunicación Universidad Politécnica de Madrid.
- [77] **B.P. Ng** «*Array shape self-calibration technique for direction finding problems*», IEE Proceedings-h, vol 139,n°6 December 1992.
- [78] **Sami Guedaiem,** «*Détection et Suivi de Cibles par Radar Automobile à Ondes Continue Modulée en Fréquence (FM-CW)*», Thèse de l'Université de Toulouse III, Spécialité: Traitement du Signal.
- [79] **Olivier Marulier,** «*Réseau Multicapteur sur une surface conique- Application à la détection d'une direction d'incidence*», Université de Nantes, thèse soutenue 7 novembre 1996.
- [80] **Bernard Huyart, Jean-Jacques Laurin, Renato G. Bosisio, and Dave Roscoe,** «*A Direction-Finding Antenna System Using an Integrated Six-Port Circuit*». IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol 43, N° 12, December 1995.
- [81] **Aweke N. Lemme, EdF. Deprettere and A.J.van der Veen,** «*Experimental Analysis of Antenna Coupling for High-Resolution Doa Estimation Algorithms*», The Netherlands. Department of Electrical Engineering.
- [82] **A. Swindlehurst,** «*A maximum a posteriori Approach to Beamforming in the presence of Calibration Errors*», IEEE 1996.
- [83] **Gerd Sommerkorn, Dirk Hampicke, Ralf Klukas, Andreas Richter,...** «*Reduction of DOA Estimation Errors Caused by Antenna Array Imperfections*», 29th European Microwave Conference. Munich , October 1999.
- [84] **David Asztely, A. Lee Swindlehurst and Bjorn Ottersten,** «*Auto Calibration for signal Separation with uniform linear arrays*», IEEE 1977.
- [85] **F. Wiedmann et al,** «*Développements pour des applications grand public du réflectomètre six portes: Algorithme de calibrage robuste, réflectomètre très large bande et réflectomètre intégré MMIC*», thèse ENST,1997
- [86] **G. Neveux, B. Huyart, J Rodriguez Guisantes,** «*Noise figure of a «five-port» system*». European Microwave Conference, Milan 2002.
- [87] **G. Neveux,** «*Démodulation cinq-port*», Rapport 2002.
- [88] **Hoffmann M., Khaif M., Le Quynh A.,** «*Conception d'un réseau d'antennes à éléments imprimés à 2GHz pour communication avec les mobile*», Rapport stage 1999.
- [89] **David kérnéves,** «*Estimation de la direction d'arrivée avec un oscillateur local (OL)*», Rapport stage DEA ENST 1998.

[90] **Y.-H Choi.** «*Subspace-based coherent source localisation with forward/backward covariance matrices*». IEE Proc. Radar Sonar Navig. Vol 149, No 3, June 2002.

[91] **Tony Vasseaux,** «*Etude d'architectures de réception à sous échantillonnage destinées à des applications radiofréquences*». Thèse soutenue le 15/12/1999. Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications.

[92] **Thales,** «*Monopulse Secondary Surveillance Radar/Mode S*» ,[www.thalesatm.com](http://www.thalesatm.com)

**A.I.- Différentes Zones de Radiation d'une Antenne**

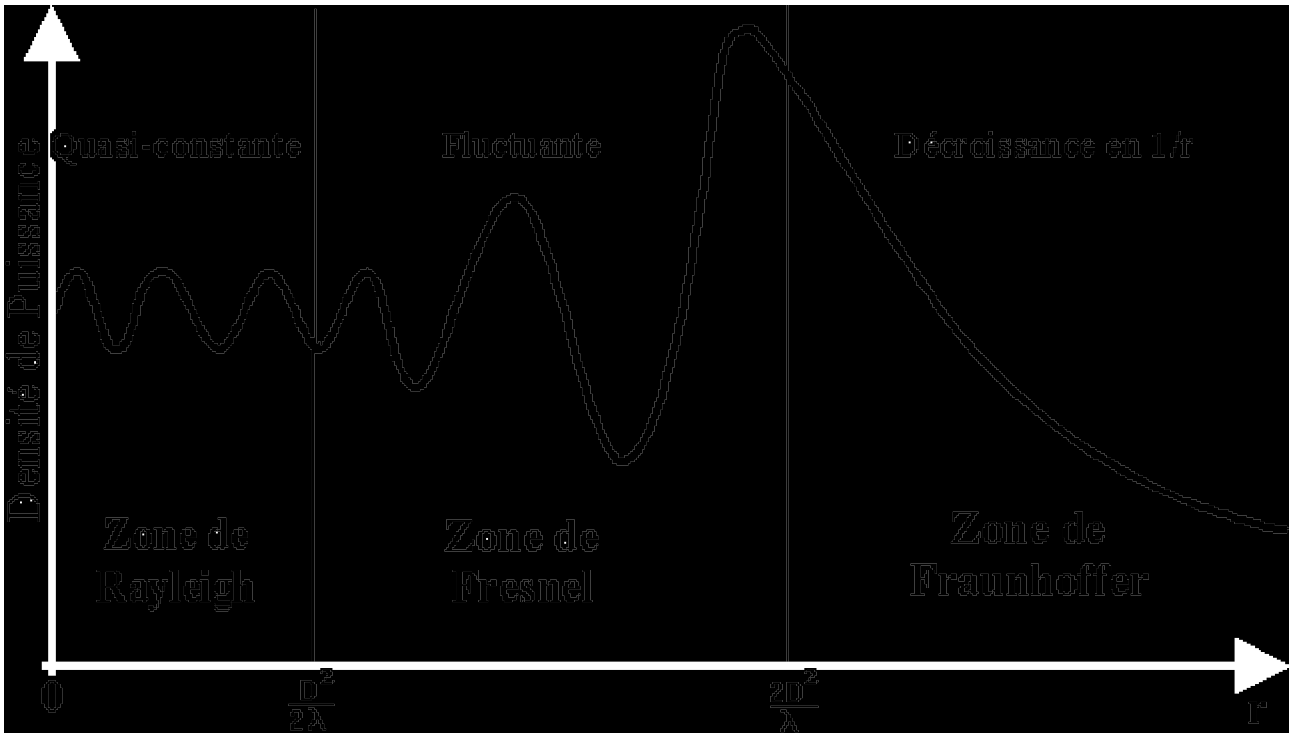


Figure 4.28:

D est le diamètre de la surface équivalente de l'antenne, r la distance de l'antenne

**Zone de Rayleigh**

Dans cette zone de champ proche ( ou zone de Rayleigh), il y a échange d'énergie réactive entre l'antenne et le milieu extérieur.

A courte distance( par rapport à le longueur d'onde),  $r < \frac{D^2}{2\lambda}$  la densité de puissance est quasi constante.

**Zone de Fresnel**

Dans une seconde zone  $\frac{D^2}{2\lambda} < r < \frac{2D^2}{\lambda}$  la densité de puissance est fluctuante.

**Zone de Fraunhofer**

Dans la zone de champ lointain ( ou de Fraunhofer), à grande distance (par rapport à la longueur d'onde), les champs sont rayonnés sous la forme d'onde (quasiment) plane.

Si r est la distance à l'antenne, dans cette zone  $r > \frac{2D^2}{\lambda}$  la densité de puissance décroît en 1/r.

Soit une ouverture équiphase dont la grande dimension est D. A proximité immédiate de l'ouverture ( quelques longueur d'onde  $\lambda$  ) l'onde rayonnée est équiphase dans un plan par-

---

allèle à l'ouverture: c'est une onde plane. Les directions de propagation qui sont normales à la surface équiphase sont parallèles les unes aux autres: le faisceau rayonné est tubulaire. Lord Rayleigh a montré que cette propriété reste vraie avec une bonne approximation - au moins 90% de la puissance rayonnée reste à l'intérieur du faisceau tubulaire et l'onde rayonnée est quasi plane - jusqu'à une distance de  $D^2/2\lambda$ , appelée la distance de Rayleigh. Au-delà de  $D^2/2\lambda$ , la divergence du faisceau rayonné devient sensible et les surfaces équiphases se transforment peu à peu. Jusqu'à  $2D^2/\lambda$ , il y a une zone de transition dans laquelle l'onde évolue d'une structure d'onde quasi-plane vers une structure d'onde quasi-sphérique. Le diagramme de rayonnement n'est pas encore formé.

A partir de  $2D^2/\lambda$ , on peut considérer avec une bonne approximation que l'onde rayonnée est une onde sphérique et que le diagramme de rayonnement est le même quelle que soit la distance. La distance  $2D^2/\lambda$ , est appelée la distance de Fraunhofer.

Selon les normes admises au niveau international, ces trois zones de rayonnement d'une ouverture sont classifiées comme suit:

- de 0 à  $D^2/2\lambda$ , la zone proche ou de Rayleigh.
- de  $D^2/2\lambda$  à  $2D^2/\lambda$ , la zone intermédiaire ou de Fresnel.
- de  $2D^2/\lambda$ , à  $\infty$ , la zone lointaine ou de Fraunhofer.

C'est dans cette dernière zone que l'on se place lorsque l'on désire étudier le rayonnement d'une antenne « à l'infini » pour déterminer son diagramme de rayonnement. Cette étude est facilitée par la forme simple que prennent alors les équations du champ dont les solutions sont bien connues.

La zone de Rayleigh, par contre, est plus difficile à étudier car les calculs doivent y être faits avec un minimum d'approximations.

## CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Nous avons présenté dans les chapitres précédents, les différents systèmes radars anticollision. Notre but initial a été l'étude de la faisabilité d'un système radar d'aide à la conduite avec un discriminateur "six-port".

Nous avons présenté les circuits "six-port" et "five-port", que nous avons utilisés dans notre application radar en tant que discriminateur de fréquence. Nous avons vu en détail les différentes parties constituant les circuits "five-port" et "six-port". Nous avons expliqué la méthode de calibrage pour les systèmes "six-port" et "five port" et nous avons conclu avec le choix du dispositif "five- port" pour notre application. Comme nous avons vu précédemment, le système "SPR" nous permet de réaliser des mesures indépendantes du niveau du signal fourni par le générateur. Il permet de calculer le rapport en amplitude et en phase des deux ondes entrantes aux accès "IN1" et "IN2" (à partir de la mesure de 4 puissances). Pour le système radar, nous pouvons considérer que ce niveau de puissance du générateur est constant; C'est la raison pour laquelle nous pouvons supprimer une donnée de puissance pour calculer le rapport entre "IN1" et "IN2" et donc utiliser un système "FPR"; De plus, pour la mesure de distance, nous avons utilisé la différence de phases entre les deux signaux reçus aux deux fréquences différentes ( $f_1$  et  $f_2$ ) de la modulation et pour l'application de la détection de DDAs, nous avons cherché la différence de phases entre les différents signaux reçus par les antennes de réception. Donc, comme nous avons vu pour nos deux applications (radar ou détection de direction d'arrivée (DDA)), nous n'avons besoin que des phases relatives, c'est à dire les différences de phases des coefficients de réflexion à  $f_1$  et  $f_2$ ; Cette restriction du système "FPR" à la mesure de phase relative nous a permis de simplifier la procédure de calibrage.

Nous avons réalisé un système radar Duplex en bande L avec l'aide d'un réflectomètre "five-port". Nous avons montré en premier lieu par simulation et en suite par mesure, qu'avec un discriminateur "five-port" nous sommes capables de réaliser un système radar. Nous avons simulé les mesures de distance et de fréquence Doppler à l'aide des appareils de mesure du laboratoire, ce qui nous a permis de valider ce principe et par la même occa-

---

sion de vérifier les programmes de traitement. Enfin nous avons mesuré une cible réelle et nous avons montré que nous pouvions obtenir la distance et la vitesse de la cible avec une précision de 2.3% et 2.5% respectivement.

Après la détermination de la vitesse et la distance, nous avons mené une étude de localisation de plusieurs cibles. Pour cela nous avons réalisé l'étude de la détection de la direction d'arrivée de signaux réfléchis par les cibles ainsi qu'une étude sur un réseau d'antennes.

Nous avons présenté une étude comparative des résultats de simulation obtenus avec plusieurs simulateurs d'antennes ainsi que la comparaison de ces derniers avec ceux obtenus par la mesure. Nous avons étudié le couplage entre les antennes en fonction de la distance entre elles en sélectionnant finalement la distance de  $\lambda/2$ . Ce réseau d'antennes patch, sera l'utilisé pour l'étude de la détection des directions d'arrivée des cibles.

Ensuite, nous avons écrit des programmes matlab pour simuler la détection de direction d'arrivée, à l'aide d'un réseau de "FPR", nous avons aussi présenté une comparaison entre les différents algorithmes qui nous permettent de déterminer la direction d'arrivée des cibles; nous avons choisi l'algorithme «Music» qui est le plus simple à implémenter et le plus rapide et qui donne une précision acceptable.

Par la suite, nous avons réalisé le système sur table à l'aide des appareils de laboratoire, des déphaseurs (qui simulent les DDAs) et des combineurs (qui simulent les antennes), comme nous avons vu précédemment. Nous avons obtenu une erreur de  $6^\circ$  sur la direction d'arrivée, sachant que les déphaseurs utilisés pour simuler les directions d'arrivée introduisent une erreur par construction de  $2\sim 3^\circ$ .

Nous avons réalisé des essais avec plusieurs cibles, et le système était capable de déterminer les positions de 2 cibles différentes.

Nous avons aussi effectué une étude de l'influence du bruit et nous sommes en train de mettre en place le système capable de mesurer, simultanément, la détection de la direction d'arrivée, de la distance et de la vitesse.

Le travail présenté peut être poursuivi en étudiant les points suivants:

- L'influence du couplage entre les antennes.
- L'influence exacte du bruit de phase de l'oscillateur local sur les mesures réalisées par le radar.
- La mise en place du système à 26GHz et 77GHz.