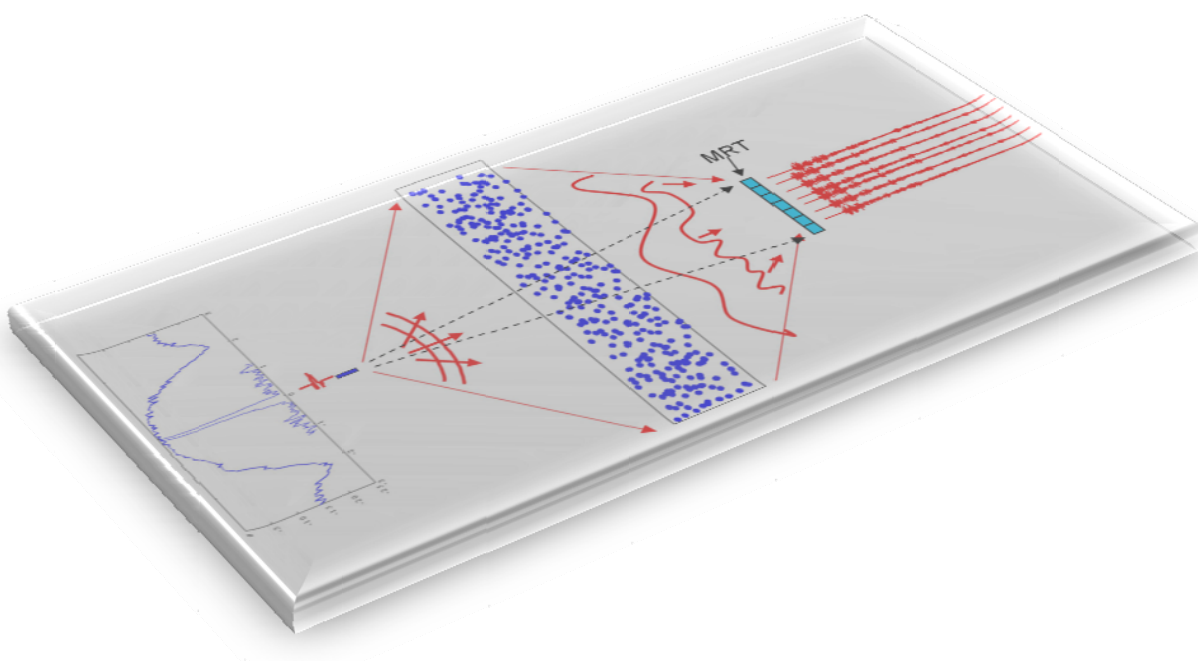


“ L S E E T ”

LABORATOIRE DE SONDAGES ELECTROMAGNETIQUES  
DE L'ENVIRONNEMENT TERRESTRE  
(UMR 6017)

Conception d'un miroir  
à retournement temporel  
en micro-ondes



Stage au laboratoire de recherche « LSEET-LEPI (CNRS) » de Février – Juin 2007

M. Marc BIANCHERI - ASTIER  
marc.biancheri@lseet.univ-tln.fr

Tuteur à l'USTV :  
M. JAUFFRET Claude  
Professeur

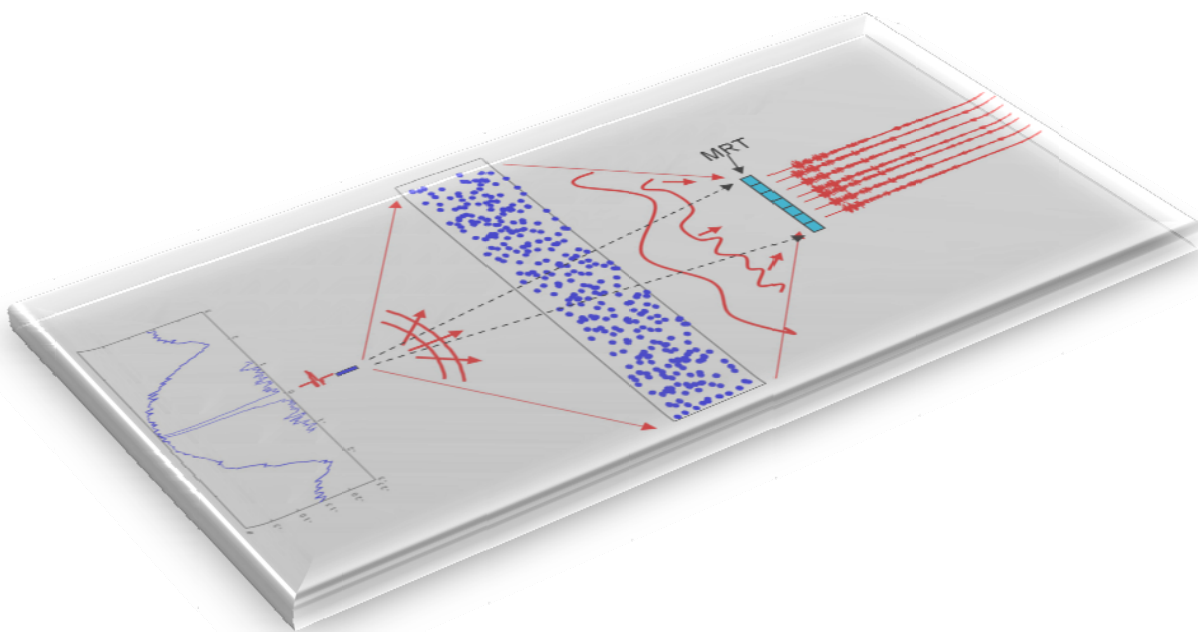
Tuteurs au laboratoire :  
M. SAILLARD Marc Professeur  
M. SPANO Eric Maître de conférences  
M. PIOCH Sébastien Maître de conférences



“ L S E E T ”

LABORATOIRE DE SONDAGES ELECTROMAGNETIQUES  
DE L'ENVIRONNEMENT TERRESTRE  
(UMR 6017)

Conception d'un miroir  
à retournement temporel  
en micro-ondes



Stage au laboratoire de recherche « LSEET-LEPI (CNRS) » de Février – Juin 2007

**M. Marc BIANCHERI - ASTIER**

marc.biancheri@lseet.univ-tln.fr

Tuteur à l'USTV :

**M. JAUFFRET Claude**  
Professeur

Tuteurs au laboratoire :

**M. SAILLARD Marc** Professeur  
**M. SPANO Eric** Maître de conférences  
**M. PIOCH Sébastien** Maître de conférences

OKS



# ***Remerciements***

Je tiens tout d'abord à remercier tout particulièrement mes trois tuteurs de stage :  
M. Marc SAILLARD, M. Eric SPANO et M. Sébastien PIOCH

Eric SPANO et Sébastien PIOCH ont renforcé mon goût du travail expérimental, déjà développé grâce à mes précédents stages en entreprise ainsi qu'avec ma passion : l'Electronique et l'Informatique. Ils ont su me faire confiance dans mes choix, tant sur le point expérimental que sur les choix d'avenir. Ils ont su faire preuve d'une grande disponibilité afin de m'apporter leurs expériences et échanger des idées sur le protocole expérimental tout en me laissant une grande indépendance, ce que j'apprécie particulièrement.

Marc SAILLARD a su m'expliquer la théorie sur le retournement temporel grâce à son cours de diffraction des ondes du Master2 Recherche "Téledétection", que j'ai suivi en parallèle de mon Master2R et surtout avec des démonstrations claires et précises.

Merci à tous mes tuteurs pour leurs disponibilités permanentes, leurs grands sens de la pédagogie ce qui m'a permis d'évoluer dans un climat de sérénité. Je tiens à souligner l'extraordinaire qualité de leurs encadrements.

En particulier, merci à M. Philippe FRAUNIE de m'avoir accueilli dans son laboratoire pour une aventure de quatre mois qui pourrait se prolonger en thèse.

Je tiens également à remercier toute l'équipe du LSEET " Laboratoire de Sondages Electromagnétiques de l'Environnement Terrestre " (CNRS / UMR6017), permanents, stagiaires et doctorants, tout simplement puisqu'au LSEET, on cultive le savoir vivre et la bonne humeur, élément essentiel d'un travail agréable. Je remercie plus particulièrement Yves BARBIN pour le suivi de mon stage et pour ses conseils avisés.

Pour finir, j'adresse mes remerciements à tous mes enseignants de mon Master 2 recherche, en particulier à M. Claude JAUFFRET et M. Philippe COURMONTAGNE, ainsi qu'à tous ceux que j'ai oublié dans cette liste qui m'ont aidé, soutenu et encouragé durant ce stage.

A tous, Merci.

# *Introduction*

Dans le cadre de ma formation universitaire en Master2 Recherche SMES « Sciences – Mer – Environnement – Systèmes » spécialité ST « Signal & Trajectographie » à la Faculté des Sciences et Techniques de l'Université Sud – Toulon - Var (USTV) s'inscrit un stage dans un laboratoire de recherche de quatre mois.

Après une prospection auprès de laboratoires de recherche du département dans mes domaines de compétences, mon choix s'est porté vers le laboratoire de recherche LSEET "Laboratoire de Sondages Electromagnétiques de l'Environnement Terrestre" du CNRS "Centre National de la Recherche Scientifique", situé au cœur même de l'Université (Bâtiment F), pour son accueil et surtout pour l'étendue de leurs compétences techniques plus particulièrement en Electronique, Electromagnétisme, Télécommunications, Traitement du signal, Modélisation de vagues, ...

**Laboratoire de Sondages Electromagnétiques  
de l'environnement Terrestre (LSEET-LEPI)**

Université de Toulon et du Var  
83957 LA GARDE CEDEX (France)  
Tél. : 04 94 14 24 16  
Fax : 04 94 14 24 17  
<http://lseet.univ-tln.fr>

Cette expérience sera enrichissante tant sur le plan professionnel que relationnel. Etablir des dialogues, des relations avec des doctorants, des maîtres de conférences, des professeurs d'universités mais surtout travailler en collaboration avec mes anciens enseignants de cette faculté des Sciences et un de mes anciens enseignants de l'IUT GTR "Génie des Télécommunications et des Réseaux" de Nice / Sophia-Antipolis, M. Jean-Yves DAUVIGNAC, étaient mon deuxième souhait.

# ***Table des matières***

<b>Remerciements .....</b>	<b>3</b>
<b>Introduction .....</b>	<b>4</b>
<b>Table des matières .....</b>	<b>5</b>
<b>Présentation du Projet.....</b>	<b>7</b>
<b>1. Le laboratoire LSEET .....</b>	<b>11</b>
<b>2. Aspects théoriques .....</b>	<b>13</b>
2.1. Les systèmes d'imagerie micro-ondes .....	13
2.1.1. Présentation .....	13
2.1.2. Domaines d'application.....	13
2.1.3. Problème direct et problème inverse .....	14
2.1.3.1. Problème direct .....	14
2.1.3.2. Problèmes inverses : séparation de sources et/ou diffraction inverse .....	14
2.1.4. Synthèse .....	15
2.2. Rappels sur les ondes en électromagnétisme .....	16
2.2.1. Ondes électromagnétiques .....	16
2.2.2. Propagation d'une onde (dans le vide) .....	17
2.2.3. Equation de Helmholtz et fonction de Green .....	18
2.2.4. Problème de la réflexion du sol.....	20
2.2.5. Diffraction électromagnétique.....	20
2.2.5.1. Théorie de la diffraction .....	20
2.2.5.2. Approximations selon la région du champ diffracté.....	20
2.3. Problème direct en régime harmonique .....	21
2.3.1. Introduction .....	21
2.3.2. Configuration "espace homogène ».....	21
2.3.2.1. Formulation du problème.....	21
2.3.2.2. Représentation intégrale des champs .....	22
2.3.3. Synthèse .....	23
2.4. Problème inverse : Retournement temporel & DORT .....	24
2.4.1. Le retournement temporel .....	24
2.4.2. La Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel : DORT .....	26
2.4.3. Synthèse .....	27
2.5. Radar GPR à impulsions synthétiques.....	28
2.5.1. Principe de fonctionnement.....	28
2.5.2. Miroir à conjugaison de phase .....	28
2.5.2.1. Liens avec le retournement temporel .....	28
2.5.2.2. Choix de l'antenne .....	29
2.5.2.3. Limite de notre système .....	30
2.5.3. Caractérisation des erreurs intrinsèques .....	30
2.5.3.1. Caractérisation des voies du radar : matrice [S] .....	30
2.5.3.2. Interactions entre antennes .....	35
2.5.4. Performances du radar.....	37
2.5.4.1. Portée du radar.....	37
2.5.4.2. Résolution du radar .....	38
2.5.4.3. Dynamique de détection .....	39
2.5.5. Synthèse.....	39
<b>3. Simulations et mesures réalisées .....</b>	<b>41</b>
3.1. Méthodes utilisées .....	41
3.2. Résultats des simulations.....	43
3.3. Résultats avec des mesures prise en chambre anéchoïque.....	46






<b>4. Aspects techniques et conception .....</b>	<b>49</b>
4.1. Choix de l'architecture .....	49
4.2. Etude du matériels HF.....	50
4.2.1. Analyseur de réseau vectoriel : ROHDE & SCHWARZ ZVB8.....	50
4.2.1.1. Sa fonction .....	50
4.2.1.2. Compatibilité avec MATLAB .....	51
4.2.2. Exploitation des mesures avec MATLAB .....	52
4.2.2.1. Méthode de mesures.....	52
4.2.2.2. Création d'un fichier par fréquence .....	52
4.2.2.3. Chainage de quadripôles .....	52
4.2.2.4. Quadripôle inconnu dans une mise en cascade .....	53
4.2.2.5. Exemple : Mise en application .....	53
4.2.3. Atténuateur : WAVELINE ADC13000 .....	55
4.2.4. Déphaseur : WAVELINE DPS1088.....	56
4.2.5. Switch CHARTER ENGINEERING INC. SP2T .....	56
4.2.6. Antennes large bande .....	57
4.3. Conception des cartes électroniques et choix des composants .....	59
4.3.1. Conception sous KICAD .....	59
4.3.2. Centralisation autour d'un microcontrôleur .....	59
4.3.2.1. Sa fonction .....	59
4.3.2.2. Microcontrôleurs gérant l'USB : Microchip PIC 18F4550 .....	60
4.3.2.3. Carte de développement : PICDEM DM163025 FS USB .....	60
4.3.3. Buffers : ULN2003 .....	61
4.3.3.1. Sa fonction .....	61
4.3.3.2. Implantation électronique.....	61
4.3.4. Registres : PHILIPS PCF8575 .....	62
4.3.4.1. Sa fonction .....	62
4.3.4.2. Le protocole I2C.....	63
4.3.4.3. Implantation électronique.....	64
4.3.4.4. Ajout d'un décodeur "1 vers 8" : 74LS138.....	64
4.4. Programmation Hardware .....	65
4.4.1. Logiciels et matériels .....	65
4.4.2. Commutation de voies : pilotage des switches et du décodeur .....	66
4.4.3. Pilotage des voies : Commande du couple atténuateur-déphaseur .....	67
4.5. Communication centralisée <i>via</i> MATLAB .....	68
4.5.1. Les protocoles de communication inter-instruments .....	68
4.5.2. Drivers d'instrumentation VISA.....	68
4.5.3. Contrôle à distance de l'analyseur réseau <i>via</i> Ethernet.....	69
4.5.4. Ecriture en mémoire du microcontrôleur PIC <i>via</i> USB.....	70
<b>5. Conclusion et perspectives.....</b>	<b>71</b>
Annexe A : Photos de notre prototype radar .....	73
Annexe B : Programme de simulation du problème direct et de la rétro-propagation de l'onde réfléchie ..	75
Annexe C : Bon de commande du matériels HF .....	78
Annexe D : Diagramme de rayonnement de l'antenne ETSA.....	80
Annexe E : Microchip PIC18F4550 .....	81
Annexe F : Gestion I2C - Fonctions et Librairies.....	82
Annexe G : Gestion I2C - Registres du PIC18F4550.....	84
Annexe H : Gestion du protocole USB pour un microcontrôleur PIC18F .....	87
<b>Table des figures .....</b>	<b>89</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>91</b>

# Présentation du Projet

Ce stage s'inscrit dans le cadre d'un projet de recherche dont l'objectif consiste à mettre au point un prototype de capteurs micro-onde [2-4] GHz, destiné à détecter et caractériser une anomalie immergée dans un environnement inhomogène. Le système sera composé d'un réseau d'antennes émettant des signaux très large bande et fonctionnant en configuration multistatique (chaque antenne peut émettre et recevoir). L'alimentation de chaque antenne devra être contrôlée en amplitude et en phase afin d'assurer une grande agilité en termes de pointage du faisceau. En effet, l'aspect novateur du système réside dans ce que l'émetteur devra s'auto-configurer afin de focaliser son rayonnement sur le point brillant détecté lors de la précédente émission.

Cette approche, fondée sur les propriétés des miroirs à retournement temporel, ne requiert aucune connaissance préalable sur l'anomalie. Elle est déjà appliquée en Acoustique ultrasonore pour des problèmes de contrôle non destructif et d'imagerie médicale. La technologie pour les micro-ondes en électromagnétisme n'a évidemment rien à voir, et le projet est destiné à évaluer le potentiel du retournement temporel appliqué à des signaux très large bande.

Outre la compréhension théorique nécessaire, le stage comporte beaucoup d'aspects techniques. Le travail s'articulera principalement autour des points suivants :

-  Compréhension des aspects théoriques liés au problème étudié : retournement temporel en micro-ondes.
-  Réalisation de cartes électroniques permettant de piloter les différents éléments de la manipulation (déphaseurs, atténuateurs, commutateurs pour les antennes, ...).
-  Finalisation de l'interface à microcontrôleur PIC destinée au pilotage automatique des différents éléments du système.
-  Etude (algorithmique) et réalisation d'un programme sur PC (en MATLAB) destiné à recueillir les données et à les traiter. Le PC commandera, en outre, *via* une liaison ETHERNET, un analyseur de réseau servant de source RF ce qui permettra de paramétrer le PIC dans le but de piloter le système complètement autonome. Ce travail s'appuiera sur les connaissances théoriques acquises au premier point.
-  Mise en œuvre d'une série de tests permettant de valider le système avant son exploitation.

## **Historique :**

Ce travail de recherche se place dans le contexte des études sur les nouveaux concepts de radars agiles, l'agilité se traduisant ici par une grande versatilité en termes de front d'onde émis par le système. D'un point de vue technique, l'objectif consiste à mettre au point un prototype destiné prioritairement à détecter et caractériser une anomalie immergée dans un environnement inhomogène. Le terme anomalie désigne ici une distribution de permittivité a priori non prévue par la statistique des fluctuations de permittivité de l'environnement.

L'aspect novateur du système réside dans le fait que l'émetteur devra s'auto-configurer afin de focaliser son rayonnement sur le point brillant détecté lors de la précédente émission, ceci afin d'optimiser le rapport signal à bruit en « évacuant » la signature du fouillis. Un tel système, appelé miroir à retournement temporel, ne requiert aucune connaissance préalable sur l'anomalie. Cette approche est déjà appliquée en Acoustique ultrasonore pour des problèmes de contrôle non destructif et d'imagerie médicale (travaux du Laboratoire Ondes et Acoustique de l'ESPCI – LOA [http://www.loa.espci.fr/cnd\\_website/index\\_CND\\_fr.html](http://www.loa.espci.fr/cnd_website/index_CND_fr.html)). La technologie pour les micro-ondes en électromagnétisme est évidemment très différente. A ce jour, deux voies ont été explorées. D'une part, le concept de miroir à conjugaison de phase, qui possède aussi cette capacité à retourner l'onde incidente sur la source, a été transposé de l'Optique aux micro-ondes. Ceci est réalisé grâce à des circuits électroniques qui reproduisent le comportement des matériaux non-linéaires utilisés en Optique. Ces miroirs sont optimisés pour une fréquence donnée et ne traitent que des signaux quasi-monochromatiques. D'autre part, le LOA a, pour des applications en télécommunications, développé un miroir à retournement temporel travaillant sur des signaux à faible largeur de bande autour de 2,45GHz ([http://www.loa.espci.fr/electromag/index\\_groupe\\_electromag\\_fr.html](http://www.loa.espci.fr/electromag/index_groupe_electromag_fr.html)).

**Notre projet :**

Par rapport à l'existant, notre objectif est double : développer un système multistatique (dit MIMO en télécommunications) compatible avec des signaux ultra-large bande (ULB,  $\Delta f/f_c > 0.25$ ) et capable, grâce à l'application de la méthode de Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel (DORT) de focaliser sélectivement sur l'un ou l'autre des points brillants de la scène dès la première itération du processus, et pas nécessairement sur le plus brillant. Des études expérimentales, menées sur des cibles simples, d'abord avec un seul cornet large bande dans la chambre anéchoïque à l'Institut Fresnel à Marseille, puis avec le radar SIMIS à huit antennes ULB du Laboratoire d'Electronique Antennes et Télécommunications (LEAT), ont permis de synthétiser numériquement le retournement à partir des données enregistrées, validant par là même le concept.

**- Objectifs et moyens prévus :**

A terme (travail de thèse), le système sera composé de deux réseaux indépendants de huit antennes ULB chacune contrôlées en amplitude et en phase, afin d'assurer une grande agilité en termes de pointage du faisceau. Cet aspect fera l'objet d'une collaboration avec le LEAT, qui dispose d'une grande expérience dans le couplage entre antennes. Deux modes de fonctionnement sont prévus :

- le retournement du signal enregistré
- la réémission de l'onde associée à un vecteur propre grâce à la méthode DORT.

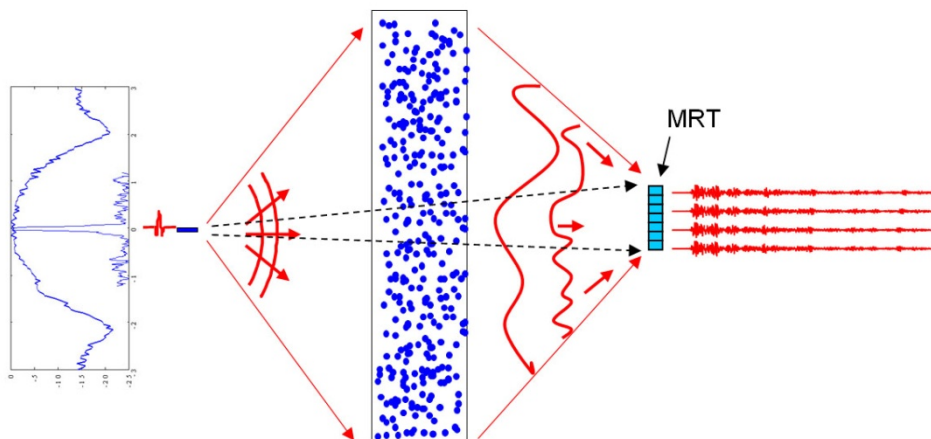
On testera aussi des méthodes de traitement du signal pour détecter et localiser des anomalies, par exemple en combinant les méthodes MUSIC et décomposition de l'ORT sur les valeurs singulières de la matrice inter-éléments. L'intérêt de disposer de signaux ULB est de pouvoir, préalablement au retournement, filtrer temporellement le signal pour exclure l'écho indésirable de contributeurs connus, si la résolution le permet.

**- Moyens actuels (lors du stage) :**

Durant le stage, n'ayant pas reçu tout le matériel souhaité, nous avons constitué un système allégé mais parfaitement fonctionnel. Actuellement, il est constitué d'un réseau de 4 voies d'émission/réception complètes. Chaque voie possède son couple atténuateur-déphaseur et son antenne permettant de dépointer le faisceau, comme le cahier des charges le stipule. Néanmoins ne possédant pas encore le second réseau, nous serons dans l'obligation de simuler, avec MATLAB, la carte de champ du signal diffracté à partir des données mesurées en appliquant la méthode DORT.

**Principe de fonctionnement :**

La Figure 1 représente une expérience réalisée en acoustique. Un champ de tiges (diffuseurs) est placé entre une antenne primaire en émission et un réseau d'antennes en réception. L'antenne primaire envoie une impulsion temporelle, en direction des diffuseurs, le réseau capte le champ diffracté issu de l'interaction onde-matière résultante. Une carte de ce champ est ensuite simulée numériquement sous MATLAB.



*Figure 1 : Principe du miroir à retournement temporel*

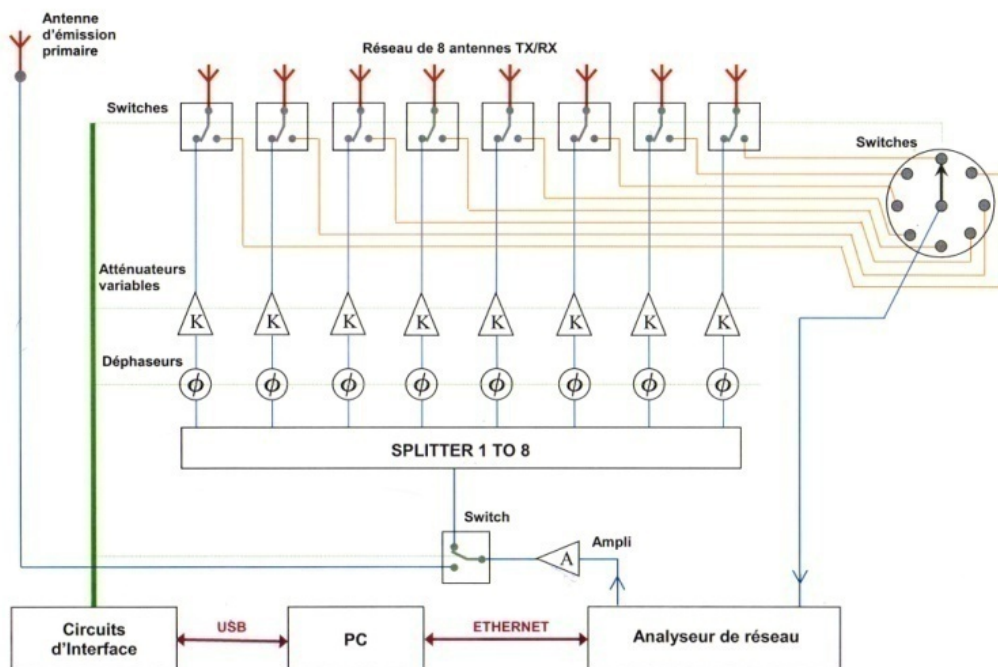
Ensuite, deux possibilités se présentent :

- On simule des réémissions sur PC du champ diffracté. On remarquera que le signal convergera, au bout de quelques itérations, vers un seul diffuseur (ou un sous ensemble de diffuseurs proches) qui aura un coefficient de diffusion plus fort.
- On simule une réémission sur PC d'une partie de ce champ mesuré en appliquant la méthode DORT. Cela nous permettra de focaliser le faisceau d'émission sur le diffuseur souhaité.

Comme précisé précédemment, nous souhaitons réaliser, en pratique, le dépointage du faisceau de réémission. Pour ce faire, nous avons notre réseau pilotable. Néanmoins, la pratique est plus complexe que la théorie. Afin d'être précis dans le pointage de ce faisceau, le laboratoire a opté pour une impulsion synthétique. Notre système enverra des ondes monochromatiques. La reconstitution du signal temporel est ensuite possible par transformée de Fourier. Ceci permet d'avoir une grande liberté sur la résolution fréquentielle, la bande passante et le nombre de points d'acquisition. Ce principe est aussi appelé radar à saut de fréquence.

### Réalisation du miroir à conjugaison de phase :

Notre miroir à conjugaison de phase peut être scindé en trois parties (cf figure 2). Une partie « HAUTES FREQUENCES » constituée d'un analyseur de réseau, d'un réseau d'antennes pilotables en amplitude et en phase avec le couple atténuateur-déphaseur permettant le dépointage du faisceau émis. Ensuite, la partie « Circuits d'interface » comportant toute l'électronique centralisée autour d'un microcontrôleur afin de piloter la partie « HF ». Notre système est centralisé autour de MATLAB afin de réaliser du traitement du signal sur les données acquises et de gérer les contrôles à distance de l'analyseur de réseau et des circuits d'interface.



*Figure 2 : Architecture générale*

Ce prototype sera limité par le temps d'acquisition de l'analyseur de réseau, restreignant, à ce stade, l'utilisation du radar à des environnements quasi-statiques. Aussi, la partie technique devra être optimisée, lors du travail de thèse. Il mènera à la réalisation d'un système totalement autonome, possédant ses propres générateurs et démodulateurs, afin d'optimiser la durée du cycle réception-retournement. Cette optimisation passera aussi par l'implantation au sein du système des algorithmes de traitement des données. Cela permettra de préciser le champ d'application dans des milieux mobiles tels que la mer.

### *Annexe A : Photos de notre prototype radar*

Ce rapport s'articule comme suit :

- En introduction, une brève explication du concept que nous souhaitons mettre en œuvre ainsi qu'une présentation générale de mon sujet de stage.
- Par la suite, une première partie présentera brièvement le laboratoire d'accueil.
- Ensuite, nous aborderons en détail le projet sous sa partie théorique avec :
  - o Un bref rappel sur les ondes électromagnétiques,
  - o une étude théorique des configurations rencontrées,
  - o les principes physiques mis en œuvre,
  - o le traitement du signal pour l'optimisation.
- De plus, nous analyserons les simulations numériques réalisées sous MATLAB ainsi qu'une expérience issue des données du LEAT,
- Nous aborderons le projet sous sa partie réalisation technique avec :
  - o les matériels HF (haute fréquence) utilisés,
  - o la conception et réalisation électronique.
- En conclusion, le bilan professionnel et personnel apporté par ce stage.

Précisons que ce stage est la première étape d'un projet beaucoup plus vaste, débouchant sur un sujet de thèse auquel j'ai postulé. Tout l'intérêt de ce projet est qu'il ne s'agit pas de la reprise de travaux antérieurs mais, au contraire, d'un domaine ouvert où tout reste à faire. La théorie du retournement temporel en microonde existe et a été traitée, notamment par Marc SAILLARD (1)..., reste la mise en œuvre délicate et rigoureuse de ces algorithmes sur un véritable système de mesure. C'est tout le challenge de ce stage et de la thèse qui en découlera.

Le sujet à traiter est très vaste. Les domaines abordés sont l'électronique numérique, l'électromagnétisme et le traitement du signal. Tout d'abord, il débute par la réalisation électronique du radar (miroir) en passant par la programmation hardware et la communication inter-instrument. Ensuite, il a fallu comprendre les phénomènes physiques de l'électromagnétisme ainsi que le principe du retournement temporel en micro-ondes. Dans le but de confirmer la théorie, des simulations numériques ont été effectuées. Pour finir, l'étude du traitement de signal de la méthode DORT à appliquer aux signaux réémis. Lorsque tout le matériel HF aura été reçu, nous pourrons réaliser des expériences, des campagnes de mesures, ...



# 1. Le laboratoire LSEET

## Les domaines de recherche :

Le Laboratoire de Sondages Electromagnétiques de l'Environnement Terrestre est spécialisé dans les développements en instrumentation, à l'origine essentiellement radar, la physique de la mesure associée et la physique du milieu naturel, avec des applications successivement en ionosphère, atmosphère et océanographie côtière.

Ces activités ont conduit le laboratoire à développer des instruments originaux et à participer aux programmes nationaux ou internationaux d'observation des enveloppes superficielles (océan et atmosphère) par télédétection sol et spatiale.

Il a été aussi amené à s'intéresser au problème de l'interaction des ondes électromagnétiques et des structures cohérentes du milieu, à des échelles de plus en plus petites, au fur et à mesure que progressait la résolution de ces techniques de mesure, accompagnant le raffinement des mailles des modèles opérationnels.

C'est ainsi que le laboratoire s'est naturellement diversifié dans l'étude de processus physiques, en atmosphère (cyclones, fronts, feuillets thermiques) comme en océanographie côtière (interactions houle-courant puis houle-fond, transport particulaire) et, à la faveur de nouveaux recrutements, par l'ouverture d'une activité en modélisation et assimilation de données.

La cohérence du laboratoire s'est organisée autour de la mise en commun d'approches communes et de développements de méthodes inverses (déconvolution, contrôle optimal) et de haute précision (capture de fronts et suivi d'interfaces), tant en traitement de signal qu'en discrétisation et assimilation de données. Cette particularité est à l'origine de l'intensification des activités de recherche en amont et méthodologiques, complémentaires d'une approche par observation et modélisation plus opérationnelle menée dans d'autres laboratoires. Ainsi, les participations du LSEET aux programmes nationaux et européens et les retombées et valorisations de ses développements méthodologiques et instrumentaux sont-elles nombreuses et diversifiées.

Le laboratoire est scindé en quatre thématiques :



Figure 3 : Les thématiques du LSEET

## Thématique : Electromagnétisme & Télédétection :

Equipe : Y. Barbin, P. Broche, P. Forget, H. Luce, J. Piazzola, M. Saillard, E. Spano, S. Pioch, M. Biancheri-Astier (stagiaire)

Cette thématique est centrée sur l'interprétation de données de télédétection. Ces données seront soit issues de campagnes aéroportées ou de missions spatiales, soit acquises par le laboratoire sur le terrain. Dans ce très vaste champ d'étude, le laboratoire envisage de se concentrer sur quatre applications. Trois d'entre elles développent et étendent les activités traditionnelles du laboratoire, en l'occurrence la télédétection active océanique (radars Doppler sol pour les signatures superficielles de l'océan et imagerie hyperfréquence) et le sondage de l'atmosphère (radars HF/VHF/UHF).

La quatrième concerne la détection d'objets enfouis dans le premier mètre du sous-sol. Le problème de la détection et de la caractérisation d'objets enfouis est spécifique, dans le sens où la signature radar de l'environnement n'a besoin d'être caractérisée que comme source de fouillis, afin de mettre en œuvre les outils optimaux (au sens de la détection) de traitement du signal. Dans ce domaine, nous allons assurer la mise en œuvre de la partie expérimentale, grâce au sondage par radar géologique 2-4GHz, et nous prévoyons de développer la partie liée au signal.

Ce projet consiste à proposer des modèles d'interaction des ondes électromagnétiques avec les milieux naturels, et à les combiner avec des techniques de traitement du signal et des algorithmes d'inversion. Ces deux activités, qui relèvent en grande partie des sections 7 et 8 du CNRS (Sciences et technologies de l'information & Micro et nano-technologies, électronique, photonique, électromagnétisme, énergie électrique) sont au cœur de notre rapprochement du département STIC " Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication ".



### **Collaborations :**

Sur le plan scientifique, la première difficulté en modélisation réside dans la description même du milieu. En télédétection la pertinence d'une description est aussi liée aux instruments de sondage (fréquence, résolution, traitement du signal...) et aux paramètres d'entrée requis par la modélisation électromagnétique (permittivité, statistique des fluctuations d'indice...). Dès cette étape donc, le dialogue inter-disciplinaire est important. Il l'est bien sûr par la suite pour l'exploitation des données, où un algorithme d'inversion, même sophistiqué, n'est rien sans connaissance a priori sur l'environnement. C'est pourquoi les laboratoires spécialisés en télédétection œuvrent pour le rassemblement de ces compétences en leur sein.

La prospective quadriennale (période 2004-2007) du laboratoire s'appuie sur une restructuration du laboratoire autour de problématiques, nouvelles et porteuses, d'interactions océan-atmosphère à petite échelle (micro à locale), enrichies de l'étude des aérosols marins grâce à l'accueil de l'équipe de physiciens du Laboratoire d'Etude des Echanges Particulaires aux Interfaces (LEPI) de l'Université de Toulon et du Var et d'une intensification des études d'interaction ondes électromagnétiques avec le milieu naturel, partie intégrante des Sciences et Techniques de l'Information et des Communications.

Les modèles d'interaction électromagnétique seront développés en collaboration avec d'autres laboratoires possédant des compétences reconnues dans le domaine, comme Pour ce faire, nous avons notre réseau pilotable, l'IRCOM et le LEAT, laboratoires rattachés au département STIC. Pour la mise en place d'algorithmes de détection ou d'inversion, notre équipe entretiendra des collaborations avec des spécialistes de traitement du signal, en particulier le LIS et, au niveau local, le laboratoire SIS.

Ce chapitre a nécessité de multiples travaux de recherche. Il a été inspiré de (1), (2), (3) et de nombreux articles indexés en bibliothèque.

## 2. Aspects théoriques

Le domaine de l'imagerie électromagnétique comprend deux pôles. Le premier est lié à la conception et l'emploi d'un système d'acquisition du champ électromagnétique. Le second a pour objet les algorithmes de traitement des mesures permettant de tenir compte de l'interaction du rayonnement microonde avec les inhomogénéités du milieu étudié pour reconstruire des images. Le travail présenté dans ce stage se situe dans la première thématique, il tient au développement d'un système radar à pénétration de surface, désigné SPR (Surface Penetrating Radar) ou Ground Penetrating Radar (GPR) pour l'étude d'objets enfouis. Néanmoins, le second point sera étudié dans le chapitre suivant.

Dans ce rapport, nous proposons tout d'abord d'étudier les différents systèmes d'imagerie microonde développés pour des applications de type SPR afin de situer notre problématique. En effet, si tous ont pour but de produire des images des milieux auscultés, il existe plusieurs voies pour y parvenir. Le problème d'imagerie est complexe et nécessite en règle générale l'utilisation de données de bonne qualité.

### 2.1. Les systèmes d'imagerie micro-ondes

#### 2.1.1. Présentation

Le problème global de l'imagerie microonde est tributaire de deux aspects. Le premier est lié à la conception et la mise en œuvre d'un dispositif de mesure. Le système relève le champ diffracté, rayonné par les courants induits au sein des hétérogénéités, générés suite à l'éclairement du milieu par un champ électromagnétique incident : problème direct. Le second aspect porte sur le traitement du signal en tenant compte de l'interaction onde-matière, qui se produit au sein des objets diélectriques soumis à un rayonnement microonde, et l'utilisation d'algorithmes pour reconstruire une image liée aux caractéristiques des sources induites, dues au contraste de permittivité, du milieu sous investigation : problème inverse.

Un système d'imagerie microonde est donc confronté à des objets, qualifiés aussi de cibles ou d'hétérogénéités, localisés dans un milieu dont les caractéristiques sont connues. Plusieurs alternatives sont possibles pour parvenir à une image, que ce soit par investigation invasive ou non, avec une configuration circulaire ou linéaire autour du milieu.

Le problème de l'imagerie microonde est abordé dans ce chapitre, tout d'abord au regard des algorithmes de détection et de reconstruction. Avec la connaissance du champ incident et la mesure du champ diffracté, ils tendent vers l'obtention d'informations pour la détection et la localisation d'objets (imagerie qualitative), l'identification et la classification (imagerie quantitative).

#### 2.1.2. Domaines d'application

Nous présentons quelques applications concernant la détection subsurface (objets enterrés, imagerie de structures,...) mais qui ne constituent pas une liste exhaustive. En effet, d'autres applications, en particulier en contrôle non destructif dans le domaine industriel, peuvent être envisagées. Des procédés d'imagerie sont régulièrement employés dans plusieurs domaines scientifiques. Pour le grand public, les applications médicales sont les plus connues, telles que la radiographie et la tomodensitométrie par rayons X (scanner) ou encore l'imagerie à résonance magnétique (IRM) pour établir un diagnostic.

#### **Détection de mines**

De nombreuses mines anti-personnelles demeurent enfouies dans les anciennes zones de conflit, mutilant les civils revenus y vivre. Les détecteurs de métaux devant faire face à la réduction importante des quantités de métal dans la fabrication des mines, le GPR se présente comme un bon candidat pour cette application où les objets sont ensevelis peu profondément.

Ainsi dans [GAR96], les auteurs s'intéressent au potentiel du système MTIT "Microwave Tomographic Imaging Tool" pour la détection de mines en temps quasi réel. Doté d'un réseau de capteurs, il offre un champ d'investigation d'un mètre de largeur pour un mètre de profondeur. L'élaboration d'image est réalisée à l'aide de trois paramètres : la constante diélectrique du sol qui permet de déduire la vitesse de propagation des ondes, les seuils haut et bas qui relatent la dynamique de détection du système.

#### **Génie civil**

Pour le contrôle non destructif des chaussées, il est nécessaire de connaître la géométrie des différentes couches qui la composent pour évaluer son comportement mécanique ou définir, le cas échéant, le type de réparation appropriée. Ces dernières années, des avancées pour l'auscultation des routes sont observées, vers plus de rapidité, vers de plus hautes fréquences qui impliquent un rythme d'acquisition élevé, des mesures donc quasi continues et la constitution de cartes présentant les différentes couches.

Il est aussi intéressant de localiser d'éventuelles irrégularités dans les structures routières (4) permettant de les traiter de manière adéquate avant qu'elles ne s'étendent jusqu'à la surface. Il s'agit d'identifier la diffraction d'une couche moins diffringente en raison d'une constante diélectrique plus faible que celle des autres couches.

Par ailleurs, le GPR est utilisé dans l'étude des propriétés du béton afin d'estimer le degré de détérioration d'un édifice ou son potentiel de résistance à un évènement particulier. Dans (5) sont retenus trois critères : la porosité, la saturation en eau et les armatures métalliques (avec leurs localisation et taille). Par l'utilisation d'un modèle empirique pour les structures en béton armé dans le domaine fréquentiel, il est possible d'estimer les critères cités grâce à la mesure de l'onde diffractée et la connaissance de l'onde incidente.

### 2.1.3. Problème direct et problème inverse

Malgré le développement des techniques GPR, il manque encore des procédures automatisées et stables afin d'étudier les énormes quantités d'informations qu'ils génèrent. En outre, l'analyse manuelle de ces données impose généralement la présence d'un opérateur qualifié, conduisant à des interprétations subjectives, requérant invariablement une durée significative.

L'imagerie microonde repose sur deux problèmes. Le premier, dit direct, a pour but de calculer la répartition du champ résultant de l'interaction des ondes électromagnétiques avec des diffuseurs soumis à un champ incident. Il nécessite la connaissance des sources, ainsi que les caractéristiques géométriques (dimensions et forme) et électromagnétiques (principalement la permittivité complexe) des objets et du milieu. Il est le point de départ des problèmes de diffraction.

Dans le second problème, inverse celui-ci, il s'agit de retrouver certaines propriétés électromagnétiques de ou des objets à partir de la mesure du champ diffracté, dans une région bien délimitée ou non. À partir de la connaissance du champ incident et de l'interaction dans un domaine restreint, il permet de reconstruire une image représentative de(s) l'objet(s).

#### 2.1.3.1. Problème direct

Le problème direct est lié à la conception et la mise en œuvre d'un dispositif de mesure. Le système relève le champ diffracté, rayonné par les courants induits au sein des hétérogénéités, générés suite à l'éclairement du milieu par un champ électromagnétique incident.

Ce dispositif de mesure fait appel à d'autres domaines de recherche : Electronique numérique, Transmission et adaptation, Traitement d'antennes que nous verrons en détail dans le chapitre "Aspects techniques et conception".

#### 2.1.3.2. Problèmes inverses : séparation de sources et/ou diffraction inverse

Le problème de l'imagerie microonde est abordé dans ce chapitre, tout d'abord au regard des algorithmes de détection et de reconstruction.

Le problème inverse porte sur le traitement du signal en tenant compte de l'interaction onde-matière, qui se produit au sein des objets diélectriques soumis à un rayonnement microonde, et l'utilisation d'algorithmes pour reconstruire une image liée aux sources induites.

Avec la connaissance du champ incident et la mesure du champ diffracté, ils tendent vers l'obtention d'informations pour la détection et la localisation d'objets (imagerie qualitative), l'identification et la classification (imagerie quantitative). La résolution qualitative, dont le principal intérêt tient dans le faible coût en temps de calcul, permet de reconstruire uniquement les sources induites dans le milieu. La résolution quantitative permet quant à elle de reconstruire la permittivité complexe des objets et a fait l'objet d'études ultérieurement (6) (7).

La résolution qualitative est communément appelée problème inverse de sources, et la résolution quantitative : diffraction inverse.

À partir de la connaissance du champ incident et des interactions, le problème inverse permet de retrouver certaines propriétés électromagnétiques de ou des objets à partir de la mesure du champ diffracté. Il permet de reconstruire une image représentative de(s) l'objet(s) : résolution quantitative.

Il s'agit d'un problème mal posé dans le cas général, c'est-à-dire qu'il n'offre pas simultanément l'existence, l'unicité et la stabilité de la solution. En effet, la fonction qui relie les propriétés électriques de l'objet aux valeurs du champ diffracté est non linéaire. Cette caractéristique provient du phénomène de diffraction multiple au sein de l'objet, et est davantage présente en hautes fréquences [CHE95].

### **Tomographie par diffraction :**

Les premières méthodes de résolution du problème inverse étaient basées sur la tomographie par diffraction, fournissant une image en coupe d'un milieu soumis à l'éclairement d'un champ électromagnétique. Ses premières applications ont été l'imagerie d'objets en espace libre (6) ainsi que, pour le domaine biomédical, d'objets enfouis (7).

Le champ total à l'intérieur de l'objet est, par exemple, approché à l'aide de l'approximation de Born : le champ diffracté est considéré faible devant le champ incident, cela revient à utiliser l'expression du champ incident à la place du champ total. Puis, le théorème de diffraction par Fourier conduit à une relation linéaire entre la fonction de l'objet et le champ diffracté mesuré. Plusieurs fréquences et différents angles d'incidence permettent d'aboutir au spectre de la fonction de l'objet puis, par transformée inverse, aux propriétés du dit objet. Le noyau des calculs est basé sur des transformées de Fourier rapides, cela autorise des résultats en temps quasi réel. Par contre, si la résolution théorique est de  $\lambda/2$ , elle est difficile à atteindre. De plus, cette méthode est limitée dans son champ d'application selon l'approximation choisie (produit du diamètre de l'objet par son indice de réfraction inférieur à 0,25 dans le cas de l'approximation de Born).

### **Méthodes itératives linéarisées :**

Pour contourner les limitations de la tomographie par diffraction, d'autres méthodes ont été développées. Le problème direct est tout d'abord discrétisé, par exemple à l'aide de la méthode des moments, puis le problème inverse linéarisé résolu par un processus itératif. Ainsi, la DBIM (Distorted Born Iterative Method, (8), extension de la première méthode – BIM – proposée par les auteurs, montre de bonnes performances en termes de convergence.

### **Méthodes itératives non linéaires :**

Des méthodes itératives lourdes peuvent être mises en œuvre pour construire le profil de permittivité du diffuseur, dont celle du (bi-)gradient conjugué. Il s'agit de minimiser une fonctionnelle coût par comparaison avec un modèle issu du problème direct. Dans cette méthode, la fonctionnelle non linéaire n'est constituée que d'un seul terme, celui du champ diffracté. La qualité de la reconstruction peut être améliorée par un procédé de régularisation – incorporation d'une information a priori sur la solution.

Les mesures sont effectuées sur un nombre fini de points. Cela implique une mauvaise représentation du champ diffracté. De plus, lors des acquisitions, un bruit de mesure souvent non négligeable est collecté. Ce paramètre nécessite un traitement approprié avant son passage dans le processus d'imagerie. Une certaine stabilité de l'algorithme d'imagerie est aussi attendue mais, lorsque le bruit est trop fort, il n'est plus possible de trouver une solution au problème.

### **Méthode de D.O.R.T. :**

La Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel a été élaborée initialement en acoustique [FIN97]. Elle permet de dénombrer et localiser des diffuseurs en utilisant les ondes acoustiques. Un point clé de la méthode est de s'appuyer sur l'invariance du temps dans l'équation de propagation des ondes, qu'elles soient acoustiques ou électromagnétiques. Elle a pu donc être transposée dans le domaine microonde pour l'étude d'un problème de diffraction [MICO1].

Cette méthode peut être utilisée pour résoudre un problème de détection et dénombrer des objets dont les propriétés, géométriques et électriques, sont connues ou non recherchées : imagerie qualitative. Elle se montre aussi précieuse et très rapide dans la génération d'estimées initiales, taille du domaine contenant les diffuseurs notamment, pour d'autres algorithmes de reconstruction : diffraction inverse.

Le concept de retournement temporel s'appuie sur un dispositif appelé miroir, composé de transducteurs, dont le fonctionnement tient en l'enregistrement préalable du champ diffracté, puis dans l'émission de son expression retournée temporellement, en changeant  $t$  par  $-t$ . Ce dispositif permet notamment d'observer la formation d'ondes en direction d'un diffuseur. La méthode DORT vise à construire une matrice diagonalisable, à partir des données du champ diffracté, dont les valeurs propres et vecteurs propres sont les invariants de l'opération de retournement temporel. L'étude de ces invariants permet alors de caractériser le milieu sondé. En basses fréquences (diffuseur petit devant la longueur d'onde), il est montré que le nombre de valeurs propres non nulles est égal au nombre de diffuseurs, permettant la focalisation sélective sur chacun d'eux.

## 2.1.4. Synthèse

Dans ce travail, nous ne proposons pas d'extension aux méthodes de reconstruction déjà développées. Celles-ci ont montré leur fiabilité à maintes reprises sur des données synthétiques. Leur étude a été néanmoins nécessaire afin de cerner les exigences à l'égard du système d'acquisition qui doit leur fournir des données expérimentales.

Nous devons répondre à un problème d'imagerie qualitative avec la méthode du retournement temporel (RT), la méthode de la décomposition de l'ORT. Cela permet d'augmenter le rapport signal/bruit en focalisant sur une cible, s'affranchissant le plus possible du bruit environnant. Les données obtenues seront une nouvelle base pour les techniques de diffraction inverse (reconstruction) pour une meilleure identification et classification de l'objet étudié.

Avant d'étudier ces méthodes en détail, il est préférable de faire un bref rappel d'électromagnétisme.

## 2.2. Rappels sur les ondes en électromagnétisme

### 2.2.1. Ondes électromagnétiques

L'onde électromagnétique est un modèle utilisé pour représenter les rayonnements électromagnétiques. Il convient de bien distinguer le rayonnement électromagnétique, qui est le phénomène étudié, et l'onde électromagnétique, qui est une des représentations du phénomène.

Comme toutes les ondes, une onde électromagnétique peut s'analyser en utilisant l'analyse spectrale. On peut décomposer l'onde en ondes dites « monochromatiques » (voir aussi Spectre d'ondes planes).

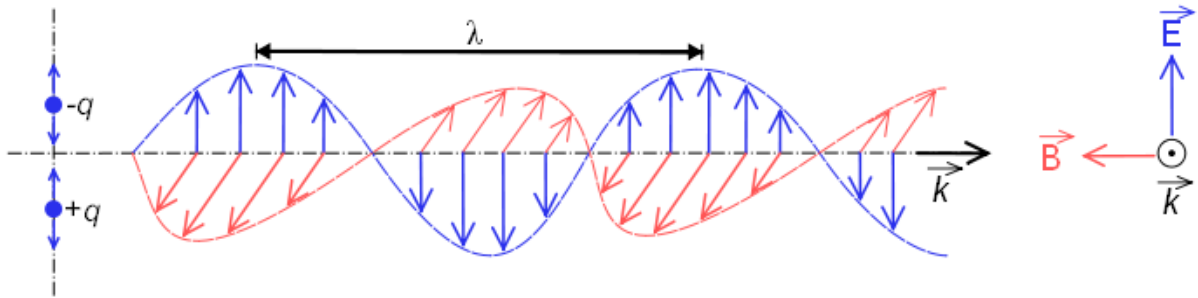


Figure 4 : Représentation du champ électrique  $\vec{E}$  et de l'induction magnétique  $\vec{B}$

Les oscillations (variations) des champs électrique et magnétique sont liées par les équations de Maxwell, on peut donc représenter l'onde par un seul de ces champs, en général le champ électrique. On peut alors écrire la forme générale d'une onde plane monochromatique :

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \cos(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r} + \varphi) \cdot \vec{E}_0 \quad [1]$$

où

- $\vec{r}$  est le vecteur position du point considéré,
- $\vec{k}$  est le vecteur d'onde dont la norme vaut  $2\pi/\lambda$ ,
- $c$  est la vitesse de la lumière (célérité) =  $3 \cdot 10^8$  (m.s<sup>-1</sup>),
- $\lambda$  est la longueur d'onde
- $\varphi$  est la phase à l'origine.

On utilise aussi fréquemment la forme complexe :

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_0 \cdot e^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r} + \varphi)} \quad [2]$$

Le nombre d'onde est le nombre de longueurs d'onde présentes sur une distance de  $2\pi$  unités de longueur. Ce nombre d'onde est ainsi une grandeur inversement proportionnelle à la longueur d'onde. Son unité est le radian par mètre. C'est l'équivalent spatial de la notion de pulsation utilisée pour une grandeur oscillant temporellement.

$$k \equiv \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi\nu}{v_p} = \frac{\omega}{v_p} \quad [3]$$

où

- $\nu$  est la fréquence (Hz),
- $v_p$  est la vitesse de phase de l'onde ( $v_p = c/n$  avec  $n$  l'indice du milieu) (m.s<sup>-1</sup>),
- $\omega$  est la pulsation (m.s<sup>-1</sup>).

#### Quelques propriétés des ondes :

##### ➤ Polarisation :

La polarisation correspond à la direction et à l'amplitude du champ électrique  $\vec{E}$ . Polariser une onde correspond à donner une trajectoire définie au champ électrique. Le principe de la polarisation est de regarder en fonction du temps la courbe que décrit l'extrémité du champ électrique. Il existe trois types de polarisation : elliptique, circulaire et linéaire. La première étant la plus générale. En effet, une polarisation circulaire découle d'une polarisation elliptique si le petit axe est égal au grand axe. La polarisation linéaire quand  $\vec{E}$  reste toujours dans le même plan. Une fois le type de polarisation identifiée, il faut regarder dans quel sens tourne l'onde. Il y a deux sens : droite ou gauche. Cela se détermine suivant la convention prise. Soit on regarde dans la direction de propagation (l'onde part), soit on regarde l'onde venir vers soi. Néanmoins le choix de la convention ne doit pas modifier le résultat. De plus, pour déterminer le type de polarisation, il faut faire le rapport entre deux composantes du champ électrique. Dans notre cas, nous avons des antennes à polarisation linéaire.

➤ Propagation :

Dans un milieu homogène et isotrope, l'onde électromagnétique se propage en ligne droite. Lors de la rencontre avec un obstacle, il y a diffraction ; lors d'un changement de milieu, il y a réflexion et réfraction, il y a aussi réfraction si les propriétés du milieu changent selon l'endroit (hétérogénéité).

➤ Réflexion :

Lors d'un changement de milieu de propagation, une partie de l'onde électromagnétique repart vers le milieu d'origine, c'est la réflexion.

➤ Réfraction :

Lors d'un changement de milieu de propagation, si le second milieu est transparent pour l'onde, celle-ci se propage dans le second milieu mais avec une direction différente.

➤ Diffraction :

La diffraction est l'interaction des ondes avec un obstacle.

### 2.2.2. Propagation d'une onde (dans le vide)

L'équation d'onde est l'équation générale qui décrit la propagation d'une onde électromagnétique  $\vec{E}$ , qui peut être représentée par une grandeur scalaire ou vectorielle. Dans le cas vectoriel, en espace libre, dans un milieu homogène, linéaire et isotrope, l'équation d'onde dans le vide s'écrit :

$$\nabla^2 \vec{E} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad [4]$$

L'opérateur  $\nabla^2$  est appelé Laplacien. Le Laplacien est un opérateur mathématique qui s'applique soit à une grandeur vectorielle, soit scalaire :

$$\nabla^2 = \Delta = \sum_{j=1}^N \frac{\partial^2}{\partial x_j^2} \quad [5]$$

(en coordonnées cartésiennes)

$\vec{E}$  décrit à la fois l'amplitude de l'onde et sa polarisation (par son caractère vectoriel).

L'établissement de l'équation de propagation d'une onde peut se démontrer à partir des équations de Maxwell :

Les équations de Maxwell dans le vide sont :

➤ Equation de Maxwell Gauss :

$$\text{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} = 0 \quad [6]$$

➤ Equation de Maxwell flux magnétique :

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad [7]$$

➤ Equation de Maxwell Faraday :

$$\text{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad [8]$$

➤ Equation de Maxwell Ampère :

$$\text{rot} \vec{B} = \underbrace{\mu_0 \cdot \vec{j}}_{=0} + \mu_0 \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \mu_0 \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad [9]$$

avec

- $\rho$  : la densité de charge électrique
- $\vec{j}$  : la densité de courant
- $\vec{E}$  : le champ électrique
- $\vec{B}$  : le champ magnétique
- $\epsilon_0$  : la permittivité diélectrique du vide
- $\mu_0$  : la perméabilité magnétique du vide

Ces équations couplent l'évolution du champ électrique et du champ magnétique. En les combinant, on peut obtenir une équation d'évolution pour le champ électrique seul.

Prenons la dérivée temporelle de Maxwell-Ampère :

$$\mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = \text{rot} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad [10]$$



Exprimons la dérivée temporelle de  $\vec{B}$  à l'aide de Maxwell-Faraday :

$$\mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = -\text{rot}(\text{rot} \vec{E}) = -(\text{grad}(\text{div} \vec{E}) - \Delta \vec{E}) \quad [11]$$

Enfin Maxwell Gauss nous dit qu'en l'absence de charge la divergence du champ électrique est nulle. L'équation d'évolution du champ électrique est une équation de d'Alembert qui décrit la propagation d'ondes :

$$\Delta \vec{E} - \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad [12]$$

Soit dans le cas où l'onde se propage dans un milieu dépourvu de charges ( $\rho=0$ ) et de courant ( $\vec{j}=0$ ) et en utilisant une propriété de l'analyse vectorielle, on a montré que l'équation de propagation est :

$$\Delta \begin{Bmatrix} \vec{E} \\ \vec{H} \end{Bmatrix} - \frac{1}{c^2} \partial_t^2 \begin{Bmatrix} \vec{E} \\ \vec{H} \end{Bmatrix} = 0 \quad \left( \text{notation} : \partial_t^2 \vec{E} \equiv \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \right) \quad [13]$$

Dans un problème à 3 dimensions, le champ électromagnétique comporte six composantes :  $E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z$ . Ainsi, chacune des ces composantes vérifie l'équation de propagation. Soit  $U$  une de ces composantes alors l'équation de propagation scalaire est de type :

$$\Delta U - \frac{1}{c^2} \partial_t^2 U = 0 \quad [14]$$

Si l'on s'intéresse à une onde se propageant dans la direction  $z$ , alors les dérivées partielles d'ordre 2 suivant les directions  $x$  et  $y$  sont nulles. Ainsi, nous avons :

$$\partial_z^2 U - \frac{1}{c^2} \partial_t^2 U = 0 \quad [15]$$

La grandeur scalaire  $U$  est une onde qui se propage.

### 2.2.3. Equation de Helmholtz et fonction de Green

L'équation de Helmholtz est l'une des plus étudiées en Mathématiques appliquées. Cette équation est une équation aux dérivées partielles elliptique qui apparaît lorsque l'on cherche des solutions stationnaires de l'équation de propagation des ondes de d'Alembert, appelées « modes propres », sur un domaine  $\Omega \subset \mathbb{R}^n$ . Nous allons la redémontrer.

En régime harmonique, de pulsation  $\omega$ , il est pratique de faire appel à la notion d'amplitude complexe  $F$ , reliée à la grandeur réelle  $f$  par la relation :

$$f(\mathbf{r}, t) = \text{Re} \{ F(\mathbf{r}) \exp(+j\omega t) \} \quad [19]$$

La relation entre les amplitudes complexes  $\mathbf{D}$  et  $\mathbf{E}$  devient, pour un milieu linéaire et isotrope

$$\mathbf{D}(\mathbf{r}) = \varepsilon_0 (1 + \chi_e(\mathbf{r})) \mathbf{E}(\mathbf{r}) = \varepsilon(\mathbf{r}) \mathbf{E}(\mathbf{r}) \quad [20]$$

où  $\varepsilon$  est appelée permittivité complexe du milieu,  $\varepsilon_r = \varepsilon / \varepsilon_0$  permittivité relative et  $\chi_e$  la susceptibilité électrique.

Les équations de Maxwell satisfaites par les amplitudes complexes s'écrivent :

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \mu_0 \mathbf{H} \quad [21]$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + j\omega \varepsilon \mathbf{E} \quad [22]$$

Ces équations doivent être complétées par l'équation de la conservation de la charge :

$$\nabla \cdot \mathbf{J} + j\omega \rho = 0 \quad [23]$$

Sachant que le flux magnétique est nul ( $\text{div} \mathbf{B}=0$ ) ce qui implique que  $\mathbf{B} = \text{rot} \mathbf{A}$  ce qui peut écrire  $\mu_0 \cdot \mathbf{H} = \nabla \times \mathbf{A}$ . Autrement dit, l'induction magnétique  $\mathbf{B}$  dérive d'un potentiel vecteur  $\mathbf{A}$ .

La relation [21] devient

$$\nabla \times (\mathbf{E} + j\omega \mathbf{A}) = 0 \quad [24]$$



ce qui permet d'introduire un potentiel scalaire  $V$  tel que

$$\mathbf{E} + j\omega\mu\mathbf{A} = -\nabla V. \quad [25]$$

Si l'on remplace les champs par leur expression en fonction des potentiels dans [22], et si l'on admet que la perméabilité est égale à  $\mu_0$ , on obtient :

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} - k^2\mathbf{A} + j\omega\varepsilon\mu_0\nabla V = \mu_0\mathbf{J} \quad [26]$$

où  $k$  désigne le nombre d'onde (complexe) défini par  $k^2 = \omega^2\varepsilon\mu_0$ . [27]

Cette équation peut être simplifiée par un choix judicieux des potentiels car ces derniers ne sont pas définis de façon unique. En effet, le couple  $(V', A')$  tel que

$$\begin{aligned} V' &= V - j\omega\varphi \\ \mathbf{A}' &= \mathbf{A} + \nabla \cdot \varphi \end{aligned} \quad [28]$$

engendre le même champ que  $(E, H)$  que le couple  $(V, A)$ .

On peut donc imposer une condition dite de jauge, en l'occurrence :

$$\nabla \cdot \mathbf{A} + j\omega\varepsilon\mu_0 V = 0. \quad [29]$$

L'équation [26] se transforme en équation de Helmholtz pour les potentiels  $A$  et  $V$

$$\Delta\mathbf{A} + k^2\mathbf{A} = -\mu_0\mathbf{J} \quad [30]$$

$$\Delta V + k^2V = -\frac{\rho}{\varepsilon_0} \quad [31]$$

La solution générale de [30] s'écrit

$$\mathbf{A} = g * (-\mu_0\mathbf{J}) + \mathbf{A}_0 \quad [32]$$

où  $g$ , solution de

$$\Delta g + k^2g = \delta(\mathbf{r}) \quad [33]$$

est appelée solution élémentaire et  $A_0$  est solution de l'équation [30] sans second membre.

$$\Delta\mathbf{A} + k^2\mathbf{A} = 0$$

$A_0$  n'est rien d'autre qu'une superposition d'ondes planes monochromatiques, tandis que  $g$  est la superposition d'une onde sphérique convergente et d'une onde sphérique divergente :

$$g(\mathbf{r}) = \frac{-1}{4\pi} \left[ a_+ \frac{\exp(jkr)}{r} + a_- \frac{\exp(-jkr)}{r} \right] \quad [34]$$

En vertu du principe de causalité, une source de courant localisée placée en espace libre ne peut rayonner que des ondes se propageant de la source vers l'infini. Dans ces conditions, la seule solution physiquement acceptable de [30] est le produit de convolution de la fonction de Green  $G_0$  de l'espace libre avec le second membre (sources) :

$$\mathbf{A} = G * (-\mu_0\mathbf{J}) \quad [35]$$

où

$$G(\mathbf{r}) = \frac{-1}{4\pi} \frac{\exp(-jkr)}{r} \quad [36]$$

$G(\mathbf{r})$  est appelée fonction de Green (de l'espace libre). On appelle fonction de Green en physique ce que les mathématiciens appellent solution élémentaire d'une équation différentielle linéaire à coefficients constants, ou d'une équation aux dérivées partielles linéaire à coefficients constants. Il existe en général plusieurs fonctions de Green associées à la même équation. Ces fonctions diffèrent entre-elles par leurs conditions aux limites. Néanmoins, en spécifiant une condition aux limites sur le bord du domaine (condition de Dirichlet, Neumann, ...), et par causalité, nous obtenons une fonction de Green unique.

Les champs magnétique et électrique se déduisent de la connaissance de  $A$  par dérivation

$$\mathbf{H} = \nabla \times \mathbf{A} / \mu_0 = -\nabla \times (G * \mathbf{J}) \quad [37]$$

$$\mathbf{E} = \frac{1}{j\omega\varepsilon} \nabla \times \mathbf{H} = \frac{-1}{j\omega\varepsilon} \nabla \times \nabla \times (G * \mathbf{J}) \quad [38]$$

## 2.2.4. [Problème de la réflexion du sol](#)

La réflexion du sol est un problème à prendre en considération, puisque l'objectif final est la détection-localisation d'objet enfouis (derrière une interface). L'onde incidente va partiellement se réfléchir (selon l'angle incident) au contact de cette surface plane. Dans les futures simulations, nous considérerons le sol (objet enfouis) comme une surface plane, sans aspérités. Néanmoins, nous n'avons pas étudié cet aspect, faute de temps. Néanmoins, nous travaillons en collaboration avec le laboratoire LEAT, lequel a déjà étudié ce domaine de réflexion lors de la mise en œuvre de leur radar SIMIS. On peut envisager que l'on ne sera pas perturbé par cette réflexion mais la puissance du signal sera fortement atténué.

La proximité des antennes avec le milieu conduit à l'étude d'un problème champ proche. Elles se comportent ainsi différemment des évaluations qui sont formulées en champ lointain, lors de la mesure des diagrammes de rayonnement. Lorsque l'antenne est rapprochée du milieu, son impédance d'entrée et sa bande passante diminuent. Finalement, d'autres caractères liés au couplage des antennes avec un milieu doivent être considérés tel le couplage d'un sol, qui conduit l'antenne à se comporter comme si elle était chargée résistivement. Par conséquent, le paramètre de l'élévation rentre directement en ligne de compte dans la conception et l'utilisation d'un système GPR. Pour ce type de radar, la modélisation du champ incident par une onde plane est inappropriée. L'intégration d'un modèle rigoureux des diagrammes de rayonnement des antennes en couplage avec le sol sera à l'étude.

## 2.2.5. [Diffraction électromagnétique](#)

### 2.2.5.1. [Théorie de la diffraction](#)

La diffraction est l'interaction des ondes avec un obstacle. On peut considérer que chaque surface élémentaire de l'objet émet une source secondaire émettant une onde sphérique proportionnelle à cette surface (principe de Huygens-Fresnel), et on somme (ou on intègre) la contribution de chaque surface. La figure de diffraction observée résulte de l'interférence des ondes émises par l'ensemble des sources secondaires. Une telle vision des choses est rendue possible grâce à la linéarité de l'équation d'onde.

### 2.2.5.2. [Approximations selon la région du champ diffracté](#)

Selon la région du champ magnétique(mesuré ou calculé), nous pouvons approximer la solution rigoureuse donnée par la résolution de l'équation d'onde. A l'opposé de l'approximation de Fresnel, l'approximation de Fraunhofer est plus facile à exprimer car elle simplifie l'expression du champ électrique diffracté en une somme d'ondes planes au niveau du plan d'observation (miroir du radar). Lorsque l'on se place en champ lointain (à grandes distances), le rayon de courbure de ces ondes sortantes diffractées par objet devient très grand, si bien que ces ondes peuvent être approximées par des ondes planes selon la direction du plan image : c'est la diffraction ou approximation de Fraunhofer. La diffraction de Fresnel en champ proche, doit prendre en compte la courbure du front d'onde, afin de rendre correctement le terme de phase des ondes interférentes.

Les simulations, que nous avons effectuées dans le chapitre "Simulations et mesures réalisées", ont été réalisées en tenant compte de la courbure de l'onde sphérique soit en champ proche.

### **Les différentes régions du champ électromagnétique :**

- Région de champ proche réactif (Rayleigh):

$$D < 0.62 \sqrt{\frac{a^3}{\lambda}} \quad [39]$$

- Région de champ proche radiatif (Fresnel) :

$$D < \frac{2a^2}{\lambda} \left( F = \frac{a^2}{D\lambda} > \frac{1}{2} \right) \quad [40]$$

- Région de champ lointain (Fraunhofer) :

$$D \geq \frac{2a^2}{\lambda} \left( F = \frac{a^2}{D\lambda} \leq \frac{1}{2} \right) \quad [41]$$

avec F = nombre de Fresnel ; a = dimension de l'objet, D = distance objet-capturs,  $\lambda$  = longueur d'onde ( $a > \lambda$ )

## 2.3. Problème direct en régime harmonique

### 2.3.1. Introduction

Avant de pouvoir résoudre un problème de diffraction inverse, nous devons disposer d'un modèle de diffraction électromagnétique. C'est pourquoi nous commençons par nous en doter en résolvant le problème direct qui consiste à déterminer le champ diffracté par un diffuseur connu soumis à un champ incident maîtrisé. La résolution du problème direct permettra aussi d'obtenir les données que nous utiliserons par la suite, pour l'inversion.

Nous nous intéressons à la résolution du problème direct de diffraction électromagnétique en régime harmonique. Nous ne prendrons pas en compte l'évolution temporelle du champ électrique  $E$  (diffracté ou total) : non prise en compte de la dépendance temporelle en  $\exp(j\omega t)$  de l'onde. Nous intégrerons donc le temps. Les phénomènes de naissance, évanescence de l'onde seront négligés.

Nous étudierons une configuration "espace homogène" dans laquelle le diffuseur est placé dans un milieu homogène infini et de permittivité constante.

Ce chapitre s'inspire de (1). Il nous semble important de le présenter ici, car il donne les bases du modèle de diffraction et de définir les notations utilisées dans la suite de ce manuscrit.

### 2.3.2. Configuration "espace homogène »

#### 2.3.2.1. Formulation du problème

La géométrie du problème à deux dimensions que l'on se propose d'étudier est décrite par la Figure 5.

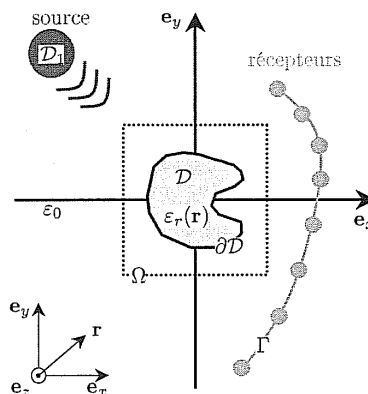


Figure 5 : Géométrie de la configuration "espace homogène"

Un objet (diffuseur) supposé infiniment long et invariant suivant la direction  $e_z$ , est présent dans un milieu homogène, linéaire, isotrope mais éventuellement absorbant. Nous supposons que la section droite  $\mathcal{D}$  du diffuseur est entièrement confinée dans un domaine  $\Omega \subset \mathbb{R}^2$ . Nous noterons  $\partial\mathcal{D}$  la frontière du cylindre supposée régulière. Pour des raisons de simplicité, nous considérerons dans la suite de ce chapitre que le milieu environnant est le vide, de permittivité  $\epsilon_0$  et de perméabilité  $\mu_0$ . Le diffuseur est constitué d'un milieu linéaire, isotrope, non homogène de permittivité  $\epsilon(r)=\epsilon_0\epsilon_r(r)$  et de conductivité  $\sigma(r)$ . L'ensemble de la configuration étudiée est non magnétique ( $\mu=\mu_0$ ).

Un repère orthonormé  $(O, e_x, e_y, e_z)$ , dont l'origine  $O$  peut être indifféremment à l'intérieur ou à l'extérieur du diffuseur est introduit. Un point  $M$  dans l'espace est représenté par le vecteur  $OM$  défini par :

$$OM = xe_x + ye_y + ze_z = \mathbf{r} + ze_z. \quad [42]$$

L'objet est éclairé par un champ électromagnétique monochromatique à la fréquence  $f$  généré par une distribution de courant  $J_z(r)$ . Le support de ces sources est invariant suivant la direction  $e_z$  et de section droite confinée dans un domaine  $\mathcal{D}_1$ . L'invariance du problème électromagnétique par translation selon  $e_z$  permet de découpler le problème en deux cas de polarisation  $E_{//}$  et  $H_{//}$ . Nous limiterons notre étude au cas de polarisation  $E_{//}$  : la seule composante non nulle du champ électrique est suivant l'axe  $e_z$ , axe invariance du cylindre.

Le problème de diffraction direct consiste à calculer soit :

- le champ diffracté par le cylindre  $E^d(\mathbf{r})$  sur une ligne de mesure  $\Gamma$  (située à l'extérieur du diffuseur),
- le champ total à l'intérieur du diffuseur  $E(\mathbf{r}) = E(\mathbf{r}).e_z = E^d(\mathbf{r}).e_z + E^{inc}(\mathbf{r}).e_z$ , en supposant parfaitement connus le champ incident et les propriétés géométriques du diffuseur.

Nous utiliserons une représentation intégrale des champs, ce qui conduit à une formulation rigoureuse du problème direct de diffraction. En utilisant cette approche le domaine spatial de calcul se limite au support du diffuseur et les conditions d'ondes sortantes sont assurées via l'utilisation des fonctions de Green appropriées à la configuration de l'étude.

### 2.3.2.2. Représentation intégrale des champs

En régime harmonique et avec une dépendance temporelle en  $\exp(j\omega t)$ , nous obtenons, à partir des équations de Maxwell (11), l'équation différentielle du second ordre vérifiée par le champ électrique en tous points de l'espace dans des milieux ohmiques :

$$\Delta E(\mathbf{r}) + k_0^2 \cdot E(\mathbf{r}) = -k_0^2 \cdot \left( C(\mathbf{r}) + \frac{\sigma(\mathbf{r})}{j \cdot \omega \cdot \epsilon_0} \right) \cdot E(\mathbf{r}) + j \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot J(\mathbf{r}) \quad [43]$$

Dans cette équation [43] :

- $C(\mathbf{r}) = \epsilon_r(\mathbf{r}) - 1$  désigne la susceptibilité électrique,
- $k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$  correspond au nombre d'onde dans le vide,
- $\omega$  à la pulsation ( $\omega = 2\pi f$ , où  $f$  est la fréquence)
- l'opérateur  $\Delta = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$  l'opérateur laplacien transverse.
- la fonction contraste  $\chi(\mathbf{r}) = C(\mathbf{r}) - \frac{j \cdot \sigma(\mathbf{r})}{\epsilon_0 \cdot \omega}$

La solution de l'équation [43] est donnée par le produit de convolution suivant :

$$E(\mathbf{r}) = \left\{ \mathbf{G} * \left[ k_0^2 \cdot \left( C - \frac{j \cdot \sigma}{\omega \cdot \epsilon_0} \right) \cdot E - j \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot J \right] \right\}(\mathbf{r}) \quad [44]$$

où  $G$  est la fonction de Green associée à l'espace homogène, solution de l'équation de Helmholtz élémentaire [45] vérifiant une condition de rayonnement à l'infini :

$$\{\Delta + k_0^2\} G(r, r') = -\delta(r - r') \quad [45]$$

La fonction  $G$  s'écrit (11) :

$$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = -\frac{j}{4} H_0^{(2)}(k_0 |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|) = -\frac{j}{4} H_0^{(2)}(k_0 \cdot R) \quad [46]$$

où  $H_0^{(2)}$  représente la fonction de Hankel d'ordre 0 et de seconde espèce.

Le support du courant  $J$  étant confiné dans le domaine  $\mathcal{D}_1$ , sa contribution au produit de convolution de la relation [44] se limite à une sommation sur  $\mathcal{D}_1$ . Ce terme correspond au champ incident rayonné par la distribution de courant. Il s'écrit alors :

$$E^{inc}(\mathbf{r}) = -\frac{\omega \cdot \mu_0}{4} \iint_{\mathcal{D}_1} H_0^{(2)}(k_0 \cdot |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|) \cdot J(\mathbf{r}', s) \cdot d\mathbf{r}' \quad [47]$$

Introduisons la fonction contraste définie de la façon suivante:

$$\chi(\mathbf{r}) = C(\mathbf{r}) - \frac{j \cdot \sigma(\mathbf{r})}{\epsilon_0 \cdot \omega} \quad [48]$$

En dehors de  $\mathcal{D}$ , la fonction contraste est identiquement nulle. Dans ces conditions, le second terme du produit de convolution [44] se limite à une intégration sur  $\mathcal{D}$  uniquement et le champ total se met sous la forme :

$$E(\mathbf{r}) = E^{inc}(\mathbf{r}) - \frac{j}{4} \cdot k_0^2 \iint_{\mathcal{D}} H_0^{(2)}(k_0 \cdot R) \cdot \chi(\mathbf{r}') \cdot E(\mathbf{r}') \cdot d\mathbf{r}' \quad [49]$$

Dans la suite de ce manuscrit, nous appellerons cette équation [49] équation de couplage. Elle permet, connaissant le champ total dans le diffuseur, de le calculer en tous les points de l'espace. Afin de pouvoir déterminer le champ diffracté par l'objet sur les récepteurs, nous définissons l'équation d'observation [50], qui est une restriction à  $\Gamma$  de [49] :

$$E^d(\mathbf{r} \in \Gamma) = -\frac{j}{4} \cdot k_0^2 \iint_{\mathcal{D}} H_0^{(2)}(k_0 \cdot R) \cdot \chi(\mathbf{r}') \cdot E(\mathbf{r}') \cdot d\mathbf{r}' \quad [50]$$

Ces deux équations couplées [49] et [50] constituent notre modèle de diffraction électromagnétique. L'équation de couplage permet de déterminer le champ total à l'intérieur et à l'extérieur du diffuseur, et l'équation d'observation permet de calculer le champ diffracté sur les récepteurs.

### **Résolution numérique :**

Ce modèle de diffraction établi, il nous faut résoudre le problème direct. Nous pouvons déjà remarquer que le calcul de l'intégrale de [50] ne pose pas de problème particulier bien que la fonction de Hankel  $H_0^{(2)}$  soit singulière en 0. En effet, les récepteurs n'étant pas situés dans le diffuseur,  $R$  n'est jamais nul. En revanche, nous devons tenir compte de cette singularité dans l'évaluation de l'intégrale de [49].

En général, il n'existe pas de solution analytique aux problèmes de diffraction, sauf dans le cas où le diffuseur est de géométrie simple. Par exemple, dans le cas particulier d'un cylindre de section droite circulaire, le champ électrique s'exprime comme une série de fonctions de Bessel. Dans (1), une méthodologie générale a été développée grâce à une discrétisation (un maillage) du domaine à étudier.

### **2.3.3. Synthèse**

Dans ce chapitre, après avoir posé le problème, en régime harmonique, nous nous sommes attelés à la résolution d'une équation intégrale de domaine pour déterminer le champ diffracté par un diffuseur cylindrique quelconque. Nous avons commencé par la configuration simple "espace homogène".

Nous disposons donc d'un algorithme capable de résoudre un problème direct de diffraction électromagnétique en régime harmonique. Ce chapitre nous a permis de poser les bases pour la suite des travaux.

## 2.4. Problème inverse : Retournement temporel & DORT

Les techniques de retournement temporel sont des méthodes qui peuvent être utilisées dans le contrôle non destructif à travers des milieux hétérogènes et diffractants. En électromagnétisme (ainsi qu'en acoustique), le renversement du temps est équivalent à une conjugaison de phase, en régime harmonique. Ces dispositifs de miroir à conjugaison de phase, conçus pour fonctionner à une longueur d'onde donnée, possèdent la particularité de renvoyer une onde focalisant sur la source qui les éclaire.

Dans l'ensemble, cette thématique se situe dans un premier stade de recherche et la littérature scientifique adéquate se trouve souvent limitée à la théorie du retournement temporel ou à des simulations numériques. Par la suite, nous verrons une seconde méthode qui permet de focaliser l'onde sur un diffuseur prédéfini : la décomposition de l'opérateur de retournement temporel (D.O.R.T).

Toutes deux utilisent la propriété d'invariance par renversement du temps dans l'équation de propagation des ondes dans un milieu invariant dans le temps lorsque l'onde se propage dans un milieu sans perte :

$$\Delta \phi - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} = 0 \quad [51]$$

D'une part, la dérivation d'ordre deux par rapport au temps impose que si une fonction  $f(t)$  est solution, alors la fonction  $f(-t)$  est aussi solution. Ceci constitue la propriété d'invariance par retournement temporel. D'autre part, une solution n'est acceptable physiquement que si elle vérifie les conditions aux limites (par exemple évanescence à l'infini et régularité à l'origine). La solution à l'équation de D'Alembert est unique pour des conditions aux limites données. Ainsi, la connaissance du champ sur un contour fermé permet de retrouver le passé de l'onde (cavité : capteurs situés sur un cercle entourant l'objet diffractant). Cette configuration est physiquement impossible. Dans notre cas, il s'agit d'une configuration linéaire et donc incomplète, qui conduit à l'existence possible de solutions multiples. Notre configuration linéaire est constituée d'un réseau d'antennes placées sur le même axe (droite). De plus, la tâche de focalisation possède une certaine étendue spatiale, fonction de la longueur d'onde et de l'ouverture résultant de la taille finie du miroir.

### 2.4.1. Le retournement temporel

Avec l'hypothèse d'une source localisée, nous pouvons mesurer les champs rayonnés dans le domaine temporel à l'aide d'un réseau de capteurs. Il a été démontré que si les données sont prises dans le sens inverse du temps et appliquées au réseau respectivement à leur position d'émission préalable, la focalisation est observée à l'endroit du diffuseur et que ses caractéristiques peuvent être retrouvées, au moins partiellement en raison de la longueur finie du réseau.

Le retournement temporel est une technique de détection souvent employée de manière itérative. La Figure 6 représente l'étape initiale de ce processus dans la configuration suivante : présence de deux objets dans un champ de diffuseurs. Ces deux cibles ont une signature électromagnétique plus forte due à leurs formes, tailles, propriétés magnétiques. Elles signent respectivement avec les amplitudes de diffusion  $a_1$  et  $a_2$  avec  $a_1 > a_2$ . La première itération consiste à émettre une onde incidente (impulsion monochromatique dans notre projet), afin de mesurer l'onde diffractée par l'ensemble des diffuseurs.

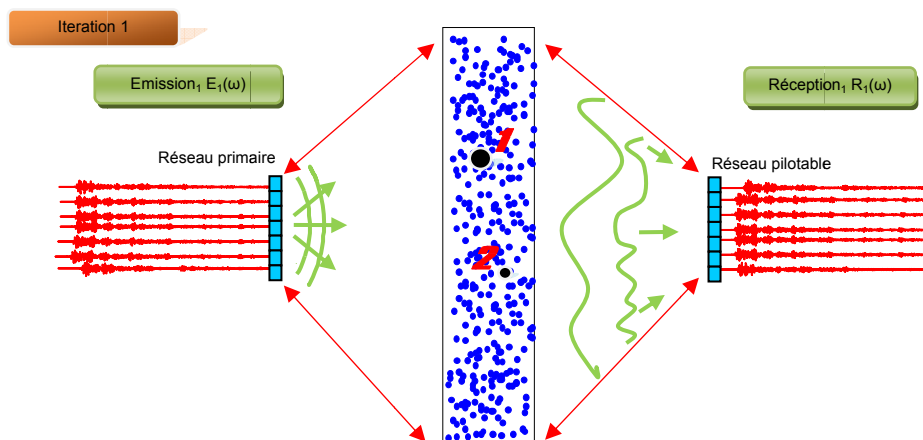


Figure 6 : Problème direct : mesure du champ diffracté (Itération n°1)

La seconde étape consiste à réémettre l'onde mesurée en appliquant le renversement du temps (conjugaison de la phase). Après le calcul des ondes rétropropagées, celles-ci pourront être appliquées sur les récepteurs qui deviennent alors des sources, émettant simultanément le champ diffracté temporel qu'ils avaient

reçus. Les amplitudes des ondes diffractées « 2<sup>o</sup> itération » par les diffuseurs 1 et 2 sont respectivement  $a_1^2$  et  $a_2^2$ . A savoir que  $a_1 > a_2$ , nous avons  $a_1^2 \gg a_2^2$  : l'onde commence à se focaliser sur le diffuseur 1 comme le montre la Figure 7.

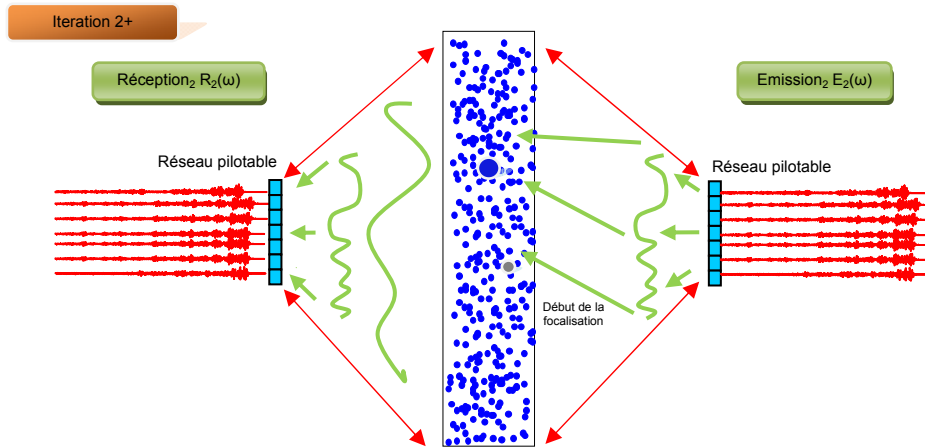


Figure 7 : Itération n°2 de la méthode du retournement temporel

Au cours des différentes itérations, l'amplitude de diffusion du diffuseur est de moins en moins forte puisque ce diffuseur reçoit de moins en moins d'onde incidente. L'onde incidente se focalise, au cours des itérations sur le diffuseur 1. A la nième itération, son amplitude de diffusion est  $a_1^n$ .

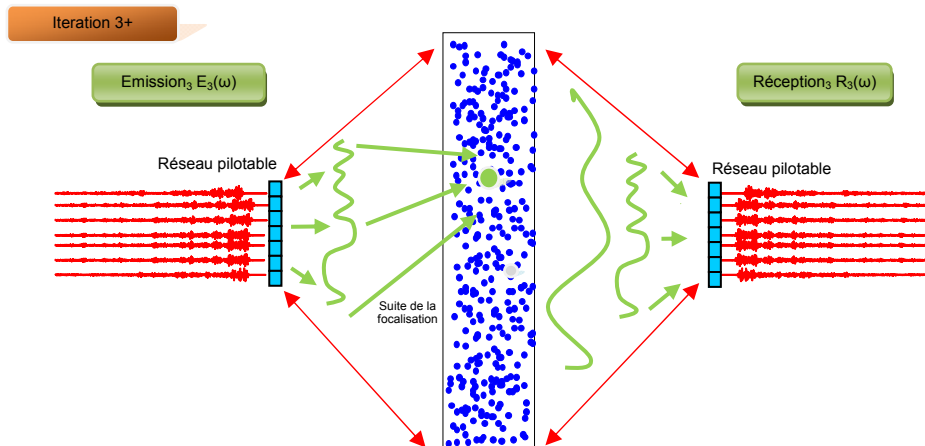


Figure 8 : Itération n°3 de la méthode du retournement temporel

A la "dernière" itération (cas théorique), le champ incident sera émis uniquement sur le diffuseur 1 :  $a_1^{\text{dernière\_itet}} \gg a_2^{\text{dernière\_itet}}$  : focalisation idéale. En rétro-propageant l'onde mesurée, via PC, nous pourrions le constater.

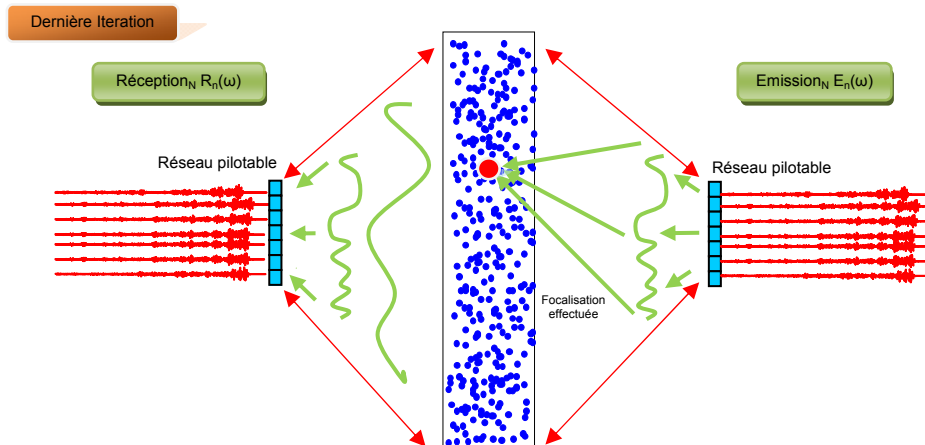


Figure 9 : Dernière itération de la méthode du retournement temporel

La qualité de la focalisation dépend de l'ouverture du réseau, elle peut être améliorée par les multiples réflexions qui se produisent dans le milieu. En effet, les contributions de tous les trajets indirects entre source et miroir, dus à la diffraction multiple, peuvent être recombinaées pour former l'onde retournée. Il est donc possible qu'un obstacle redirige une partie de l'onde diffractée vers le miroir de retournement temporel qui ne l'aurait pas atteint sans sa présence. Sinon, la qualité de focalisation dépend uniquement de la longueur de ligne de capteurs.

#### 2.4.2. [La Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel : DORT](#)

La localisation des diffuseurs peut être obtenue à partir de la rétro-propagation, qui, rappelons-le, nous donne l'estimation initiale nécessaire à la mise en œuvre des algorithmes d'inversion. Cependant, il nous a semblé intéressant d'explorer d'autres méthodes, et nous avons étudié la méthode de Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel (D.O.R.T.).

La méthode de DORT repose sur une analyse mathématique du traitement par retournement temporel itératif. Cette technique permet de localiser et dénombrer les diffuseurs, elle fournit une onde qui focalise de manière sélective sur chacune des cibles présentes. À partir de données harmoniques, elle permet de focaliser l'énergie sur le diffuseur, propriétés précieuses en diffraction inverse dans un milieu diffusant car cela augmente le rapport signal à bruit et restreint le domaine de calcul (meilleure robustesse des algorithmes et convergence plus rapide). L'enjeu de ce procédé se situe dans le calcul des vecteurs propres de l'opérateur de retournement temporel, vecteurs qui décrivent les formes d'ondes invariantes dans le processus de retournement. Cette théorie a été formalisée dans le domaine acoustique, elle demeure vraie en électromagnétisme lorsque nous étudions un champ polarisé  $E_{//}$  dans un problème bidimensionnel.

D'un point de vue pratique, il s'agit de construire un opérateur dont les invariants (valeurs propres et vecteurs propres) nous renseignent sur le nombre de diffuseurs, et sur leur position. Numériquement, la construction de l'opérateur de retournement temporel se fait de la façon suivante :

- Acquisition de la matrice  $K$  contenant toutes les combinaisons du réseau de capteurs. (Ici, cette matrice est carrée et symétrique, constituée de  $8 \times 8$  éléments).  $L$  sources émettent successivement un champ incident monochromatique, et nous mesurons  $L$  champs diffractés sur les  $N$  récepteurs de la ligne  $\Gamma$ . Nous considérerons ici que les antennes jouent le rôle de sources et de récepteurs, et donc  $L = N$ . Une fois toutes les mesures effectuées, nous obtenons une matrice  $K$  carrée et symétrique, en vertu du théorème de réciprocité, dont l'élément  $K(l,j)$  correspond au champ diffracté mesuré sur le récepteur  $l$ , quand la source  $j$  émet.
- Calcul de l'opérateur de retournement temporel  $Z = K^+ \cdot K$  et détermination des vecteurs propres et des valeurs propres, invariants relatifs aux diffuseurs. Dans la convention matricielle,  $K^+$  est la matrice hermitienne ou auto-adjointe de  $K$  (transposée conjuguée de  $K$ ). Provenant d'une transposition et d'une conjugaison, elle équivaut dans notre application à permuter le rôle des sources et des récepteurs et à conjuguer la phase. Chaque vecteur propre de  $Z$  est la réponse de chaque diffuseur au rayonnement du réseau : il contient les informations d'amplitude et de phase à appliquer pour refocaliser sur le diffuseur approprié. Nous appellerons Opérateur de Retournement Temporel (O.R.T.) la matrice  $Z = K^+ \cdot K$ .

Par construction, l'O.R.T. est un opérateur hermitien. Ces valeurs propres sont donc réelles et positives. Ce sont les invariants de cette matrice qui nous fournissent les renseignements que nous cherchons ici, à savoir le nombre de diffuseurs et leurs positions. De ce fait, nous ne pourrions pas avoir plus de vecteurs propres, correspondant aux nombres de diffuseurs détectés, que le nombre total de récepteurs (antennes). Les valeurs propres sont fonction de la réflectivité des diffuseurs : la plus forte correspond au diffuseur dont la diffraction est la plus importante. Pour des diffuseurs ponctuels, de dimensions inférieures à la longueur d'onde, chaque valeur propre décrit un diffuseur. Si la taille de la cible est comparable à la longueur d'onde, il existe alors deux valeurs propres par objet. Dans ce cas, les vecteurs propres associés présentent soit une symétrie soit une antisymétrie par rapport au réseau d'émission.

Cette méthode D.O.R.T. nous permet de dénombrer et de localiser des diffuseurs, mais elle nous fournit surtout une onde qui focalise de manière sélective sur chacune des cibles présentes. C'est cette onde focalisante qui nous intéressera particulièrement, car elle permet d'apporter de l'énergie exclusivement sur un diffuseur sans éclairer ce qu'il y a autour. Par la suite nous l'incorporerons dans les processus d'inversion, afin d'améliorer les reconstructions. Ceci se révélera être particulièrement intéressant quand les diffuseurs seront enfouis dans un milieu présentant un bruit de structure important. Une démonstration de la construction de cet opérateur a été développée dans (2).



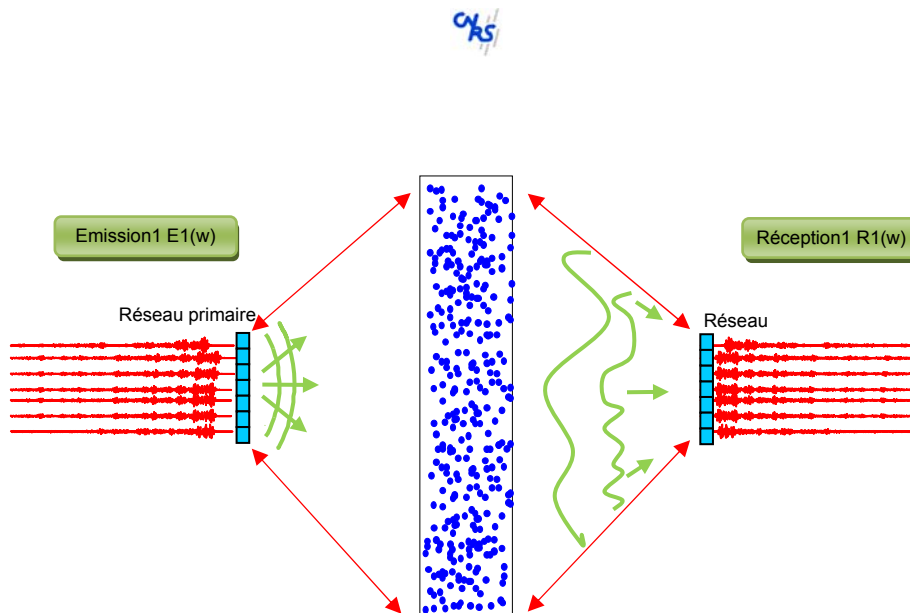


Figure 10 : Problème direct : mesure du champ diffracté (Itération  $n^*1$ )

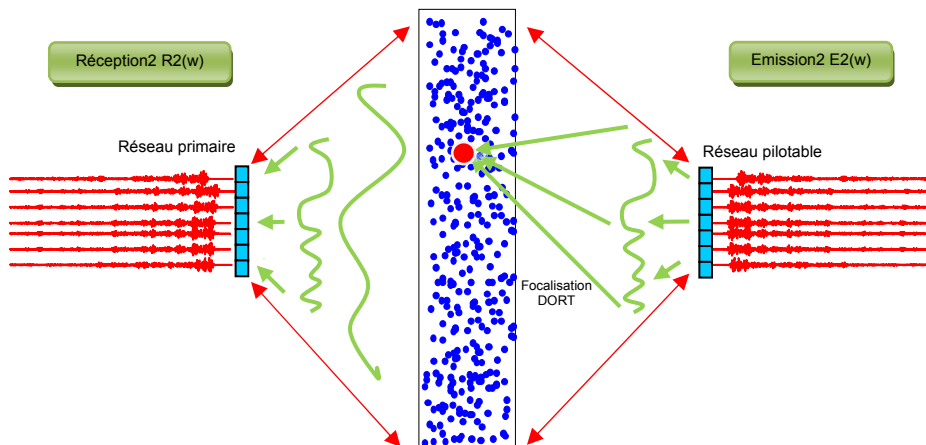


Figure 11 : Focalisation avec la méthode DORT

### 2.4.3. Synthèse

Dans ce chapitre, des techniques transposées du domaine acoustique ont été présentées. Les procédés de retournement temporel (RT) et de décomposition de l'opérateur de retournement temporel (DORT) reposent sur l'invariance par renversement du temps dans l'équation de propagation des ondes dans un milieu invariant dans le temps. Le RT, qui consiste fondamentalement à remplacer  $t$  par  $-t$  dans l'équation des ondes, permet de synthétiser une onde qui focalisera sur les cibles au bout de quelques itérations. Pour l'analyse à partir de la méthode de DORT, la détection et la localisation sont de meilleure qualité. Elles s'effectuent en une seule itération grâce au calcul des valeurs et vecteurs propres.

Nous avons étudié deux techniques d'imagerie qualitative au regard des perspectives que nous envisageons pour notre radar. En effet, un projet de doublement du réseau est en cours, ce qui permettra sans doute d'obtenir des images encore meilleures en appliquant la méthode DORT.

## 2.5. Radar GPR à impulsions synthétiques

Un radar est un système électronique utilisant les ondes électromagnétiques (EM) afin de détecter à distance les objets et mesurer leur éloignement, comme des avions ou des bateaux. Le principe est basé sur la réflexion des ondes EM par des corps conducteurs ou diélectriques et leur vitesse (Doppler). Le radar à pénétration de surface, communément désigné SPR (Surface Penetrating Radar) ou GPR (Ground Penetrating Radar), est une variante spécialement conçue pour fonctionner à travers un milieu opaque.

### 2.5.1. Principe de fonctionnement

Les systèmes GPR développés pour détecter des inhomogénéités à travers une interface se basent sur la propagation d'ondes électromagnétiques à travers un milieu et l'analyse des signaux diffractés issus de l'interaction onde-matière résultante.

Notre radar faisant appel à la technologie ultra large bande, nous en rappelons les fondements pour débiter. Le concept repose sur la génération, la transmission et la réception d'une impulsion radiofréquence d'une durée extrêmement courte. L'étendue spectrale de ce type de signal est alors très large mais sa densité spectrale de puissance reste faible. La définition donnée pour qu'un signal soit désigné comme ultra large bande tient dans le rapport de la largeur de bande à la fréquence centrale pour 90% de la puissance émise. Ainsi un signal sera qualifié d'Ultra Large Bande (ULB) si ses bornes en fréquence satisfont :

$$BP_{rel} = \frac{2 \cdot (f_h - f_b)}{(f_h + f_b)} > 0.2 \quad [52]$$

Avec notre limitation de la bande passante à [2-4] Ghz, nous respectons cette condition :

$$BP_{rel} = \frac{2 \cdot (4GHz - 2GHz)}{(4GHz + 2GHz)} \sim 0.67 > 0.2$$

Ce seuil est généralement crucial en télécommunications. La plupart des GPR émettent sur une bande de fréquence bien plus large, souvent plus d'une octave (avec  $BP_{rel} > 0,67$ ). L'ultra large bande est employé afin d'atteindre une résolution de l'ordre du centimètre en conservant une pénétration de plusieurs mètres.

Ces systèmes radar à impulsion synthétique, aussi appelé "Radar à saut de fréquence", modulent la fréquence (rampe en fréquence) mais de manière discrète, entre deux bornes et pour un nombre fini de points. Les amplitudes et phases des signaux diffractés sont mesurées pour chaque saut en fréquence. La reconstruction d'un signal temporel est ensuite possible par transformée de Fourier. Ce procédé reçoit alors le titre d'impulsion synthétique, car la détection et la localisation sont réalisées sur des données temporelles. Ce principe permet d'avoir une grande liberté sur la résolution fréquentielle, la bande passante et le nombre de points d'acquisition dans le but d'améliorer les mesures. Par définition, la largeur de l'impulsion temporelle sera inversement proportionnelle à la bande passante : plus le support fréquentiel est large (BP large), meilleure sera l'impulsion (support temporel étroit).

Ce potentiel d'adaptabilité d'un système à impulsions synthétiques a suscité notre intérêt pour la conception de notre radar.

### 2.5.2. Miroir à conjugaison de phase

#### 2.5.2.1. Liens avec le retournement temporel

Comme expliqué précédemment, notre radar exploitera la technique de l'impulsion synthétique. Il émettra une onde incidente monochromatique (ou quasi monochromatique) tout les  $\Delta t$ . Il modulera la fréquence de manière discrète entre deux bornes [2-4] GHz avec un nombre fini de points (201 points) soit un pas en fréquence de 10MHz : rampe en fréquence bornée échantillonnée à  $\Delta t$ . Le concept de retournement temporel s'appuie sur un dispositif appelé miroir à conjugaison de phase, composé d'un réseau d'antennes, dont le fonctionnement tient en l'enregistrement préalable du champ diffracté, puis dans l'émission de son expression retournée temporellement, en changeant  $t$  par  $-t$ .

Dans le domaine fréquentiel, l'inversion temporelle revient à conjuguer la phase de l'onde réfléchie avant de la réémettre.

$$s(t) \xrightarrow{TF} S_t(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad [53]$$

$$s(-t) \xrightarrow{TF} S_{-t}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot e^{j\omega t} dt = S_t^*(f)$$

Une onde se caractérise par son amplitude et sa phase, symbolisant son sens de propagation. Physiquement, la conjugaison de phase de cette onde représente l'inversion de son sens de propagation. De ce fait, la réémission de cette onde focalisera sur son lieu de naissance, soit sur le diffuseur.

### 2.5.2.2. Choix de l'antenne

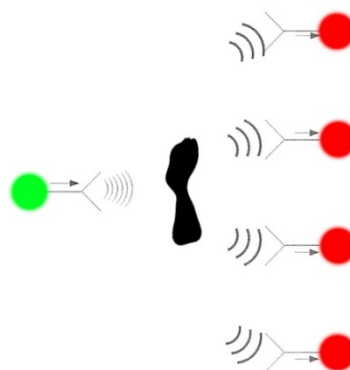
Un autre point est primordial dans la conception du radar : optimisation des mesures du champ diffracté et ensuite réémission de ce champ avec au préalable un traitement du signal approprié. Afin de ne pas pénaliser le protocole général d'acquisition, nous avons choisi d'opter pour un réseau multi-capteur pour collecter successivement les mesures du champ diffracté. Celles-ci sont réalisées au moyen de plusieurs antennes, pilotées en amplitude et en phase séparément pour la réémission.

Nous avons évoqué les avantages obtenus par l'émission d'impulsions très brèves, réelles ou synthétiques, mais cela nécessite l'emploi d'antennes adaptées. En effet, l'impulsion ne doit pas être déformée, en durée, par l'antenne sous peine de perdre les bénéfices escomptés. C'est pour cela que les antennes employées dans les GPR doivent présenter une faible dispersion. De plus, il faut prêter une attention particulière au gain des antennes employées. Selon la configuration des antennes, il faut choisir une antenne avec une large ouverture de rayonnement et un faible gain, ou un réseau d'antennes de plus fort gain. Plusieurs types d'antennes large bande ont déjà été utilisées dans des systèmes de détection d'objets enfouis et leurs caractéristiques évaluées. Voici une liste non exhaustive :

- Antennes élémentaires : monopôles, dipôles, ...
  - Polarisation linéaire, faible directivité, faible gain
  - Encombrement important par leur géométrie ce qui limite leur intégration
  - Non maîtrise du rayonnement arrière, ni du couplage, en vue de leur topologie.
  
- Antennes à ouverture : cornets, ...
  - Comportement large bande avec une grande pureté de polarisation
  - Gain satisfaisant entre 5 et 15 dBi
  - Encombrement important
  
- Antennes à transmission progressive : TSA, ETSA Vivaldi, ...
  - Comportement large bande
  - Faible polarisation croisée
  - Encombrement minimal (antennes imprimées)
  - Bonne directivité
  - Séparation de la partie rayonnante (antenne) par rapport au circuit d'alimentation (moins de parasites)

L'objectif du projet est la localisation d'un objet en focalisant l'onde incidente. Focalisation implique "pointage" (ou "dépointage") du faisceau émis dans une direction privilégiée. Le choix a été fait de travailler sur le profil d'antenne de type ETSA en vue de son intégration dans un réseau multi-capteur. De plus, elles ont une faible polarisation croisée, qui permettra de minimiser le couplage entre antennes. Le radar possèdera un réseau de 8 antennes ETSA et une antenne ETSA primaire.

Dans cette alternative, une ou plusieurs antennes sont utilisées pour l'émission, plusieurs autres antennes pour la réception, comme présenté sur la Figure 12.



**Figure 12 : Radar en configuration multistatique**

Il s'agit dès lors d'une mise en réseau, le plus souvent linéaire, où les commutations sont réalisées électroniquement. L'avantage de cette architecture tient bien sûr dans la rapidité d'acquisition, en balayant successivement les éléments du réseau. La technique est onéreuse mais assure des résultats précis devant l'immobilité relative des capteurs du système.

### 2.5.2.3. Limite de notre système

Pour émettre une impulsion synthétique, l'analyseur de réseau émet théoriquement fréquence par fréquence sur la bande d'étude. Dans les faits cela est impossible : il n'existe pas de filtre infiniment sélectif. Notre radar est donc quasi-monochromatique. De plus, le temps nécessaire au parcours de tout le spectre émis serait trop important. Ainsi les fréquences sont émises par intervalle, fixé par la largeur d'un filtre à fréquence intermédiaire. Si la fonction pour parcourir le spectre est modifiable en choisissant une rampe, une courbe logarithmique ou une liste de valeurs privilégiées, la principale conséquence porte sur le temps de balayage sans être très significative : nous optons donc pour le cas général d'une rampe en fréquence. Par contre, si une réduction de la bande passante du filtre à FI se traduit par une augmentation de la durée du balayage, cela permet par ailleurs d'augmenter la dynamique de la mesure.

Le recours à l'impulsion synthétique fait apparaître plusieurs artéfacts qu'il est possible de réduire par traitement (14). Plus particulièrement, la transformée de Fourier d'un spectre sur une bande de fréquence bornée conduit à l'apparition de lobes secondaires sur le signal résultant. Pour augmenter la dynamique de détection, il faut réduire les amplitudes de ces lobes, cela est possible par l'emploi d'une autre fenêtre de pondération. En effet, nous utilisons par défaut une fenêtre rectangulaire, où chaque fréquence est affectée du même poids. Deux alternatives sont proposées avec les fenêtres de Hann et de Hamming.

Ce prototype sera limité par le temps d'acquisition de l'analyseur de réseau, limitant, à ce stade, l'utilisation du radar à des environnements quasi-statiques. Aussi, la partie technique devra être optimisée, lors du travail de thèse. Il emmènera à la réalisation d'un système totalement autonome, possédant ses propres générateurs et démodulateurs, afin d'optimiser la durée du cycle réception-retournement. Cette optimisation passera aussi par l'implantation au sein du système des algorithmes de traitement des données. Cela permettra de préciser le champ d'application dans des milieux mobiles tels que la mer.

Avec ce prototype, nous ne pourrons pas effectuer des itérations pour le retournement temporel. Pour cela, il faudrait connaître le  $\Delta t$  entre chaque "impulsion" avec une précision de 1/3 ns (1/3GHz : fréquence centrale), afin de le prendre en compte dans la transformée de Fourier. Néanmoins, lorsque notre radar sera constitué de ses deux réseaux d'antennes 8 voies, nous appliquerons la méthode de la Décomposition de l'ORT.

### 2.5.3. Caractérisation des erreurs intrinsèques

#### 2.5.3.1. Caractérisation des voies du radar : matrice [S]

Comme nous le verrons dans la partie expérimentale, les matériels HF ne sont pas parfaits, comme tout composant. Afin d'avoir une grande précision dans la commande de chaque voie, il faut prendre en compte ces erreurs. Ces imprécisions varient en fonction du composant, de la puissance du signal injecté en entrée et de sa fréquence (système monochromatique). Elles sont contenues dans leur matrice [S] correspondante.

La matrice [S], matrice de répartition, est l'outil de base pour l'étude des quadripôles ou des multipôles linéaires en hyperfréquence. Les paramètres S ont un lien direct entre les transferts de puissance entrée/sortie d'un quadripôle et la puissance est la chose la plus facile à mesurer en hyperfréquences.

La matrice [S] contient toutes les caractéristiques du composant étudié :

- S11 = coefficient de réflexion à l'entrée (avec sortie adaptée)
- S21 = coefficient de transmission entrée-sortie (avec sortie adaptée)
- S22 = coefficient de réflexion à la sortie (avec entrée adaptée)
- S12 = coefficient de transmission sortie-entrée (avec entrée adaptée)

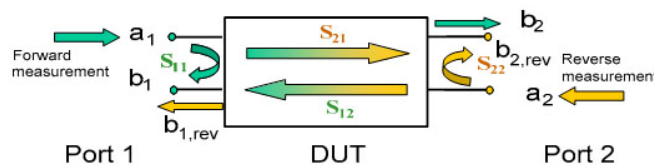


Figure 13 : Représentation des paramètres d'un quadripôle

Nous avons :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad [54]$$

La dimension de [S] est proportionnelle aux nombres de ports (entrées/sorties) du matériel HF étudié.

La Figure 14 représente l'architecture générale de notre radar avec ses 8 voies. Le système global contient 9 ports d'entrées/sorties soit pour caractériser ce radar, une matrice  $[S]$  de dimension  $(9 \times 9)$  est à envisager.

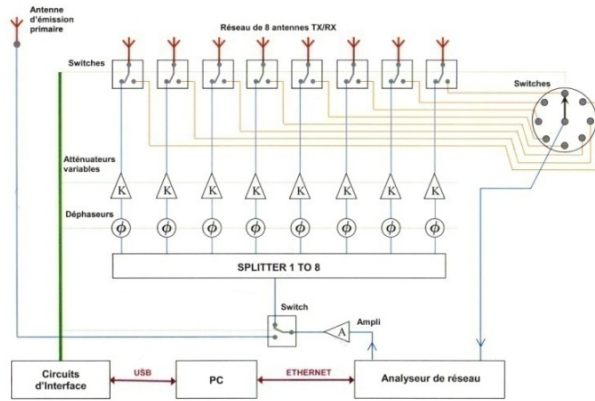


Figure 14 : Architecture générale de notre radar

La Figure 15 représente les matrices  $[S]$  du système ainsi que les ondes entrantes et sortantes de chaque groupement de composants HF.

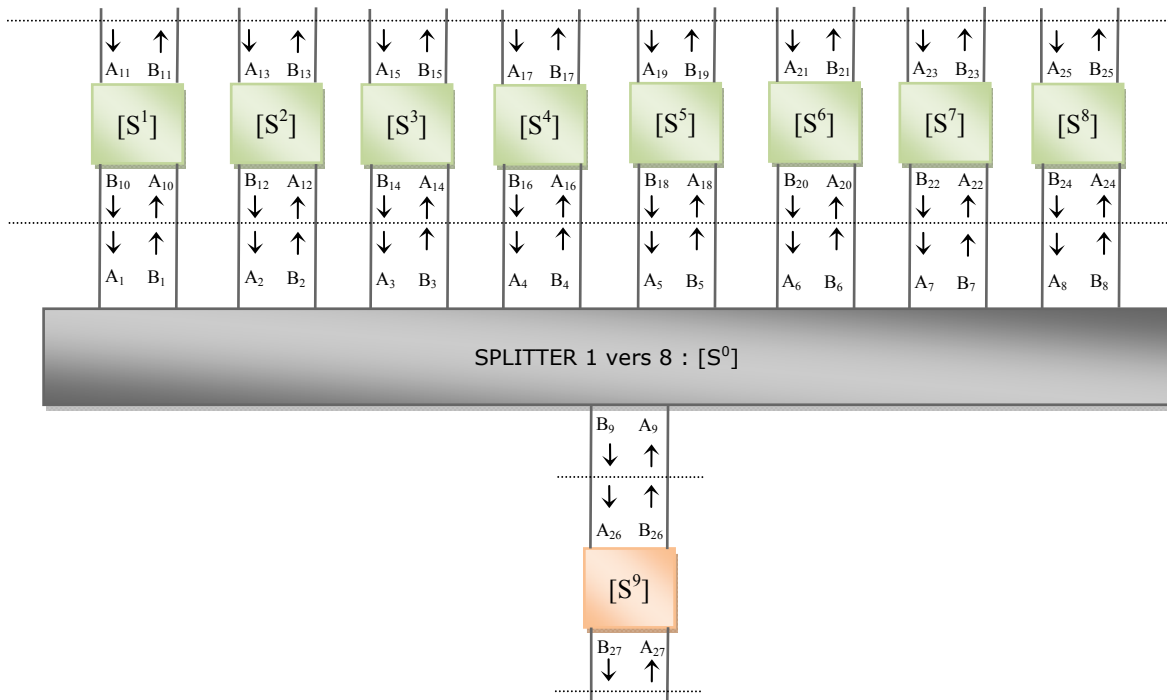


Figure 15 : Représentation de l'ensemble des matrices  $[S]$  ainsi que les ondes entrantes et sortantes

Attention au fait que les matrices  $[S]$  indiquées sont une mise en cascade de divers éléments HF. Pour exemple, la matrice  $[S^1]$  est constituée de la matrice  $[S]$  du déphaseur, de l'atténuateur, des connexions SMA ainsi que des switches. Le principe de la mise en cascade sera détaillé dans la suite de ce rapport.

Voici la matrice  $[S]$  la plus complexe à mesurer et à étudier : la matrice  $[S^0]$  du splitter 1 vers 8.

$$S^0 = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & S_{15} & S_{16} & S_{17} & S_{18} & S_{19} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} & S_{25} & S_{26} & S_{27} & S_{28} & S_{29} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} & S_{35} & S_{36} & S_{37} & S_{38} & S_{39} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} & S_{45} & S_{46} & S_{47} & S_{48} & S_{49} \\ S_{51} & S_{52} & S_{53} & S_{54} & S_{55} & S_{56} & S_{57} & S_{58} & S_{59} \\ S_{61} & S_{62} & S_{63} & S_{64} & S_{65} & S_{66} & S_{67} & S_{68} & S_{69} \\ S_{71} & S_{72} & S_{73} & S_{74} & S_{75} & S_{76} & S_{77} & S_{78} & S_{79} \\ S_{81} & S_{82} & S_{83} & S_{84} & S_{85} & S_{86} & S_{87} & S_{88} & S_{89} \\ S_{91} & S_{92} & S_{93} & S_{94} & S_{95} & S_{96} & S_{97} & S_{98} & S_{99} \end{bmatrix} \quad [55]$$









En conséquence si  $A_2=0$ , ce qui signifie que la sortie du quadripôle est adaptée, alors  $S_{11}=B_1/A_1$  est le coefficient de réflexion vu à l'entrée et  $S_{21}=B_2/A_1$  est le coefficient de transmission de l'entrée à la sortie. De même si  $A_1=0$ , ce qui signifie que l'entrée du quadripôle est adaptée, alors  $S_{22}=B_2/A_2$  est le coefficient de réflexion à la sortie et  $S_{12}=B_1/A_2$  est le coefficient de transmission de la sortie vers l'entrée.

Malheureusement de part sa définition, la matrice  $[S]$  n'est pas chaînable. Pour résoudre ce problème, définissons une nouvelle matrice  $[C]$ , qui elle peut être chaînée entre plusieurs quadripôles en cascade. Par définition :

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ A_1 \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} A_2 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad [73]$$

Alors en résolvant le système linéaire, on trouve la relation entre les matrices  $[S]$  et  $[C]$  :

$$[C_{quadripôle\ i}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{S_{21}^i} & -\frac{S_{22}^i}{S_{21}^i} \\ \frac{S_{11}^i}{S_{21}^i} & S_{12}^i - \frac{S_{11}^i \cdot S_{22}^i}{S_{21}^i} \end{bmatrix} \quad \& \quad [C_{totale}] = \prod_i [C_{quadripôle\ i}] \quad [74]$$

Ainsi, si deux quadripôles A et B de matrice  $[C_A]$  et  $[C_B]$  sont mis en cascade, la matrice de l'ensemble est simplement le produit de ces matrices :

$$[C_{totale}] = \prod_i [C_{quadripôle\ i}] \quad [75]$$

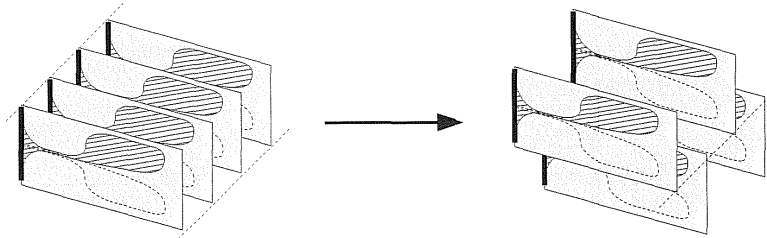
La matrice  $[S]$  de ce quadripôle pouvant être retrouvée par la relation inverse de la précédente :

$$[S_{totale}] = \begin{bmatrix} \frac{C_{totale21}}{C_{totale11}} & C_{totale22} - \frac{C_{totale12} \cdot C_{totale21}}{C_{totale11}} \\ 1 & -\frac{C_{totale12}}{C_{totale11}} \\ \frac{1}{C_{totale11}} & \frac{C_{totale12}}{C_{totale11}} \end{bmatrix} \quad [76]$$

### 2.5.3.2. Interactions entre antennes

L'acquisition de mesures en champ proche induit des effets indésirables sur les antennes, altérant leur comportement. Nous savons que le réseau d'antennes peut être la source de nombreuses interférences liées au couplage inter-antenne (même inactives à ce moment). Une étude portant sur la réduction de ce couplage a dégagé deux axes d'optimisation (15).

Le premier en modifiant la géométrie du réseau. Cette solution diminue fortement le couplage direct mais nécessite une attention particulière pour conserver une bonne stabilité mécanique.



**Figure 16 : Modification de la géométrie du réseau pour minimiser le couplage inter-antennes**

Le second axe porte sur l'utilisation d'une fine couche d'absorbants appliqués localement. Avec une épaisseur d'un centimètre de mousse absorbante traitée au carbone (atténuation d'au moins -10 dB à partir de 1,5 GHz), il est possible aussi de réduire le couplage au dépend d'une baisse du champ rayonné (-6 dB sur l'amplitude de l'impulsion émise mais réduction minimale du couplage de 10 dB).

Ces solutions avancées précédemment sont efficaces. Nous ne désirons pas placer d'absorbant sur les antennes pour garder le maximum de puissance en émission. Néanmoins, nous pouvons décaler les antennes les unes par rapport aux autres.

Le pas spatial inter-antennes retenu conduit à un écartement entre les antennes A et H de 35 cm. En calculant la durée nécessaire à la propagation dans l'air, nous aboutissons à 1,17ns ( $0.35/(3*10^8)$ ) pour cette distance.

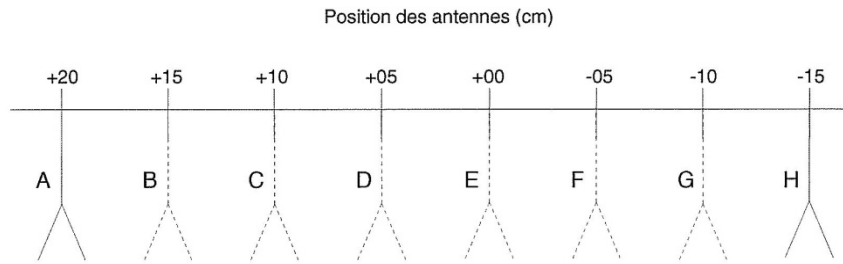


Figure 17 : Réseau de 8 antennes

Le laboratoire LEAT, avec qui nous collaborons, ayant étudié ce type de couplage entre antennes pour leur radar SIMIS, nous fera profité de leur expérience dans domaine. La réponse impulsionnelle, mesurée par le LEAT, de la configuration décrite en amont, nous renseigne sur les mesures attendues. Nous remarquons non seulement le couplage direct, mais aussi toutes les réflexions multiples des autres antennes du réseau et celle de la structure. C'est pour cela que nous observons de fortes oscillations au-delà du premier "écho" reçu. Nous devrions appliquer au voisinage de l'instant  $t = 1,17$  ns une porte de largeur  $\Delta t$  qui correspondra à la largeur théorique de notre impulsion synthétique.

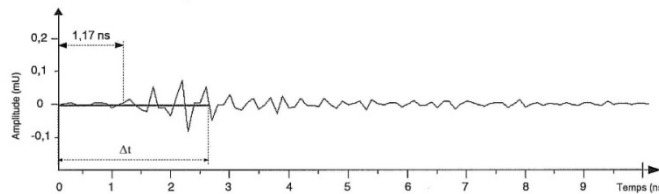


Figure 18 : Impulsion mesurée sans aucune cible

Attention au fait, qu'il faut tenir compte de la permittivité du milieu traversé, par exemple, lorsque nous procéderons à des investigations dans le sol. Les caractéristiques de ce milieu interviennent comme terme multiplicatif sur la durée de propagation. Toutefois, la fenêtre de pondération restera paramétrable en fonction des circonstances rencontrées.

**Impédance mutuelle et interaction entre antennes :**

Le courant qui circule dans chaque antenne induit des courants dans toutes les autres. Aussi bien si les autres sont alimentées ou non. On peut postuler une impédance mutuelle qui jouera le même rôle dans les antennes que l'inductance mutuelle dans les bobines couplées. L'impédance mutuelle  $Z_{12}$  entre deux antennes est définie comme :

$$Z_{12} = \frac{v_2}{i_1} \tag{77}$$

où  $i_1$  est le courant qui circule dans l'antenne 1 (inductrice) et  $v_2$  est la tension qu'il faudrait appliquer à l'antenne 2 (induite), avec l'antenne 1 enlevée, pour obtenir le même courant dans l'antenne 2 que celle induite par le courant de l'antenne 1.

Avec cette définition, l'ensemble de courants et de tensions d'un ensemble d'antennes est relié par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} v_1 &= i_1 Z_{11} + i_2 Z_{12} + \dots + i_n Z_{1n} \\ v_2 &= i_1 Z_{21} + i_2 Z_{22} + \dots + i_n Z_{2n} \\ &\vdots \\ v_n &= i_1 Z_{n1} + i_2 Z_{n2} + \dots + i_n Z_{nn} \end{aligned} \tag{78}$$

où :

- $V_i$  est la tension appliquée à l'antenne
- $Z_{ii}$  est l'impédance de l'antenne
- $Z_{ij}$  est l'impédance mutuelle entre les antennes  $i$  et  $j$
- $Z_{ij} = Z_{ji}$  : inductances mutuelles

## 2.5.4. Performances du radar

Le système complet a été décrit, il convient désormais de s'attarder sur certains critères. De nombreux critères peuvent être pris en compte dans la phase de conception du radar comme le poids ou encore la rapidité d'acquisition : peu contraignants pour des mesures en laboratoire, ils peuvent être critiques pour certaines applications sur site. S'agissant encore d'un système à l'état de prototype, nous nous intéressons dans cette partie aux critères suivants : portée maximale, résolution du système et dynamique de détection.

### 2.5.4.1. Portée du radar

La portée du radar, ou plus précisément la portée non ambiguë, conditionne directement le domaine d'utilisation : celle-ci peut varier de quelques dizaines de centimètres à plusieurs centaines de mètres. Elle détermine donc la distance maximale à laquelle le système est capable de détecter une cible et devra être divisée par un facteur 2, toutes les mesures étant acquises en réflexion. La portée non ambiguë est définie par la formule suivante :

$$R = \frac{c}{2\Delta f} \quad [79]$$

avec

- $c$  : vitesse de propagation des ondes EM dans le vide,
- $\Delta f$  : échantillonnage fréquentiel retenu pour l'analyseur.

La portée du système est donc tributaire d'un bon échantillonnage en fréquence et augmente ainsi avec le nombre de points. L'analyseur de réseau permet un échantillonnage par pas de 100 kHz maximum, néanmoins, les valeurs retenues sont plutôt de l'ordre de quelques dizaines de mégahertz. Notre bande passante est de [2-4] GHz avec 201 points de mesure soit un échantillonnage de  $\Delta f = 10$  MHz, ce qui permet d'aboutir à une portée non ambiguë  $R = 15$  mètres en appliquant la formule [79].

Ce résultat est à mettre en regard avec les propriétés électriques des sols concernant la profondeur de pénétration. Les matériaux conducteurs atténuent les ondes EM se propageant dans une direction perpendiculaire à leur surface. L'amplitude des champs décroît selon l'atténuation du matériau, celle-ci est d'autant plus forte que la conductivité est élevée. La profondeur de pénétration, aussi appelée profondeur de peau, est donnée par la formule ci-dessous (16) :

$$P_p = \frac{1}{\omega} \left[ \frac{\mu_0 \cdot \varepsilon'}{2} \left( \sqrt{1 + \tan^2(\delta)} - 1 \right) \right]^{-1/2} \quad [80]$$

avec

$$\tan(\delta) = \frac{\sigma}{\omega \cdot \varepsilon'} \quad [81]$$

où

- $\mu_0$  : perméabilité magnétique du vide, soit  $4\pi \cdot 10^{-7}$  (H.m<sup>-1</sup>)
- $\sigma$  : conductivité du milieu étudié ( $\Omega^{-1} \cdot m^{-1}$ )
- $\varepsilon'$  : constante diélectrique du milieu étudié

En considérant un milieu faiblement dispersif,  $\tan(\delta) \ll 1$ , l'équation [103] devient :

$$P_p \sim \frac{2}{\omega \cdot \tan(\delta) \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \varepsilon'}} \quad [82]$$

Le tableau ci-dessous regroupe les propriétés électriques de permittivité et de conductivité des sols communément étudiés en SPR :

Matériaux	Permittivité relative	Conductivité ( $\Omega^{-1} \cdot m^{-1}$ )
Air	1	0
Béton sec	6	$1,2 \cdot 10^{-3}$
Béton humidifié	$\sim 11$	$7,1 \cdot 10^{-3}$
Bitume	2 - 6	$1,25 \cdot 10^{-3}$
Sable sec	4 - 6	$10^{-7} - 10^{-3}$
Sable saturé en eau	$\sim 30$	$10^{-4} - 10^{-2}$

À titre d'exemple applicatif, nous considérons deux milieux d'investigation assimilables pour notre projet "objets enfouis" : sable sec et sable saturé en eau. Néanmoins, nous allons aussi étudier la profondeur de pénétration pour un milieu assimilable à du béton sec, pouvant servir à détecter les défauts de structures (ponts, ...). La résolution  $\Delta f = 10$  MHz qui abouti à une profondeur de peau ( $P_p$ ) de 84cm pour du béton sec à 2GHz, est donc largement suffisante.

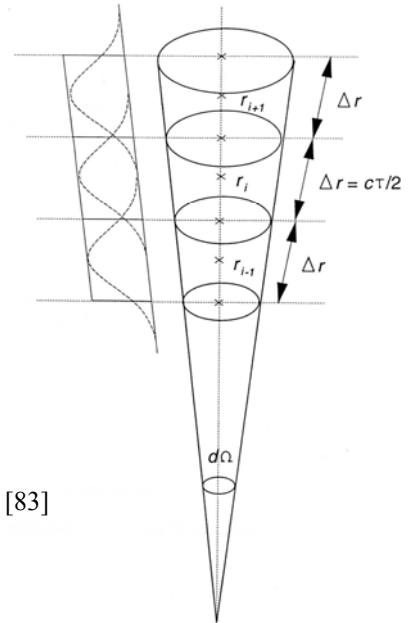
2.5.4.2. Résolution du radar

La qualité des systèmes de détection repose souvent sur ce paramètre, sorte d'étalon pour classer les SPR en fonction des cibles à détecter et localiser. Pour le système à impulsions synthétiques, la caractérisation se fait dans le domaine temporel. Ainsi, nous devons être capables de détecter des impulsions parmi d'autres de moindre importance qui peuvent être liées à des discontinuités du milieu ou même d'autres objets que la cible recherchée.

Les ondes électromagnétiques se propagent en ligne droite à la célérité de la lumière ( $c = 3 \times 10^8$  m/s). Par conséquent, le signal émis met un temps  $t = r/c$  pour atteindre une cible ponctuelle se situant à une distance  $r$  du radar (distance radiale). Le temps total pour effectuer l'aller-retour est donc égal à  $2r/c$ . Inversement, on peut dire que l'écho reçu un certain temps  $t_i$ , après le début de l'impulsion émise, provient d'une cible ponctuelle située à distance  $d_i = c \cdot t_i / 2$  du radar.

En réalité, comme le montre la Figure 19, le signal reçu un certain temps après le début de l'impulsion est dû à la contribution de l'ensemble des cibles diffusantes contenues dans un volume d'extension radiale  $\Delta r$ , on parle aussi de résolution spatiale du radar :

$$\Delta r \sim \frac{c\tau}{2} \quad \text{avec } \tau \text{ le temps entre deux impulsions.}$$



[83]

Les dimensions transverses de ce "volume diffusant" sont définies par le cône de rayonnement de l'antenne.

Figure 19 : Volume diffusant

La Figure 20 donne une représentation temps-distance des signaux émis par le radar et rétrodiffusés par les cibles :

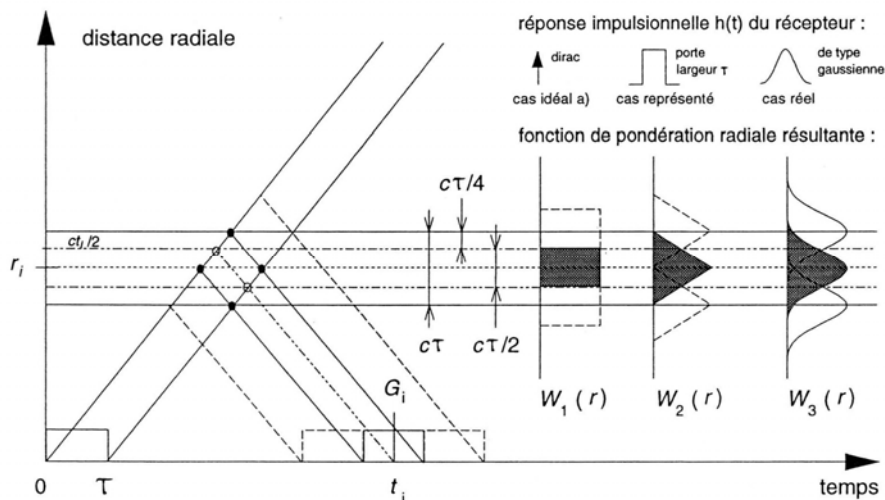


Figure 20 : Représentation temps-distance des signaux émis et rétrodiffusés selon le filtrage du récepteur

La réponse impulsionnelle "dirac" correspond au cas d'un récepteur de bande passante infinie tandis que la réponse "porte" et "Gaussienne" montre l'effet du filtrage. En pratique, un filtrage est naturellement effectué par le récepteur, soit l'analyseur de réseau. L'effet de ce filtrage se traduit par un agrandissement de l'extension radiale du volume diffusant. En effet, le signal reçu est convolué par la réponse impulsionnelle  $h(t)$

du filtre adapté. Le résultat de cette convolution définit une fonction de pondération radiale  $W(r)$ . Si  $h(t)$  a une forme Gaussienne, ce qui est proche de la réalité, alors on peut monter (17), (18) :

$$\Delta r = l_r \cdot \frac{c\tau}{2} \quad \text{ou} \quad \Delta r = l_r \cdot \frac{c}{2.BP} \quad [84]$$

où  $l_r$  est un coefficient de perte dû à la bande passante BP finie du récepteur. [DOVIAK ZRNIC 1984] ont montré que, pour un filtre Gaussien de largeur  $1/\tau$ , ce coefficient pour volume diffusant à -6 dB valait 1,17.

Nous limiterons notre bande passante à [2-4] GHz, cette limite convient d'autant plus que la résolution pour une telle bande passante est tout à fait satisfaisante : nous obtenons 8.8 cm.

Il serait tentant d'élargir le spectre des fréquences émises pour atteindre une précision plus fine, mais cela revient à intégrer une bande de fréquence où le bruit peut être supérieur à la mesure, conduisant à une détérioration du rapport signal à bruit. Il est aussi important de remarquer qu'il s'agit de la résolution maximale que nous puissions atteindre

### 2.5.4.3. Dynamique de détection

Ce paramètre est extrêmement important pour les SPR, car il fournit un indicateur du potentiel de pénétration du système. En effet, une grande partie de la puissance émise par le radar est réfléchi par l'interface air-sol, hélas inhérent à ce type de méthode non invasive. Cet écho a une amplitude bien supérieure à celles des cibles et doit être supprimé par une technique expérimentale ou par traitement numérique : la quantité d'énergie diffusée dans le milieu est faible devant la puissance émise. L'hétérogénéité du milieu et la présence de cibles multiples nécessitent d'avoir un système présentant une grande dynamique de détection. Il permet une investigation suivant la profondeur et il est possible d'isoler de faibles échos de cibles par rapport à d'autres réponses plus importantes.

La dynamique de détection dépend des performances de l'analyseur de réseau. Les caractéristiques de l'appareil indiquent une dynamique standard de 90 dB, pour un plancher de bruit thermique situé à -130 dBm pour la bande [2-4] GHz. Ces deux valeurs font apparaître un intervalle d'amélioration possible de 40 dB. L'optimisation est un compromis :

- compromis sur le temps d'acquisition en effectuant un moyennage des mesures,
- compromis sur une détérioration de la résolution.

La technique d'optimisation retenue reste à déterminer lors des futures mesures.

### 2.5.5. Synthèse

Le projet de concevoir un système d'imagerie microonde à impulsions synthétiques est novateur, nous avons adopté un cahier de charges ambitieux avec le contrôle en amplitude et en phase de chaque voie indépendamment. L'utilisation d'une très large bande de fréquence est souhaitable pour obtenir une bonne résolution temporelle, elle permet aussi d'utiliser le système pour diverses applications en fonction de la profondeur de pénétration nécessaire.

Cela aboutit à une étude théorique des performances du radar développée en termes de portée, de résolution spatiale et de dynamique de détection. Si toutes ces valeurs se montrent en concordance avec nos exigences, nous savons néanmoins que la réalité de l'expérimentation sera tout autre. Par conséquent, nous cherchons d'abord à déterminer les défauts inhérents au système avec la prise en compte de la matrice [S] globale du radar.

De plus, l'élaboration d'un réseau d'antennes à la place d'un module bistatique émission/réception oriente le développement sur un étage multiplexeur réalisé avec des switches. L'environnement logiciel reste dans la continuité des choix technologiques, l'échange d'information s'établissant entre les différents organes de ce radar est détaillé dans la chapitre "Aspect techniques et conception". Au préalable, des simulations numériques ont été développées.

OKS

### 3. Simulations et mesures réalisées

#### 3.1. Méthodes utilisées

Lors de ces simulations, pour des raisons de clarté, nous ne présenterons donc pas le processus complet – naissance de l’onde, focalisation sur les diffuseurs et évanescence – mais l’intégration temporelle en termes d’énergie. La dépendance temporelle de l’onde ne sera donc pas prise en compte lors de ses simulations.

**Annexe B : Programme de simulation du problème direct et de la rétro-propagation de l’onde réfléchi**

**Configuration de ces simulations :**

Les récepteurs sont placés tout autour du ou des objet(s) (selon la simulation étudiée) : la ligne de mesure  $\Gamma$  est un cercle. Nous avons donc N antennes disposées régulièrement sur un cercle de rayon R, appelé cercle de mesure. Le(s) cible(s) sont proche(s) de l’origine O de ce cercle. La figure 21 représente la configuration de mesure.

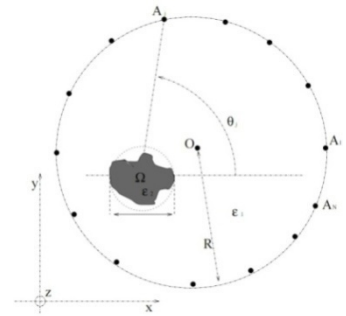


Figure 21 : Configuration de mesure

**Résolution du problème direct :**

Avant de visualiser la carte du champ électrique rétropropagé (avec la méthode DORT), il faut au préalable mesurer ou simuler ce champ. Cette étape est appelée « Problème direct ». Nous le verrons dans les deux cas :

- Nous avons simulé des émissions d’une suite d’ondes sphériques provenant de chaque antenne. Ces ondes sont diffractées sur l’obstacle qui lui-même émet une onde sphérique proportionnelle à son coefficient de diffusion et à l’onde incidente reçue. Ensuite nous "mesurons" cette onde diffractée sur toutes les antennes du réseau (les antennes jouent le rôle de sources et de récepteurs) dans le but de constituer la matrice K. Cette matrice K contient toutes les combinaisons du réseau de capteurs. Dans nos simulations, nous avons 36 capteurs soit une matrice K carrée (36x36).

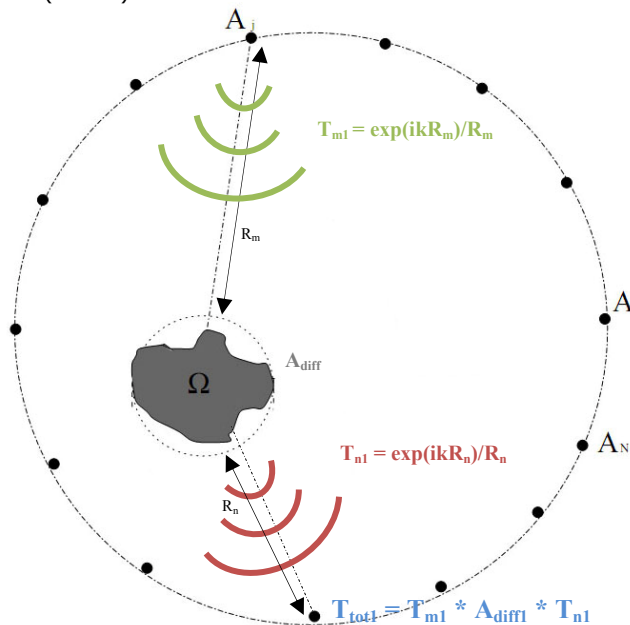


Figure 22 : Schématisation du problème direct

- Nous verrons un cas réel avec un bref aperçu des manipulations faites dans (3) afin de confirmer les simulations précédentes.

Dans nos simulations tout reste paramétrable : la distance capteur-cible(s), le rayon du cercle de mesure, la position de(s) diffuseurs et leur coefficient de diffusion. De plus, afin que la simulation soit plus proche de l'application finale, nous avons ajouté crescendo la présence d'un bruit blanc et d'une assemblée de diffuseurs (clutter). Le bruit blanc, d'amplitude  $0.05 \cdot \text{rand}()$ , peut faire office de bruit thermique, d'erreurs de mesures, d'une ensemble de micro diffuseurs. L'assemblée de diffuseurs, avec des coefficients de diffusion et une localisation aléatoire, permet de simuler le milieu traversé.

### **Résolution du problème inverse de séparation de sources : Calcul de la carte de champ**

Par la suite, nous avons appliqué la méthode DORT à ce champ diffracté avant de le réémettre afin de constituer la carte de champ en fonction de l'objet à étudier (vecteur propre) :  $Z=K^+ \cdot K$ . Chaque vecteur propre de  $Z$  est la réponse de chaque diffuseur au rayonnement du réseau : il contient les informations d'amplitude et de phase à appliquer pour refocaliser sur le diffuseur approprié. Concernant les vecteurs propres associés aux valeurs propres émergentes de la matrice  $Z$ , nous pouvons les voir comme des vecteurs courants. Si on fait se propager un champ créé par les antennes, chacune d'elles alimentée par un courant ayant pour amplitude complexe la coordonnée correspondante du vecteur propre, alors le champ présente un maximum là où se trouve le diffuseur. Ce champ retourné s'écrit donc, par définition :

$$E^{inc;dort}(r) = j \cdot \omega \cdot \mu_0 \sum_{l=1}^N V_l \cdot G(r; r_l) \quad [85]$$

où

- $V_l$  correspond à la  $l^{im^e}$  composante du vecteur propre  $\mathbf{V}$  considéré de la matrice  $Z$ ,
- $G(r; r_l)$  est la fonction de Green permettant de passer de  $r_l$  (position de l'antenne  $l$ ) à  $r$ .

Il s'agit donc d'une combinaison linéaire des champs incidents  $E_l^{inc}$  utilisés lors du problème direct qui sert à construire la matrice  $K$ . En effet, le champ incident s'écrit :

$$E_l^{inc}(r) = j \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot G(r, r_l) \quad [86]$$

et ainsi, [85] peut se mettre sous la forme :

$$E^{inc;dort}(r) = \sum_{l=1}^N V_l \cdot E_l^{inc}(r) \quad [87]$$

Lorsqu'il n'y a qu'une seule valeur propre, il n'y a pas d'ambiguïté possible, et le champ retourné focalisera sur l'objet.

Mais lorsque l'objet à détecter est grand devant la demi-longueur d'onde (ou haute fréquence), l'objet sera caractérisé par plusieurs valeurs propres. Selon la différence de ces valeurs propres, il peut arriver que la focalisation des champs générés soit moins évidente. Nous observerons un champ qui focalise sur le diffuseur, qui correspond à un rayonnement isotrope, et des champs anisotropes, qui correspondent aux développements d'ordre supérieur du champ diffracté. Ces derniers présentent un minimum sur le diffuseur. Ils seront associés aux valeurs propres suivantes.

Pour distinguer ces deux vecteurs propres, nous pouvons soit regarder les cartes de champs retournés, soit regarder la phase et le module des vecteurs propres. Pour le champ isotrope, la phase du vecteur propre présentera un minimum pour l'antenne la plus proche de l'objet, alors que pour le champ anisotrope, elle présentera un saut de phase de  $\pi$  pour cette même antenne. Quant au module du vecteur propre, il sera maximal sur l'antenne la plus proche du diffuseur pour le vecteur isotrope, et nul sur cette antenne pour l'anisotrope.

Ainsi, pour dénombrer et localiser des cibles, nous pouvons combiner les informations sur les valeurs propres, les phases et les modules des vecteurs propres, et les cartes de champs retournés. Avec tout cela, nous sommes capables de lever la plupart des ambiguïtés, et nous allons illustrer ces quelques résultats par des simulations et des manipulations. Avec toutes ces informations, nous pouvons synthétiser une onde qui va focaliser sur la cible.

Dans ce manuscrit, nous étudierons ces phénomènes avec l'expérience du LEAT (3) et lorsque notre campagne de mesure débutera.



### 3.2. Résultats des simulations

Nous avons testé la méthode DORT avec différentes configurations de mesure mais elles fournissaient toujours des résultats idéaux : détection et localisation parfaites. Nous avons donc simulé une situation plus proche de notre milieu final afin de tester la robustesse de cette méthode. Cet environnement a été décrit et expliqué dans le chapitre précédent :

- 36 antennes se situent sur un cercle de rayon  $3\lambda$ ,
- 2 cibles de coordonnées  $0.66\lambda + i.\pi/4$  (avec un coefficient de réflexion = 1) et  $0.33\lambda - i.\pi/2$  (avec un coefficient de réflexion = 1/3),
- présence d'un bruit blanc de  $0.05 \cdot \text{rand}()$  d'amplitude,
- une assemblée de 20 diffuseurs d'amplitude ( $0.2 \cdot \text{rand}()$ ) et de position aléatoires.

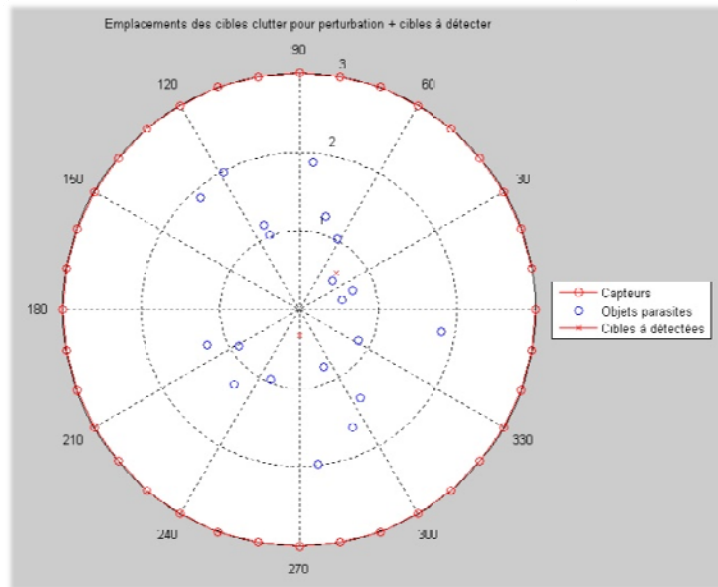


Figure 23 : Environnement de la simulation

Le dénombrement des valeurs propres de la matrice  $Z = K^+ \cdot K$ , nous apporte des informations sur la qualité de détection et les vecteurs propres sur la qualité de localisation (en calculant le module et la phase de ce vecteur pour la réémission). En analysant nos valeurs propres suivantes  $V_1=19.2996$  ,  $V_2=2.0415$  ,  $V_3=0.4499$ , nous pouvons en déduire la présence de deux cibles.

En calculant la carte du champ retourné à l'aide de la première valeur propre, nous observons que le champ focalise sur la cible 1 de coordonnées (0.4667 ; 0.4667) :

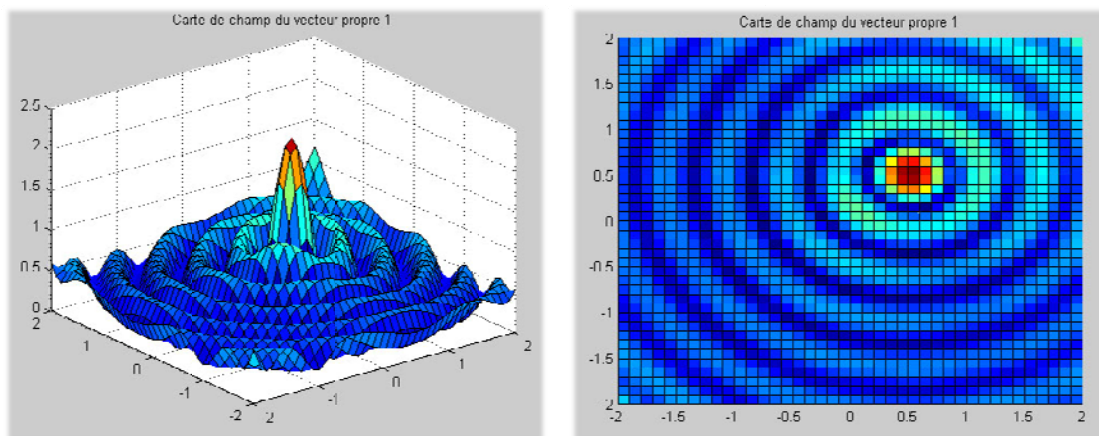


Figure 24 : Carte du champ retourné pour le vecteur propre 1 : CIBLE 1

Focalisation idéale avec le second vecteur propre représentant la cible 2 de coordonnées (0 ; -0.33) :

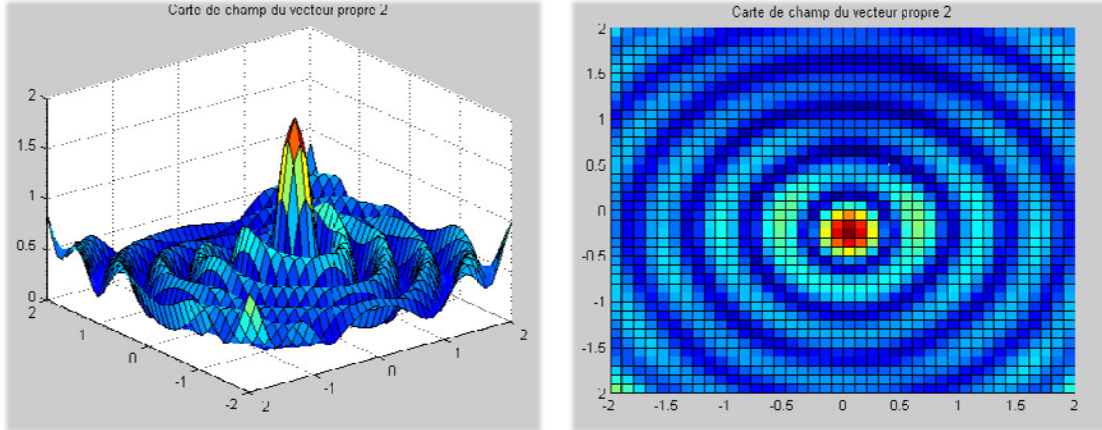


Figure 25 : Carte du champ retourné pour le vecteur propre 2 : CIBLE 2

La Figure 26 représente les interférences entre les deux ondes sphériques émises (diffractées) des deux cibles. La localisation des cibles reste toujours possible, ce qui confirme la robustesse de cette méthode DORT.

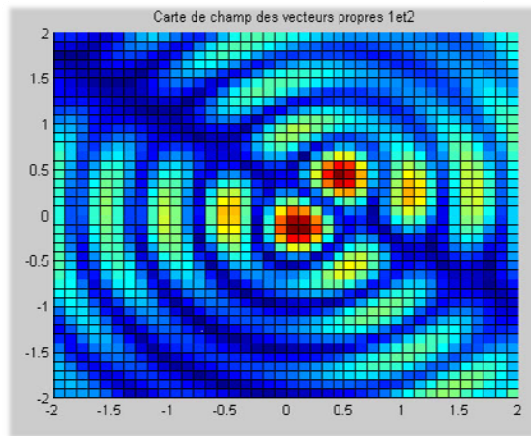


Figure 26 : Carte du champ retourné pour les vecteurs propres 1 & 2 : CIBLE 1&2

**Limite de la robustesse de cette méthode :**

Nous avons ensuite simulé un environnement très bruité, en augmentant le coefficient de diffusion des clutter à  $2 * \text{rand}()$  et en les regroupant par parquets (cf Figure 27). Avec cette configuration, la méthode commence à montrer ses limites. Le champ rétropropagé avec le second vecteur propre V2 laisse apparaître, encore clairement, la seconde cible. Les valeurs propres obtenues sont les suivantes :  $V_1=19.7730$ ,  $V_2=5.7839$ ,  $V_3=3.7665$ ,  $V_4 = 2.6417$ . En analysant ces 4 premières valeurs propres, nous pouvons très clairement en déduire la présence d'une cible avec une valeur propre en moyenne 5 fois supérieure aux autres (cf Figure 28a). Néanmoins, les valeurs propres suivantes ont un faible écart d'où une difficulté d'interprétation pour la seconde cible (cf Figure 28b).

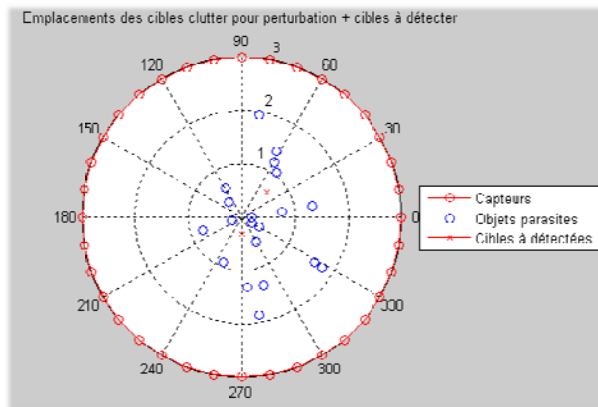


Figure 27 : Environnement de la simulation

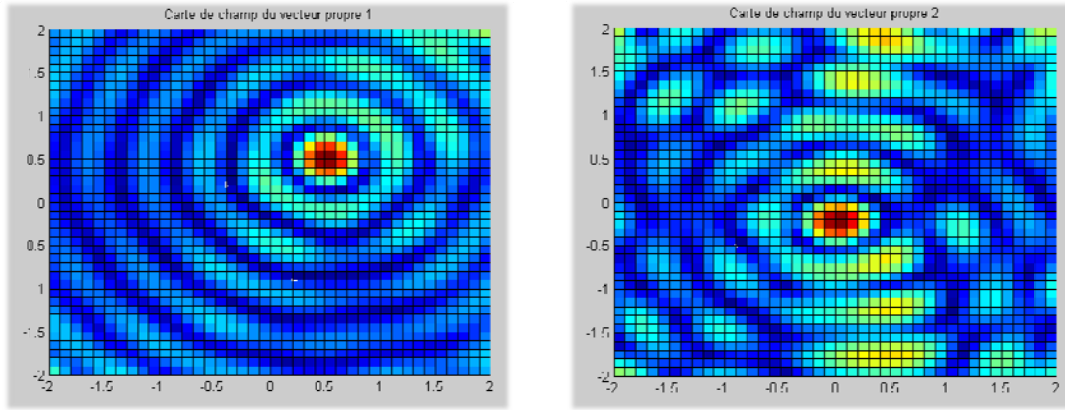


Figure 28 : Carte du champ retourné pour le vecteur propre 1(a) et 2 (b) : localisation encore possible

Tout en gardant la même position et le même coefficient de diffusion pour chaque diffuseur, nous augmentons l'amplitude du bruit blanc ( $0.25 \cdot \text{rand}()$ ) toujours dans le but de tester la robustesse de cette méthode. Le rapport signal/bruit devient critique et la localisation des cibles est perdue. La Figure 30 représente le vecteur propre  $V_3$  : bruit significatif. Les Figures 29a et 29b ont une interprétation difficile. Néanmoins, nous constatons la représentation des champs anisotrope de la cible 1 : champ faible sur le diffuseur (cible 1). Avec la présence de ce bruit élevé et l'assemblé de diffuseurs ayant un fort coefficient de diffusion, l'ensemble diffuseurs-cible-bruit, localisé près de la cible 1, est considéré comme un seul "gros" diffuseur. De ce fait, la résolution maximale étant de  $\lambda/2$ , nous sommes en présence de plusieurs valeurs propres pour une seule cible.

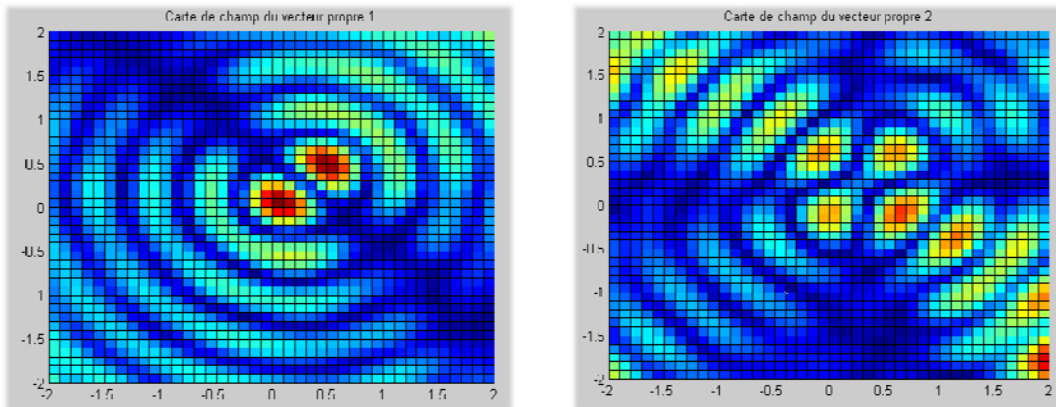


Figure 29 : Carte du champ retourné pour le vecteur propre 1(a) et 2 (b) : cibles perdues

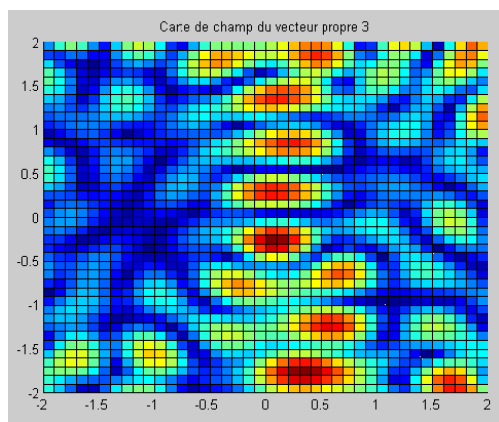


Figure 30 : Carte du champ retourné pour le vecteur propre 3 : bruit

Nous allons maintenant étudier, la robustesse de la méthode DORT à partir de données mesurées de l'onde diffractée mesurée par le LEAT.

### 3.3. Résultats avec des mesures prise en chambre anéchoïque

La configuration de mesure est la suivante : l'antenne D émet une onde incidente en direction de un objet parallélépipède diélectrique placé face à elle.

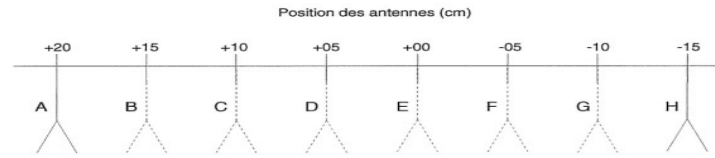


Figure 31 : Configuration de mesure

Cette manipulation découle des résultats du LEAT issu du radar SIMIS en chambre anéchoïque. Les modules des champs retournés seront représentés, et ce pour les deux premières valeurs propres ( $V_1$  et  $V_2$ ) qui décrivent le diffuseur. Ainsi, l'étude de  $V_1$  devrait nous permettre de localiser le diffuseur. En effet, il contient la partie isotrope du champ diffracté et doit présenter un maximum au voisinage du diffuseur. Par contre,  $V_2$  comporte des champs anisotropes, dont les directions divergent de la cible.

La Figure 32 représente le champ retourné à l'aide de la première valeur propre  $V_1$  du diffuseur. L'observation de ce champ montre une focalisation moyenne sur ce diffuseur.

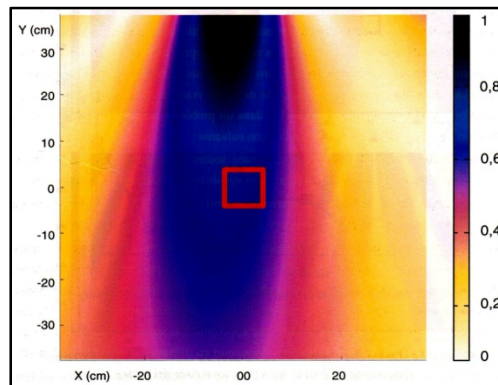


Figure 32 : Carte du champ retourné pour le vecteur propre 1

Avec la Figure 33, nous poursuivrons l'étude de la carte de champ avec la prise en compte de la seconde valeur propre  $V_2$ . Cette carte présente donc des champs anisotropes néanmoins il devient difficile d'interpréter correctement le résultat.

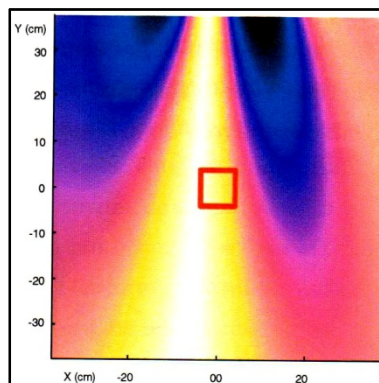


Figure 33 : Carte du champ retourné pour le vecteur propre 2

Le dénombrement des valeurs propres est à l'origine de cela. Selon les cas, nous pouvons identifier clairement la valeur associée à la cible et donc au champ isotrope focalisant sur celle-ci. Néanmoins, il peut arriver que le contraste entre ces valeurs s'estompe fortement. La focalisation des champs générés est alors moins évidente. Les données produites par  $V_1$  et  $V_2$  doivent donc être comparées afin de détecter une cible. Alternativement, l'étude des variations de la phase des vecteurs propres permet de préciser la position de diffuseur :

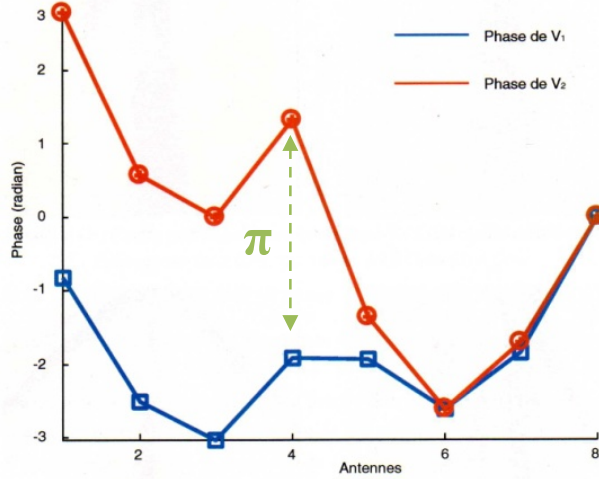


Figure 34 : Phases des vecteurs propres  $V_1$  et  $V_2$

Sur les études des vecteurs propres anisotropes, nous observons au voisinage du diffuseur non seulement un module du champ retourné tendant vers zéro (cf Figure 33) mais aussi un saut de phase de  $\pi$  sur l'antenne D comme le montre la Figure 34. À l'inverse, lorsque nous calculons module du champ et phase du vecteur propre théoriquement relié au diffuseur, nous relevons une amplitude maximale des champs et une phase minimale. Dans des cas moins évidents que celui-ci, nous pouvons donc recourir à plusieurs confrontations afin de localiser le ou les diffuseurs présents dans le milieu.

OKS

## 4. Aspects techniques et conception

Pour ce projet, nous avons dû faire connaissance avec l'environnement de travail et étudier les diverses possibilités mises à notre disposition. Afin de mieux maîtriser ces technologies, nous avons récolté diverses informations que nous allons présenter en détail.

### 4.1. Choix de l'architecture

Comme dit dans le chapitre précédent, nous allons utiliser différents types de matériels HF : des déphaseurs, atténuateurs, switches, amplificateur afin de dépointer le faisceau dans le but de le focaliser sur une cible. Pour piloter tout le système, il nous faut concevoir de l'électronique en amont.

La Figure 35 représente l'architecture générale de notre système avec ses 8 voies :

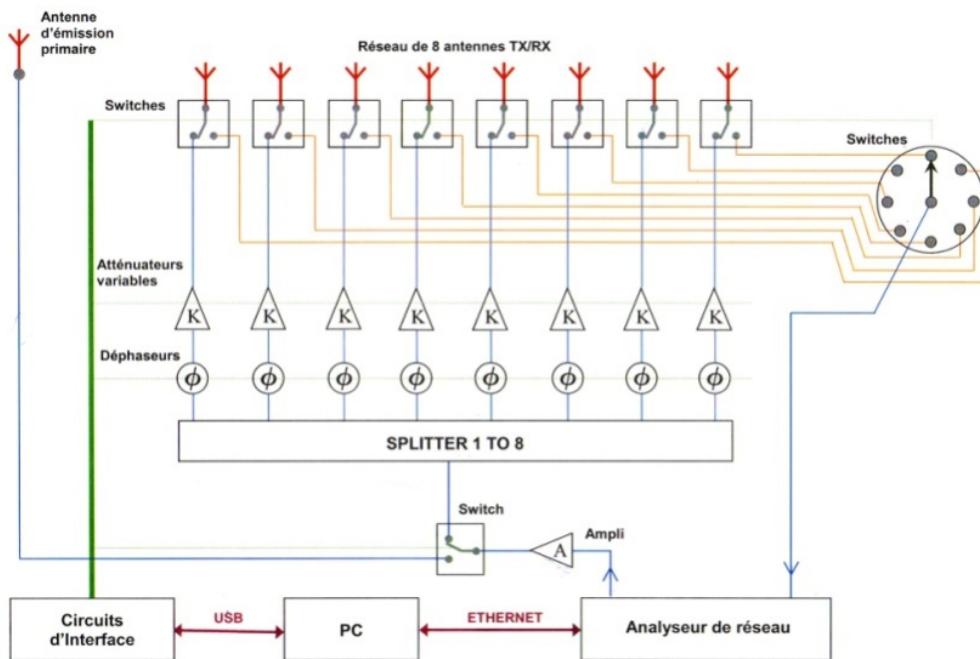


Figure 35 : Architecture générale

Notre système peut être scindé en trois parties :

- Une partie « HAUTES FREQUENCES » centralisée autour d'un analyseur de réseau vectoriel. Elle est constituée d'un réseau d'antennes très large bande dont leur alimentation est contrôlée séparément en amplitude et en phase grâce aux atténuateurs et déphaseurs. Ce système permet d'assurer une grande agilité en termes de pointage de faisceau. La mise en œuvre des switches permet une utilisation bidirectionnelle des voies : Emission ou Réception.
- Une partie « Circuits d'interface » comportant toute électronique centralisée autour d'un microcontrôleur PIC MICROCHIP. Cette électronique pilote tout le matériel HF. Les couples atténuateur/déphaseur sont commandés via deux mots de 10 bits sur leurs entrées de commande. Les switches sont directement commandés via les ports d'entrées/sorties du microcontrôleur.
- Une partie centralisée autour d'un ordinateur sous Windows XP avec Matlab. Son rôle est principalement de piloter à distance l'analyseur de réseau via le protocole Ethernet ainsi que les circuits d'interface via le bus USB. Ces contrôles à distance sont réalisés sous MATLAB. Nous faisons du traitement du signal sur les données acquises par l'analyseur de réseau.



Sur la Figure 36, nous détaillons l'architecture pour une seule voie en introduisant l'électronique. Nous verrons dans la suite de ce rapport les explications techniques des composants utilisés.

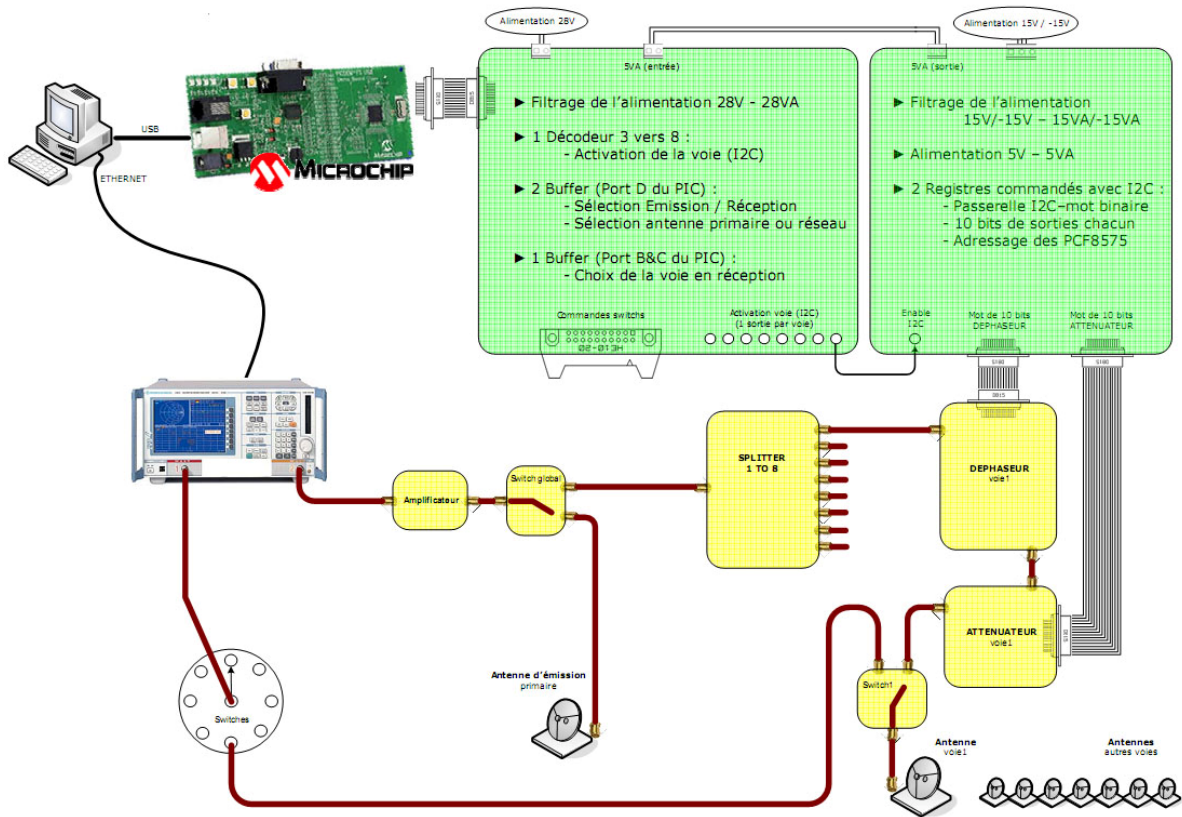


Figure 36 : Architecture générale avec électronique

Avant de commencer mon stage, tout le matériel HF avait déjà été commandé au près du distributeur de matériels de télécommunication "YGITECH MICROWAVE". Ils sont de marque WAVELINE.

#### Annexe C : Bon de commande du matériels HF

## 4.2. Etude du matériels HF

Le système HF est centralisé autour de l'analyseur de réseau. Mais avant d'exploiter les mesures faites par cet analyseur, il a fallu créer différents programmes permettant de traiter ces données sous MATLAB. Notre objectif est d'étudier tous les composants individuellement pour prendre en compte tous leurs défauts de conception en les caractérisant. Leur caractéristique (matrice [S]) sera gardée en mémoire et mis en cascade avec la totalité d'une voie HF. Cette méthode permet de minimiser les erreurs de dépointage du faisceau lors de l'émission. Tous ces programmes ont été regroupés sous une interface graphique sous MATLAB par M. SPANO.

### 4.2.1. Analyseur de réseau vectoriel : ROHDE & SCHWARZ ZVB8

#### 4.2.1.1. Sa fonction

Alors que les analyseurs scalaires sont en voie de disparition, hormis pour les applications sur site, les modèles vectoriels autorisent désormais des mesures sur des composants multiports ou munis d'accès équilibrés soit par la mise en œuvre d'unités de test externes, soit grâce à la disponibilité de plusieurs ports sur les appareils eux-mêmes.

La finalité d'un analyseur de réseau est de caractériser le comportement en fréquence d'un circuit, essentiellement destinés à la mesure des impédances et des transferts d'énergie et couvrent les gammes dites RF et hyperfréquences. Ils sont constitués d'un ou plusieurs générateurs réalisant des balayages en fréquence et en amplitude si nécessaire, et d'un système de mesure composé de coupleurs directs et de détecteurs. Les résultats sont présentés sur un écran graphique à cristaux liquides.



L'analyseur scalaire possède un détecteur à large bande (du type détection d'enveloppe à diodes ou similaire) et ne donne donc pas d'informations sur la phase. Ce type d'appareil relativement simple est par conséquent moins cher. Au contraire, l'analyseur vectoriel comporte un circuit d'amplification sélectif hétérodyne et un détecteur plus sophistiqué de type synchrone. Outre le fait qu'il donne des informations sur la phase, son fonctionnement à bande étroite, voire très étroite, lui confère une dynamique plus élevée par simple élimination du bruit, dont la puissance est proportionnelle à la bande passante du filtre. Ce gain en dynamique est assorti d'une contrepartie sur la rapidité de mesure.

L'appareil réalise les mesures de transferts directs et inverses et, associé à un ensemble de coupleurs directifs constituant un système de réflectométrie, il effectue les mesures de coefficients de réflexion et d'impédances. Un analyseur vectoriel est par conséquent capable de fournir les caractéristiques complètes d'un circuit sous les formes les plus pratiques employées en RF, telles que les diagrammes polaires ou diagrammes de Smith. Ces informations sont précieuses sur la mise au point des systèmes de radiocommunications modernes, comme notre système, car les transmissions numériques sont très sensibles aux effets de phase.

Dans le cas le plus fréquent et le plus classique, l'élément sous test est un quadripôle. C'est-à-dire un circuit comportant une entrée et une sortie. L'analyseur adéquat possède donc deux ports, raccordés chacun à une extrémité du circuit à tester. Les paramètres mesurés sont l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie et les transferts directs et inverses (paramètres qu'on peut exprimer sous diverses formes selon l'usage qu'on désire en faire).

Les composants qui comptent plus de deux ports comme les diviseurs, les switches, les coupleurs, ... ne sont pas rares mais avec notre analyseur réseau (2 ports), nous serons dans l'obligation de l'étudier sur deux ports simultanément. Notre choix s'est porté vers un analyseur de réseau large bande [300 kHz – 8 GHz], possédant deux ports de mesure. Son coût reste encore assez élevé (40 K€ HT).



La précision des mesures effectuées avec un analyseur de réseau dépend grandement de la qualité de la procédure de calibrage. Il s'agit de s'affranchir des câbles et autres éléments de raccordement reliés au dispositif sous test, de manière à s'assurer que les mesures obtenues sont bien rapportés dans le plan précis de ses accès. Bien entendu, cela est d'autant plus critique que la fréquence est élevée et, par conséquent, que les longueurs des connexions deviennent significatives devant les longueurs d'ondes. La procédure de calibrage classique consiste à placer manuellement des éléments calibrés (courts-circuits, circuits ouverts et charges adaptées) sur chacun des ports et à prendre comme référence les résultats de mesure obtenus dans ces conditions. L'analyseur calcule ainsi automatiquement les résultats de la mesure en tenant compte des corrections à effectuer pour les ramener dans les plans de référence.

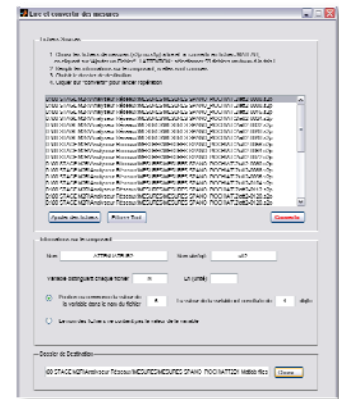
#### 4.2.1.2. Compatibilité avec MATLAB

L'analyseur de réseau fournit des fichiers contenant les relevés des courbes (fichiers de points complexes) classés par colonnes réel & imaginaire :

- \*.s1p si quadripôle à 1 entrée (en émission seulement) = antennes
- \*.s2p si quadripôle à 2 entrées (en émission et en réception)

Tandis que MATLAB a un format de fichier propriétaire, il faut donc faire la conversion \*.s?p vers \*.mat avec le programme « dataf.m ».

NB : L'analyseur ROHDE & SCHWARZ ZVB8 ayant deux ports entrée/sortie (s2p), nous pouvons donc étudier au maximum des quadripôles avec deux connecteurs entrée/sortie. Dans le cas du Split 1 vers 8, le diviseur de puissance par 8, nous devons l'étudier en plusieurs étapes.

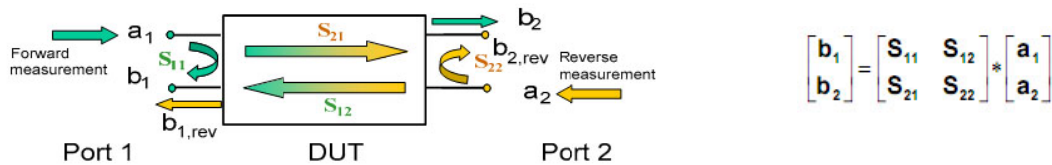


## 4.2.2. Exploitation des mesures avec MATLAB

### 4.2.2.1. Méthode de mesures

Pour un atténuateur donné, nous avons mesuré pour chaque valeur d'atténuation, soit pour chaque mot de 10 bits en entrées de 0 à 1024 (par pas de 16bits), la matrice [S] :

S<sub>11</sub> = coefficient de réflexion à l'entrée (avec sortie adaptée)  
 S<sub>21</sub> = coefficient de transmission entrée-sortie (avec sortie adaptée)  
 S<sub>22</sub> = coefficient de réflexion à la sortie (avec entrée adaptée)  
 S<sub>12</sub> = coefficient de transmission sortie-entrée (avec entrée adaptée)



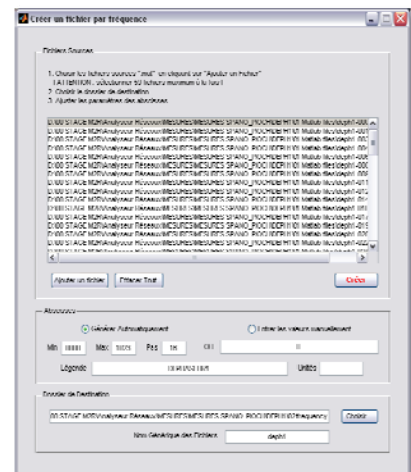
Nous avons donc 65 fichiers contenant chacun une matrice S pour un atténuateur ou un déphaseur donné avec une valeur d'atténuation ou de phase fixée, sur une bande passante de [2-4] GHz avec un pas de 10 MHz, soit 201 points.

### 4.2.2.2. Création d'un fichier par fréquence

Le projet final permettra de commander des déphaseurs et des atténuateurs afin de dépointer le lobe principal du réseau d'antennes. Mais il faut "traduire" la valeur physique (phase ou atténuation) en nombre de bit pour affecter les valeurs le plus précisément possible aux quadripôles en tenant compte de leurs caractéristiques (défauts).

Le principe est d'extraire une fonction pour chaque fréquence, avec en ordonnée la valeur physique à paramétrer (phase ou atténuation) et en abscisse le mot de 10 bits à affecter au quadripôle au cas par cas.

Nous allons donc générer un fichier par fréquence, soit 201 fichiers par composants (BP [2-4] GHz, Δf=10MHz).



### 4.2.2.3. Chainage de quadripôles

Il existe deux méthodes de mise en cascade de quadripôles connaissant leur matrice [S] :

- La première consiste à passer avec la matrice ABCD qui fait intervenir les éléments de la matrice [S] ainsi que l'impédance caractéristique Z<sub>0</sub>. Pour faire nos calculs, nous allons supposer Z<sub>0</sub> parfait, soit Z<sub>0</sub>=50Ω. Nous allons donc introduire une erreur d'approximation.
- La second, que vous allons utiliser, consiste à passer par la matrice chaîne. Celle-ci ne fait intervenir seulement les éléments de la matrice de répartition [S].

Pour notre projet, le choix s'est porté sur la méthode de la mise en cascade calculée. Cette méthode est beaucoup plus judicieuse puisque nous tenons compte de tous les défauts du matériels HF pour chaque fréquence et pour chaque mot de commande. La méthode de la mise en cascade mesurée est moins précise puisque les défauts d'un des matériels HF peuvent être compensés par un autre.

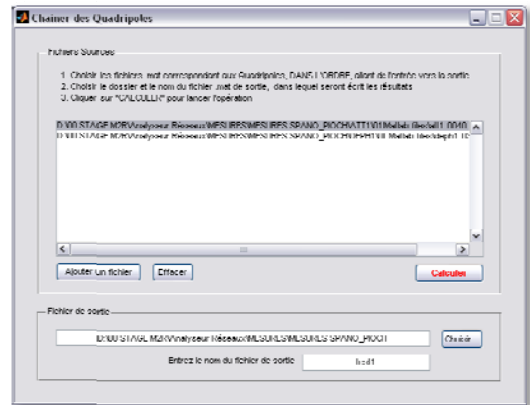
Afin de mettre en cascade des composants, il faut "convertir" la matrice de répartition [S] en matrice chaîne [C] avec la formule suivante :

$$[C_{quadripôle\ i}] = \begin{bmatrix} 1 & -S_{22}^i \\ S_{21}^i & S_{21}^i \\ S_{11}^i & S_{11}^i \cdot S_{22}^i \\ S_{21}^i & S_{12}^i - S_{21}^i \end{bmatrix} \quad \& \quad [C_{totale}] = \prod_i [C_{quadripôle\ i}] \quad [88]$$

Ensuite, il suffit de multiplier les matrices [C] entre elles ce qui donnera une matrice [C<sub>totale</sub>] et de repasser en matrice [S] :

$$[S_{totale}] = \begin{bmatrix} \frac{C_{totale21}}{C_{totale11}} & C_{totale22} - \frac{C_{totale12} \cdot C_{totale21}}{C_{totale11}} \\ 1 & -\frac{C_{totale12}}{C_{totale11}} \\ C_{totale11} & C_{totale11} \end{bmatrix} \quad [89]$$

NB : Il est important de préciser que la mise en cascade est réalisable seulement si les composants sont linéaires. L'étude approfondie de nos composants HF nous le confirmera.



#### 4.2.2.4. Quadripôle inconnu dans une mise en cascade

Le but est de déterminer la matrice [S<sub>2</sub>] du connecteur SMA (mâle-mâle) sachant que l'on a pu mesurer la matrice S<sub>1</sub> et S<sub>3</sub> (S<sub>1</sub>=S<sub>3</sub>) ainsi que la matrice S<sub>totale</sub>.

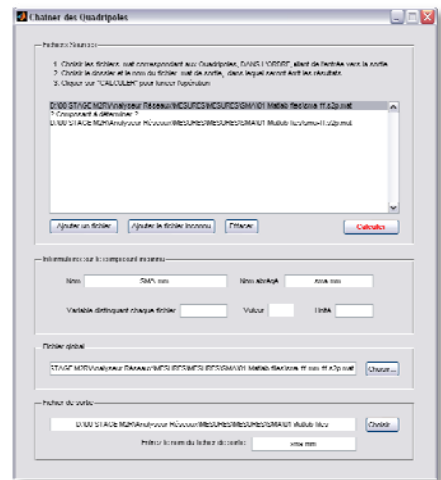
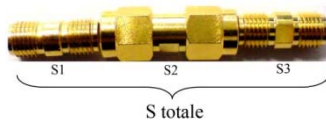
Le principe est assez simple, il suffit de passer en matrice chaîne [C] toutes les matrices [S] :

$$[C_{totale}] = [C_1] \cdot [C_2] \cdot [C_3] \quad [90]$$

$$\Downarrow$$

$$[C_2] = [C_1]^{-1} \cdot [C_{totale}] \cdot [C_3]^{-1} \quad [91]$$

A partir de cette équation, nous pouvons donc retrouver la matrice S<sub>2</sub> correspond au connecteur SMA (mâle-mâle).



#### 4.2.2.5. Exemple : Mise en application

Voici la matrice [S] complète avec mise en cascade d'un atténuateur et d'un déphaseur en tenant compte du connecteur SMA permettant de relier les deux matériels HF.

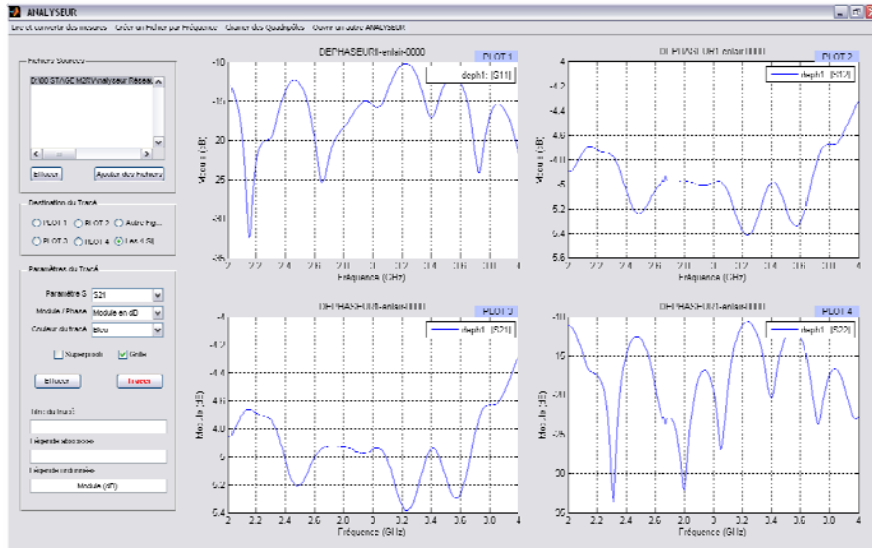


Figure 37 : Matrice [S] du déphaseur seul (BP [2-4] GHz)

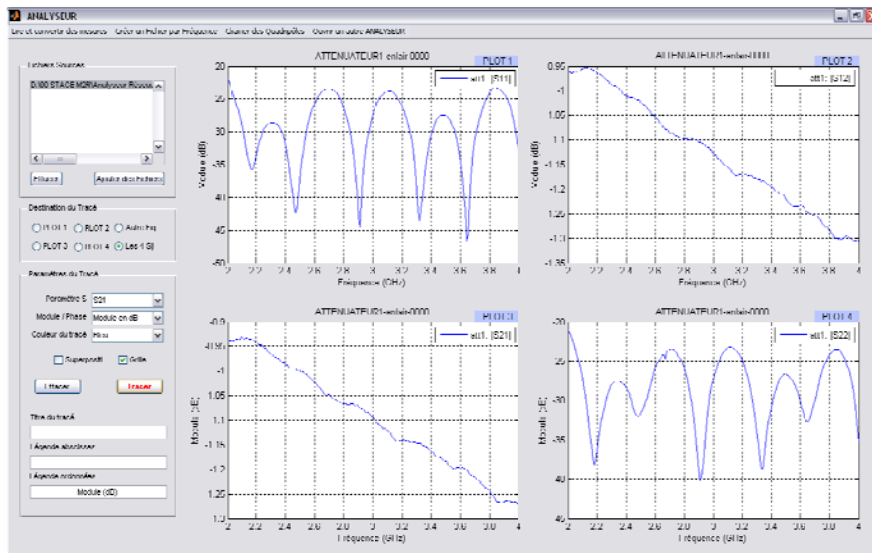


Figure 38 : Matrice [S] de l'atténuateur seul (BP [2-4] GHz)

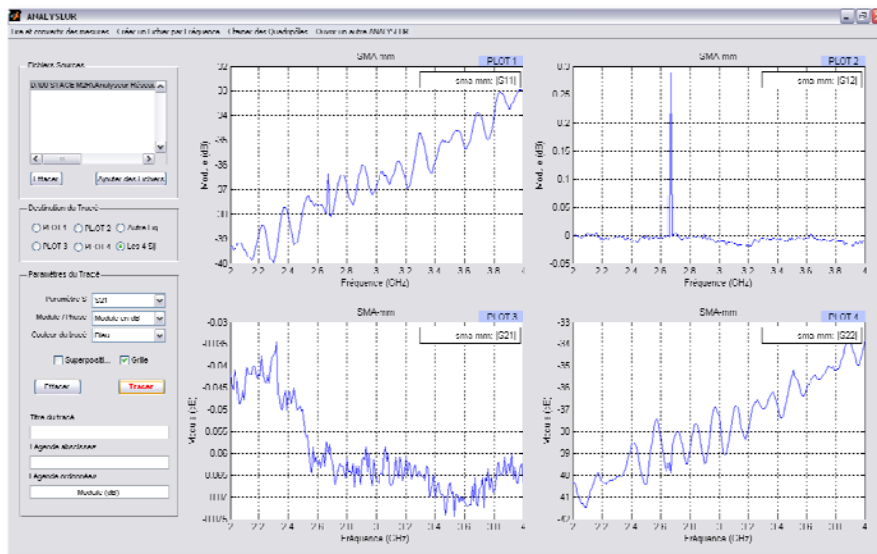


Figure 39 : Matrice [S] du connecteur SMA mâle-mâle (BP [2-4] GHz)

**Déphaseur + connecteur sma-mm + Atténuateur :**

en vert : résultat théorique de la mise en cascade de ces 3 quadripôles avec MATLAB  
 en bleu : résultat de la mise en cascade réelle (mesure matrice S de l'ensemble)

Nous pouvons constater que les résultats mesurés sont en accord avec les résultats théoriques :

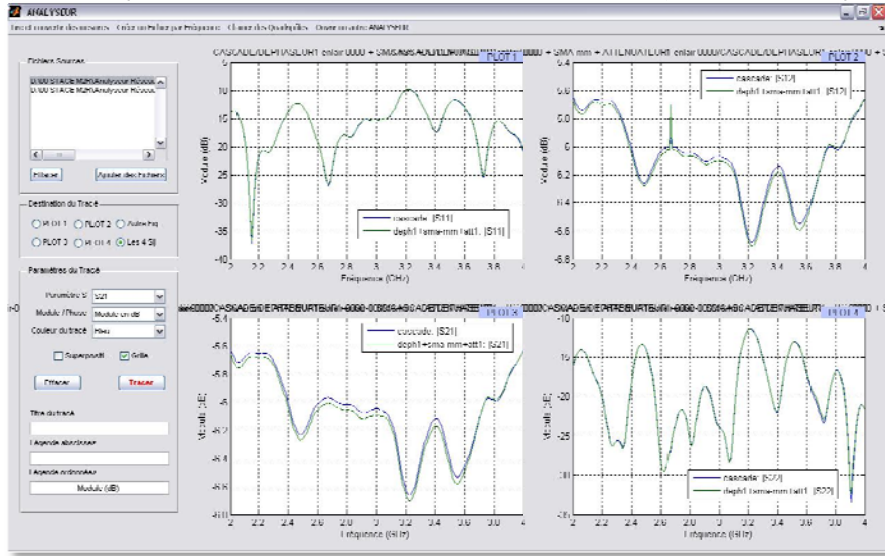


Figure 40 : Matrice [S] de la mise en cascade mesurée et calculée

**4.2.3. Atténuateur : WAVELINE ADC13000**

L'analyseur de réseau fournit, entre autre, la loi d'amplitude à appliquer pour chaque fréquence ( $\Delta f$ ). Dans notre système, nous avons un amplificateur HF commun à toutes les voies suivi d'un diviseur 8 voies qui permet de répartir cette puissance. Selon la loi d'amplitude, il faudra atténuer le signal différemment pour chaque voie : les atténuateurs joueront ce rôle.

Ces atténuateurs seront pilotés *via* des registres, eux-mêmes commandés par le microcontrôleur en amont *via* le bus I2C, qui sera lui-même piloté par le programme MATLAB. Il faudra leurs appliquer un mot de 8 bits sur leurs entrées de commande ainsi que les tensions d'alimentations +/-15V.



Avant la réalisation électronique, il a fallu confirmer les documents techniques fournis par le fabricant en étudiant, avec l'analyseur de réseau, la qualité de fabrication de tous les matériels HF. L'étude se fait en étudiant certains éléments de la matrice [S] :

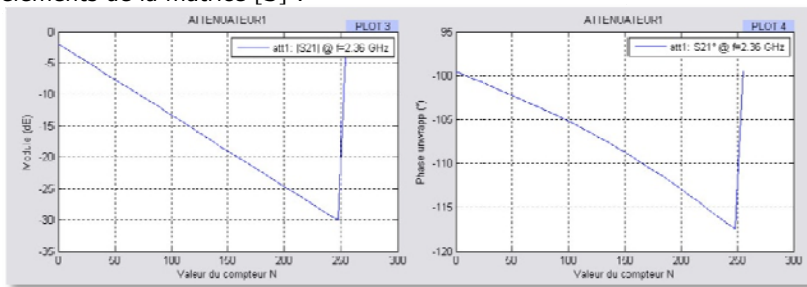


Figure 41 : Qualité de fabrication de l'atténuateur

Le module du coefficient de réflexion en entrée  $S_{11}$  est très faible (-30dB). Mais, il faut tenir compte du déphasage qu'il engendre lors du calcul du déphasage total à effectuer pour chaque fréquence.

Le module du coefficient de transmission entrée-sortie  $|S_{21}|_{dB}$ , ce qui correspond à l'atténuation, est parfaitement linéaire pour une fréquence donnée en faisant varier la valeur du mot de commande en entrée de l'atténuateur. Nous pouvons donc en déduire que ce composant est d'une qualité de conception excellente.

La plage d'atténuation de ces atténuateurs est de 32dB soit un pas théorique de  $32/2^8$  soit 0.125 dB. En pratique, nous obtenons un pas de 0.1133 dB (pour un mot de commande  $N1=72$ , on obtient une atténuation de  $att1=-10.1$  dB et pour  $N2=136$ ,  $att2=-17.35$  dB soit un pas réel de  $(|att2-att1|)/(N2-N1)$ ).

Toutefois, il faudra aussi tenir compte du déphasage de l'atténuateur proportionnel à  $2\pi L/\lambda$  avec  $\lambda = c/f$  puisqu'un atténuateur variable est constitué d'un câble de longueur L variable qui, par définition, introduit un retard (déphasage) en hyper fréquence.

#### 4.2.4. Déphaseur : WAVELINE DPS1088

En plus de la loi d'amplitude, l'analyseur de réseau fournit la loi de modulation de phase à appliquer pour chaque fréquence ( $\Delta f$ ). Selon cette loi, il faudra déphaser le signal différemment pour chaque voie afin de dépointer les signaux émis : les déphaseurs joueront ce rôle.



Ces déphaseurs seront pilotés *via* des registres, eux-mêmes pilotés par le microcontrôleur en amont *via* le bus I2C, qui sera lui-même piloté par le programme MATLAB. Il faudra leur appliquer un mot de 10 bits sur leurs entrées de commande ainsi que les tensions d'alimentations +/-15v. D'après la documentation technique, la phase de ces déphaseurs est de 360° soit un pas théorique de  $360^\circ/2^{10}$  soit 0.352°. En pratique, nous obtenons un pas de 0.425° (pour N1=224 => deph1=84.21° et N2=768 => deph2=315.4° soit une pas réel de  $(deph2-deph1)/(N2-N1)$ )

Comme pour l'atténuateur, il a fallu étudier la qualité de fabrication :

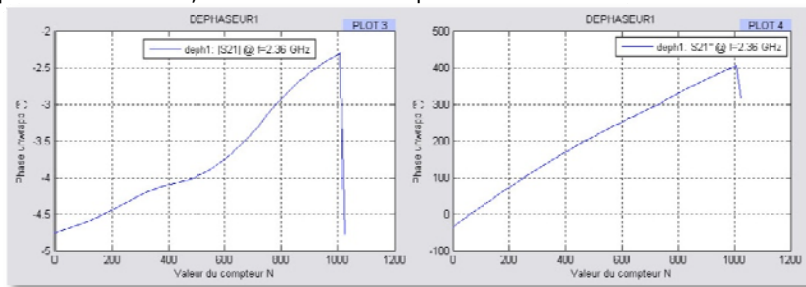


Figure 42 : Qualité de fabrication du déphaseur

La qualité de conception des déphaseurs est aussi irréprochable que celle des atténuateurs. En effet, la phase du coefficient de transmission entrée-sortie est quasi linéaire. Toutefois, il faudra toujours tenir compte de l'atténuation ( $|S_{21}|_{dB}$ ) introduit par ce déphaseur pour chaque fréquence et pour chaque valeur de déphasage.

#### 4.2.5. Switch CHARTER ENGINEERING INC. SP2T

Dans le projet final, il faut contrôler seize switches indépendamment et simultanément :

- Choix de l'antenne d'émission : antenne primaire ou réseau d'antennes (1 switch)
- Commutation des antennes en mode Emission ou Réception (8 switches)
- Sélection de la voie de réception (7 switches) car analyseur 2 voies.



Pour ce faire, nous avons décidé de piloter ces switches directement avec les entrées/sorties du microcontrôleur *via* des buffers pour la consommation en courant. Cela permet de les commander tous séparément et rapidement.

Comme pour les autres matériels HF, il a fallu étudier la qualité de fabrication de ces switches :

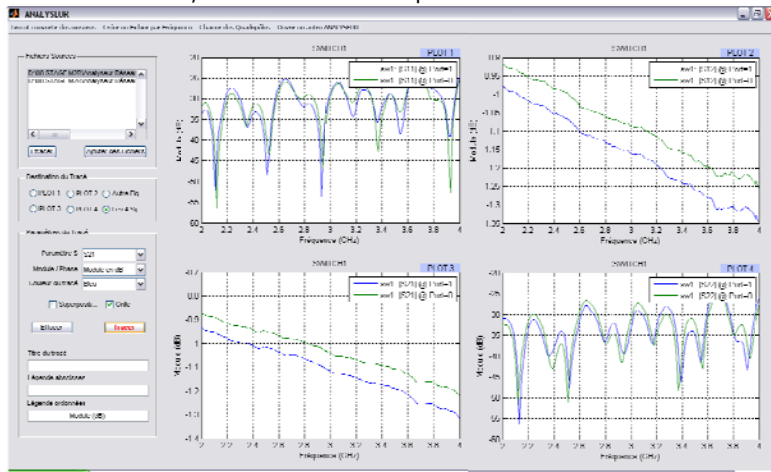


Figure 43 : Matrices [S] d'un switch (port1-commun, port2-commun)



Nous constatons que ces matériels HF sont de parfaite qualité :

- atténuation de  $-1,05\text{db} = 0,79$  (linéaire) dans notre BP 2-4GHz (proche de 1 : cas parfait)
- quasi symétrique ( $S_{12} \sim S_{21}$ ) ce qui prouve bien l'excellente qualité de fabrication.

#### 4.2.6. Antennes large bande

Ces antennes ETSA « patch et triplaque » ont été conçues par le laboratoire LEAT à Sophia-Antipolis. Le stage ne consiste pas à étudier la conception de ces antennes. Cependant, leur conception sera détaillée et l'étude du R.O.S (Rapport d'ondes stationnaires) ainsi que les diagrammes de rayonnement dans notre bande passante sera vérifiée.

##### Pourquoi des antennes triplaque ?

Pour forcer le champ électrique à être parallèle au plan du substrat, le laboratoire LEAT a ajouté une seconde couche de diélectrique et de métallisation pour obtenir une antenne ETSA antipodale symétrique (19). Par rapport à la ETSA antipodale, cette structure triplaque symétrique génère un champ électrique parallèle à l'axe du substrat à toutes les fréquences, ce qui augmente le découplage de polarisation. La pureté de polarisation est donc bien meilleure.

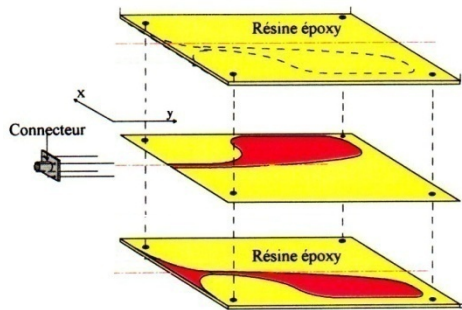


Figure 44 : Notre antenne ETSA

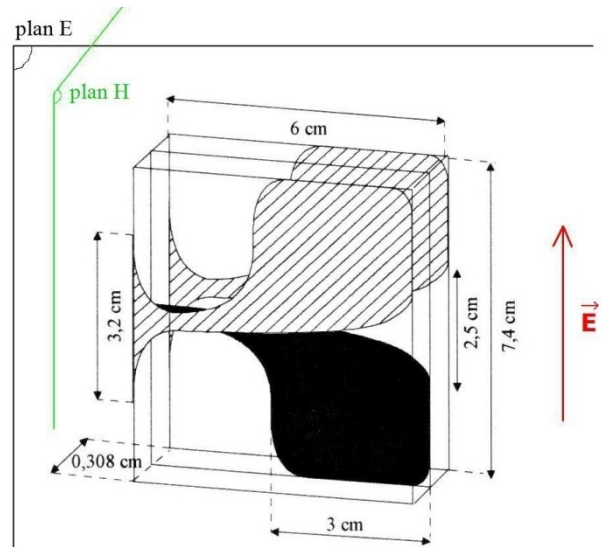


Figure 45 : Plan E et plan H de l'antenne

##### Etude de ces antennes :

Les courbes ci-dessous représentent le coefficient de réflexion mesuré des antennes en notre possession dans notre bande passante :

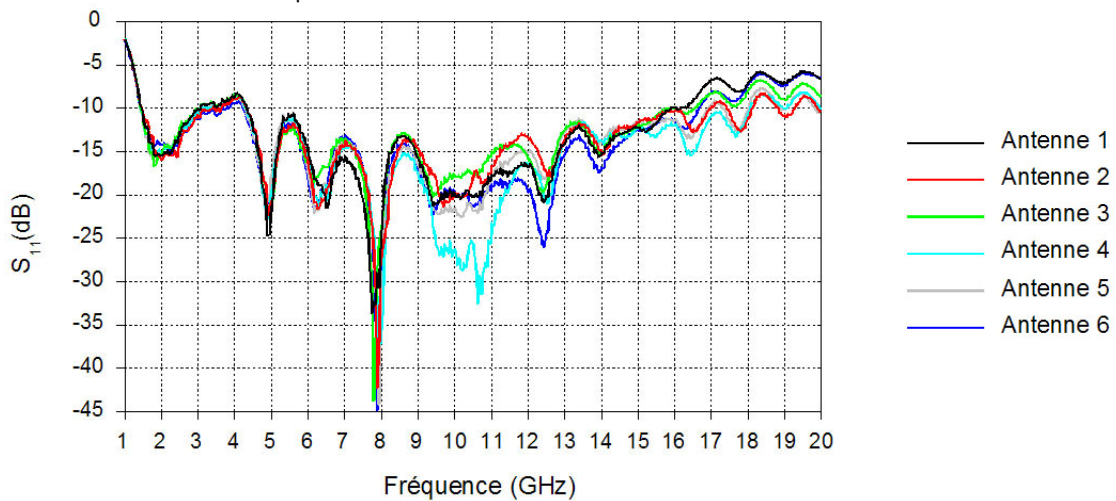


Figure 46 : Coefficient de réflexion dans la bande passante [2-4]GHz

Afin de vérifier la bonne adaptation de chacune des antennes, il est également possible d'observer l'évolution du R.O.S. en fonction de la fréquence. Il est déterminé à partir du module du coefficient de réflexion en linéaire suivant la relation :

$$R.O.S. = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad [92]$$

De façon générale, la plage de variation du R.O.S. s'étend sur l'intervalle  $[1; \infty[$ . Mais pour des raisons de facilité de lecture, le R.O.S. est ici tracé dans l'intervalle  $[1; 5]$ . Les courbes suivantes montrent le rapport d'ondes stationnaires dans la bande de fréquence  $[1-5]$ GHz. La zone en bleu, soit la bande de fréquence  $[2; 4]$ GHz correspond à la bande de fréquence de travail que nous nous sommes fixés.

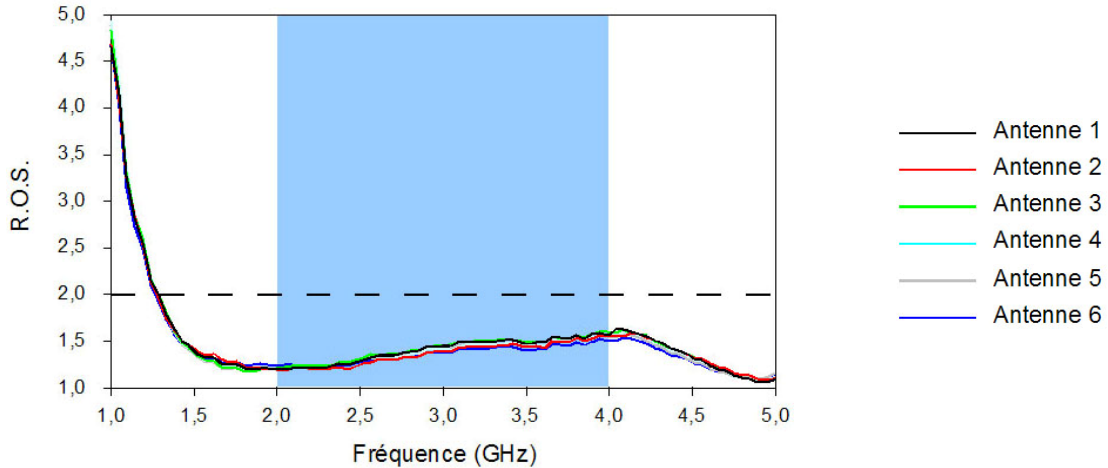
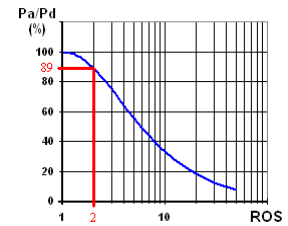


Figure 47 : R.O.S. dans notre bande passante [2-4]Ghz

Nous constatons que quel que soit l'antenne, le R.O.S. est strictement inférieur à 2 sur toute la bande de fréquence et plus particulièrement dans la bande souhaitée. Le critère  $R.O.S.=2$  est souvent pris comme référence pour vérifier l'adaptation et mesurer la bande passante d'une antenne. En effet, ce critère montre que 89 % de la puissance est transmise à la charge, donc à l'antenne.



Le rapport d'ondes stationnaires (ROS) est un indicateur du bon fonctionnement du système d'alimentation d'une antenne. Il n'exprime pas les qualités de l'antenne proprement dite mais le fait que celle-ci peut être raccordée à un émetteur sans risque pour ce dernier. Un rapport d'ondes stationnaires élevé a plusieurs inconvénients :

- surtension au niveau de l'émetteur avec risque de destruction de l'amplificateur de puissance
- mauvais rendement de l'alimentation de l'antenne, l'émetteur ne pouvant débiter toute sa puissance.

Par la suite, nous avons retracé les diagrammes de rayonnement de ce type d'antenne ETSA ainsi que la densité de courant électrique à 2GHz.

**Annexe D : Diagramme de rayonnement de l'antenne ETSA**

Avec les diagrammes de rayonnement, nous pouvons en déduire l'angle d'ouverture du faisceau à -3dB et le gain de ces antennes :

Fréquence (GHz)	Ouverture à -3 dB : $\theta_{-3dB}$	
	plan E	plan H
2	56°	quasi-omnidirectionnel
2,4	65°	quasi-omnidirectionnel
2,8	84°	quasi-omnidirectionnel
3,2	quasi-omnidirectionnel	
3,6	quasi-omnidirectionnel	
4	44°	57°

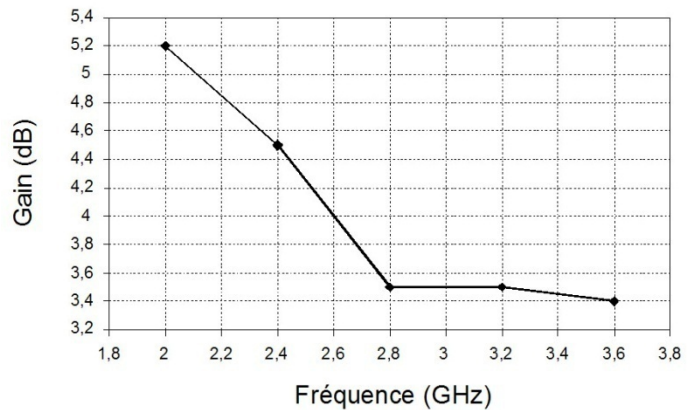


Figure 48 : Ouverture à -3dB et gain de nos antennes



## 4.3. Conception des cartes électroniques et choix des composants

Une fois l'architecture établie, il a fallu rechercher les composants qui seront mis en œuvre. De plus, lorsque l'on souhaite réaliser un montage sur carte, nous avons deux solutions :

- utiliser des plaques d'essais à trous pour les prototypes
- réaliser un routage (conception professionnelle) ce qui sera notre choix évidemment.

### 4.3.1. Conception sous KICAD



Kicad est une suite open source (GPL) pour la réalisation de schémas électroniques et de circuits imprimés. La suite Kicad est un ensemble de quatre logiciels et un gestionnaire de projets destinés à la réalisation de cartes électroniques:

- Eeschema: Entrée schématique.
- PcbNew: Logiciel de réalisation de circuits imprimés.
- Cvpcb: utilitaire de sélection des empreintes physiques des composants électroniques.

Le gestionnaire de projets, Kicad, permet la sélection rapide d'un projet et le lancement de l'utilitaire voulu (Eeschema, PcbNew, ...). De plus, cette suite de logiciels est diffusée gratuitement en open source sous licence GPL par le LIS à toutes les personnes intéressées, ayant besoin de créer et réaliser des circuits imprimés simples ou complexes. Ces logiciels sont MULTI-PLATEFORME (Linux & Windows).

Le logiciel de réalisation de Circuits Imprimés Pcbnew travaille sur 1 à 16 couches de cuivre plus 12 couches techniques (vernis, masques de soudure ...) et génère automatiquement tous les documents nécessaires à la réalisation des circuits (fichiers GERBER de phototraçage, perçage et placement des composants, ...).

Le principe est assez simple. Tout d'abord, il faut faire le schéma de câblage en insérant les composants des différentes bibliothèques. Ensuite, nous devons passer sous PcbNew afin d'organiser le placement des divers composants sur le board. Par la suite, le logiciel essaye de router toutes les pistes automatiquement ce qui donne un résultat aberrant : le routage manuel est obligatoire. Lorsque toutes les pistes sont routées, la carte est prête à être gravée.

### 4.3.2. Centralisation autour d'un microcontrôleur

#### 4.3.2.1. Sa fonction

Le domaine des microcontrôleurs est très vaste mais si l'on veut résumer l'évolution de ce marché, on peut dire que la pénétration des microcontrôleurs est de plus en plus importante dans tous les secteurs de l'électronique, tant vers le haut avec des produits très performants que vers le bas avec des produits de plus en plus petits et de moins en moins coûteux. La mise en œuvre des microcontrôleurs devient aussi de plus en plus facile tant en raison de la gratuité de nombre d'outils de développement que de la commercialisation de compilateurs performants. Les utilisations des microcontrôleurs sont nombreuses. Celui-ci est devenu un composant indispensable à l'électronique et fait partie de notre quotidien.

Ces microcontrôleurs offrent plusieurs avantages: rapidité (technologie RISC), excellent rapport qualité prix, peuvent être programmés avec des logiciels libres performants. Une difficulté reste primordiale : programmation en langage assembleur, ce qui demande un long apprentissage sauf si on utilise un transcompilateur, par exemple mcc18, comme je l'ai fait.

Voici tout le panel de composant qui peut communiquer avec un microcontrôleur :

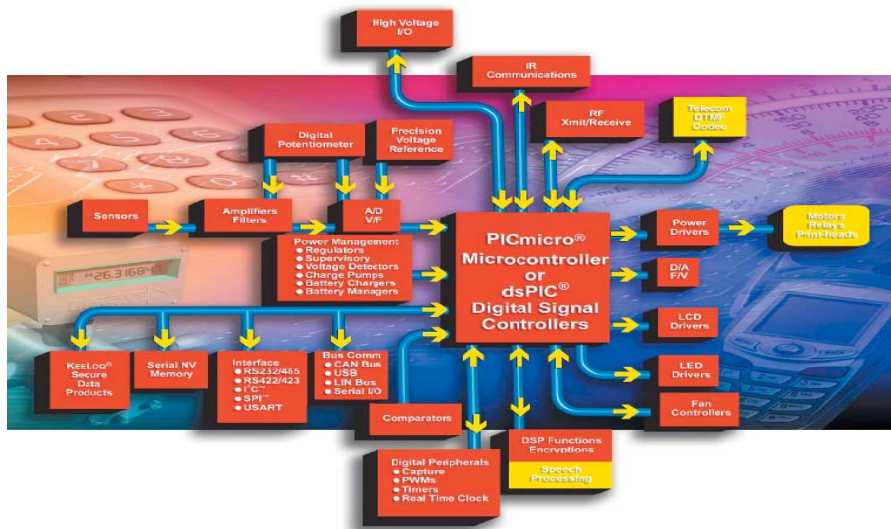


Figure 49 : Panel de composants centralisés autour d'un microcontrôleur

### 4.3.2.2. Microcontrôleurs gérant l'USB : Microchip PIC 18F4550

Il existe plusieurs concepteurs de microcontrôleurs, les plus reconnus sont Atmel et Microchip. Lors de mon arrivée au laboratoire, le microcontrôleur était déjà commandé. Le choix s'est porté sur la série PIC18F de chez Microchip. En ce documentant plus précisément sur ce fabriquant, nous avons trouvé des microcontrôleurs gérant l'USB. L'avantage de l'USB est la vitesse, d'où notre choix pour USB 2.0 afin d'avoir un débit très rapide pour la version finale de ce miroir à conjugaison de phase : le choisit se restreint.

Part Number	Status	Budgetary Price	Memory Type	Bytes	Words	EEPROM Data Memory	RAM	I/O Pins	ADC	Comparators	OpAmps	Timers/WDT	USB	Interface	Max. Speed MHz	Vdd Min.	Vdd Max.	Packages
PIC18C745	In Production	\$2.86	OTP	14336	8192	0	256	22	8/8-Bit	0	No	2-Bit 1-WDT	Low Speed		24			28-PDIP 300mil 28-Side Braced 28-SOIC 300mil 28-SPIP
PIC18C785	In Production	\$3.42	OTP	14336	8192	0	256	33	8/8-Bit	0	No	2-Bit 1-WDT	Low Speed	USART	24			40-CERDIP 600mil 40-PDIP 40-POIP 600mil 44-PLCC 44-TQFP
PIC18F2446	In Production	\$5.13	Enhanced Flash	24576	12288	256	2048	23	11/10-Bit	2	No	1-8bit 3-16bit 1-WDT	Full Speed	EUSART MIP Compatible/SPI™	48			28-PDIP300 28-SOIC300
PIC18F4450	In Production	\$5.47	Enhanced Flash	32768	16384	256	2048	23	11/10-Bit	2	No	1-8bit 3-16bit 1-WDT	Full Speed	EUSART MIP Compatible/SPI™ USB 2.0	48			28-PDIP300 28-SOIC300
PIC18F4455	In Production	\$5.08	Enhanced Flash	24576	12288	256	2048	34	13/10-Bit	2	No	1-8bit 3-16bit 1-WDT	Full Speed	EUSART MIP Compatible/SPI™ USB 2.0	48			40-PDIP200 44-QFN 44-TQFP
PIC18F4550	In Production	\$6.37	Enhanced Flash	32768	16384	256	2048	34	13/10-Bit	2	No	1-8bit 3-16bit 1-WDT	Full Speed	EUSART MIP Compatible/SPI™ USB 2.0	48			40-PDIP200 44-QFN 44-TQFP

Ce microcontrôleur commandera des registres afin de piloter les couples déphaseur-atténuateur de chaque voie *via* le protocole I2C (cf chapitre suivant) et permettra de commander des buffers *via* les ports I/O pour piloter les différents switches. De ce fait, nous avons opté pour le PIC18F4550 puisque qu'il possède 34 ports d'entrées/sorties et un bus I2C : énormes possibilités.

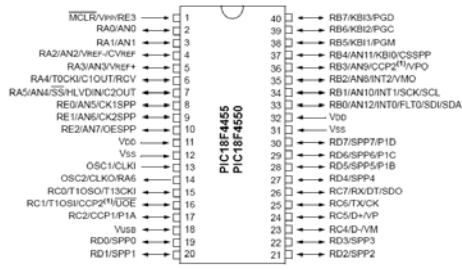


Figure 50 : Nomenclature du PIC18F4550

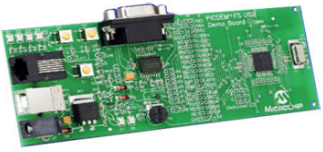
Cette famille PIC18, microcontrôleur RISC 8 bits haut de gamme est construite autour d'une architecture HARVARD avec un bus de données (8 bits) et un bus instruction de 16 bits. Elle a un jeu d'instruction plus étendu que les prédécesseurs (PIC16) puisqu'il comprend environ 75 instructions. Cette palette d'instructions étendue lui permet de faire tourner du code C compilé de manière nettement plus efficace que les familles précédentes. On peut les utiliser avec un quartz oscillant jusqu'à 64MHz. Certain dérivés intègrent maintenant des périphériques USB Full speed (MAC+PHY) et bientôt Ethernet 10 Mbits (MAC+PHY).

Le PIC18F4550 est idéal. Il possède 3 ports série USB I2C et SPI. Sa capacité de mémoire RAM est grande (2048 bytes), très utile pour la communication Matlab-PIC *via* le port USB.

#### Annexe E : Microchip PIC18F4550

### 4.3.2.3. Carte de développement : PICDEM DM163025 FS USB

A la fin du projet, nous allons réaliser notre propre carte microcontrôleur mais pour ne pas perdre de temps au début du stage, nous avons décidé de mettre en œuvre la carte de développement DM163025 FullSpeed USB de chez Microchip.



La Figure 51 représente le schéma de base pour la réalisation de cette carte :

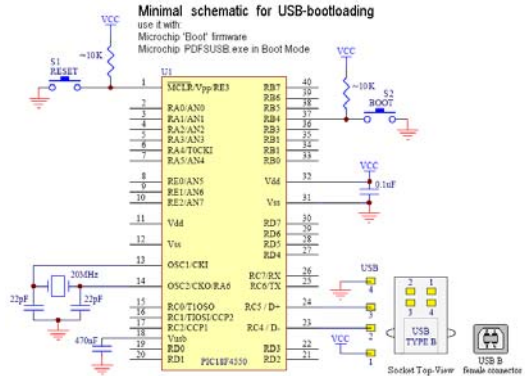


Figure 51 : Implémentation d'un microcontrôleur

Voici les principales fonctions de cette carte :

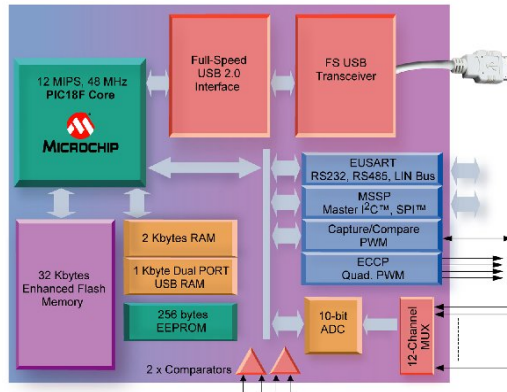


Figure 52 : Microchip 48MHz PIC18F avec le schéma fonctionnel de l'USB

La plaque contient un microcontrôleur PIC18F4550 et offre les caractéristiques suivantes :

- Quartz à 20 MHz
- Port série
- Connexion à MPLAB ICD2 dans le circuit débogueur
- Régulation de la tension d'alimentation (externe ou bus USB)
- Potentiomètre
- Capteur de température TC77 (connecté au bus I2C)
- 6 LED pour la visualisation des sorties
- 2 entrées commutables
- Bouton reset

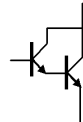
Le Pic peut être programmé sans avoir un programmeur externe : programmation sur site ICMP possible ou via l'USB (carte de développement).

### 4.3.3. Buffers : ULN2003

#### 4.3.3.1. Sa fonction

Les buffers sont commandés directement *via* les broches d'entrées/sorties du microcontrôleur afin de piloter les différences switches simultanément. La commutation d'un switch consomme beaucoup plus de courant que le microcontrôleur peut fournir, d'où l'utilisation d'un CI buffer. Un buffer est un montage spécifique destinée à amplifier le courant de sortie d'un circuit (PIC), permettant de raccorder en aval du matériel consommateur de courant (switches). Ces buffers permettent aussi de remettre à niveau un signal logique rectangulaire (niveau 1) qui au cours de sa transmission à travers divers composants a pu voir sa géométrie et son amplitude se détériorer et qui, risquerait d'être mal interprété dans la suite du dispositif.

Notre choix s'est porté sur les ULN2003, ceux sont des amplificateurs de puissance à base de transistors Darlington. Le transistor Darlington est la combinaison de deux transistors bipolaires de même type (NPN ou PNP), résultant en un composant hybride qui a encore des caractéristiques de transistor. Le gain en courant du Darlington est égal au produit des gains de chaque transistor.



#### 4.3.3.2. Implantation électronique

Comme dit précédemment, la conception des cartes a été réalisée sous KICAD. La Figure 53 représente toutes les entrées/sorties de notre microcontrôleur avec ses labels. Ces labels nous permettent d'avoir un schéma beaucoup plus clair, ils sont synonyme d'alias.

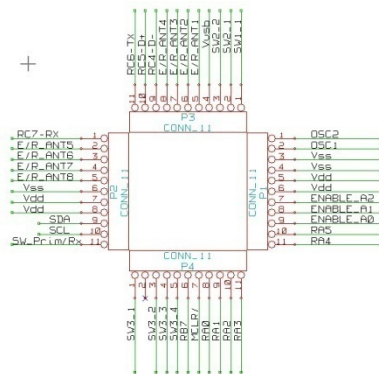


Figure 53 : Implantation électronique du microcontrôleur

Voici la liste des toutes les entrées (sorties du PIC) à piloter :

- E/R\_ANTx : Choix Emission ou Réception sur antenne x (PIC PORT D)
- Sw\_Prim/Rx : Sélection antenne primaire ou réseau (PIC B2)
- SWx\_y : Sélection de la voie active en réception (PIC PORT C0-C2 & B3-B6)

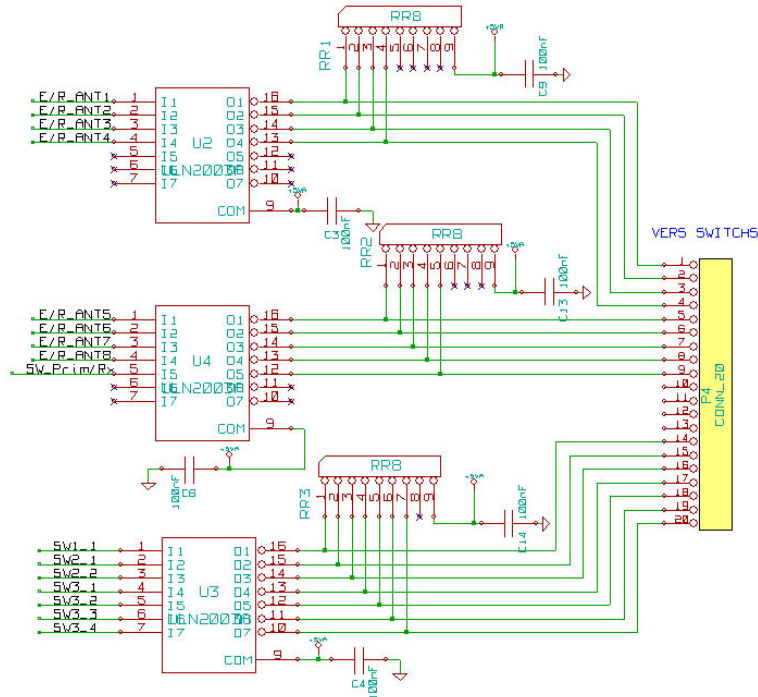


Figure 54 : Implantation électronique des buffers

Les résistances de pull up permettent d'éviter les états indéterminés et les surintensités. Elle permet d'imposer un potentiel dans un état dit de "repos" sur des sorties en collecteur ouvert ou drain ouvert ce qui est notre cas. Les résistances de pull-up imposeront un niveau logique 1 sur les sorties des buffers. Le fait d'imposer un état haut permet d'assurer un comportement prévisible et ainsi d'éviter un état indéfini, en fonction des champs électrostatiques environnants, avec tous les inconvénients liés...

#### 4.3.4. Registres : PHILIPS PCF8575

##### 4.3.4.1. Sa fonction

Les registres sont commandés par le microcontrôleur *via* le bus I2C (cf protocole) afin de piloter les différents atténuateurs et déphaseurs de chaque voie. Comme dit dans le chapitre précédent, ces matériels HF sont pilotés grâce à un mot fixé sur leurs entrées de commandes (sur 10 bits). Ce mot de 10 bits doit être maintenu pendant toute la commande : d'où l'utilisation de registres 16 bits.

En électronique, le mot registre est synonyme de bascule (bascule D dans notre cas), il s'agit d'une case mémoire. La fonction d'une bascule D est la fonction "mémoire" puisque l'information en entrée est recopiée en sortie à chaque front d'horloge. Les changements d'état de la sortie sont déterminés par les signaux appliqués aux entrées. De plus, le niveau logique de la sortie de ces bascules est maintenu même après disparition du signal de commande contrairement aux circuits logiques combinatoires (portes ET, OU, etc.) ce qui va nous permettre de piloter tous les registres à la chaîne.

Avec ce type de circuits intégrés, la communication consiste à fixer une adresse physique sur trois bits (hardware) pour chaque registre, et ensuite d'envoyer les deux mots de 8 bits en respectant le protocole I2C.

BYTE	BIT							
	7 (MSB)	6	5	4	3	2	1	0 (LSB)
I <sup>2</sup> C slave address	L	H	L	L	A2	A1	A0	R/W
P0x I/O data bus	P07	P06	P05	P04	P03	P02	P01	P00
P1x I/O data bus	P17	P16	P15	P14	P13	P12	P11	P10

Nous aurions pu piloter ses matériels HF directement avec le microcontrôleur. Mais il nous aurait manqué des ports d'entrées/sorties. Ces registres permettent d'étendre ces ports mais avec plus de complexité vu la présence de la communication I2C entre circuits. Cette architecture nous permet aussi de contrôler les mots écrits en mémoire puisque le bus I2C est bidirectionnel (READ & WRITE).

#### 4.3.4.2. Le protocole I2C



I<sup>2</sup>C (Inter Integrated Circuit Bus) est le nom du bus historique, développé par Philips pour les applications de domotique et d'électronique domestique au début des années 1980, notamment pour permettre de relier facilement à un microprocesseur les différents circuits d'une télévision moderne. Il existe d'innombrables périphériques exploitant ce bus de nos jours.

##### Fonctionnement :

Les données sont transmises en Série de manière synchrone. Cela signifie que les informations sont envoyées à la suite sur le même fil (une donnée par coup d'horloge), contrairement à la communication parallèle où plusieurs données sont envoyées en même temps, mais sur différents fils. Par nature, les protocoles séries sont donc beaucoup plus lent qu'une connexion parallèle. Cependant le protocole I<sup>2</sup>C convient tout à fait à toutes les applications où la vitesse n'est pas primordiale.

Un bus I<sup>2</sup>C contient trois fils :

- un signal de donnée : SDA
- un signal d'horloge : SCL
- un signal de référence : Masse

Le périphérique qui gère la communication est le maître. Il génère l'horloge SCL et envoie les données SDA mis à part l'accusé de réception "acknowledge". L'acknowledge est un 'bit' envoyé par le composant esclave pour indiquer qu'il a bien reçu toutes les données ; si c'est le cas l'esclave impose le niveau 0, sinon la résistance de pull-up maintient la ligne à 1, on dit alors qu'il n'y a pas d'acknowledge.

Au début de la communication SDA passe à 0 alors que SCL reste à 1, c'est le StartBit. Après avoir imposé la condition de départ, le maître applique sur SDA le bit de poids fort. Il valide la donnée en appliquant, pendant un instant, un niveau #1 sur la ligne SCL. Lorsque SCL revient à #0, il recommence l'opération avec le bit inférieur jusqu'à ce que l'octet complet soit transmis.

Il redéfinit ensuite SDA comme une entrée et scrute son état. L'esclave doit alors imposer un niveau #0 pour signaler au maître que la transmission s'est effectuée correctement, c'est l'acknowledge, la communication peut donc continuer. Si l'esclave n'envoie pas l'acknowledge les résistances de pull-up maintiennent la ligne au niveau #1. La communication peut alors être arrêtée.

Le premier octet envoyé est l'adresse. Il est composé de 7 bits et d'un bit de read/write (1 pour read, 0 pour write). Ensuite, suit l'acknowledge et les octets de données. Pour finir, le bit de Stop.

Pour résumer, le déroulement d'une communication I<sup>2</sup>C est le suivant :

- Bit de Start
- Envoie d'un octet contenant l'adresse de l'esclave sur 7 bits + 1 bit read/write (1/0)
- Réception de l'accusé de réception venant de l'esclave (Ack)
- Envoie du premier octet de données
- Réception de l'accusé de réception venant de l'esclave (Ack)
- Envoie du second octet de données
- ...
- Bit de Stop

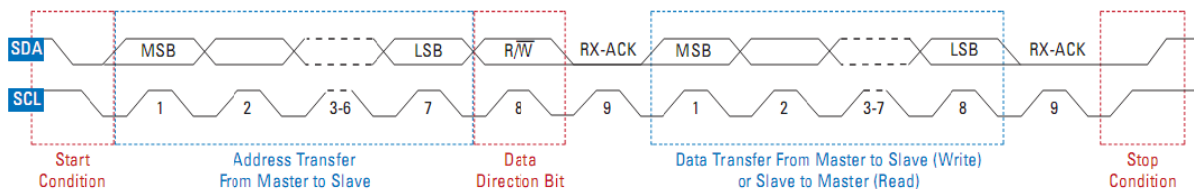
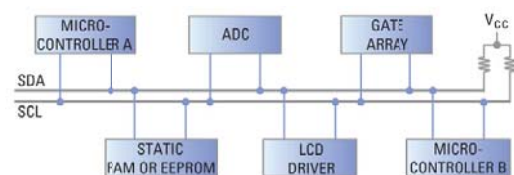


Figure 55 : déroulement d'une communication I<sup>2</sup>C

Plusieurs composants peuvent être branchés sur le même bus I<sup>2</sup>C. Pour que l'information aille au bon endroit chaque composant possède sa propre adresse. Elle est composée d'une partie fixe imposée par le constructeur, d'une partie configurable de façon matérielle par l'utilisateur, et du bit de read/write qui définit le sens de la transmission (1 pour lecture, 0 pour écriture)





### 4.3.4.3. Implantation électronique

L'implantation électronique de ces registres est assez simplifiée grâce à l'utilisation du bus I<sup>2</sup>C (broches 22-23). Les broches 2, 3, 21 permettent d'affecter physique (hardware) l'adresse I2C du registres en question. Comme pour les buffers, des résistances de pull-up sont nécessaires pour fixer le niveau logique des sorties. Au repos (non commandées), les sorties sont en haute impédance (3<sup>e</sup> état) : d'où les résistances de pull-up. Les dix premières sorties sont connectées aux déphaseurs et aux atténuateurs *via* des connectiques DB15.

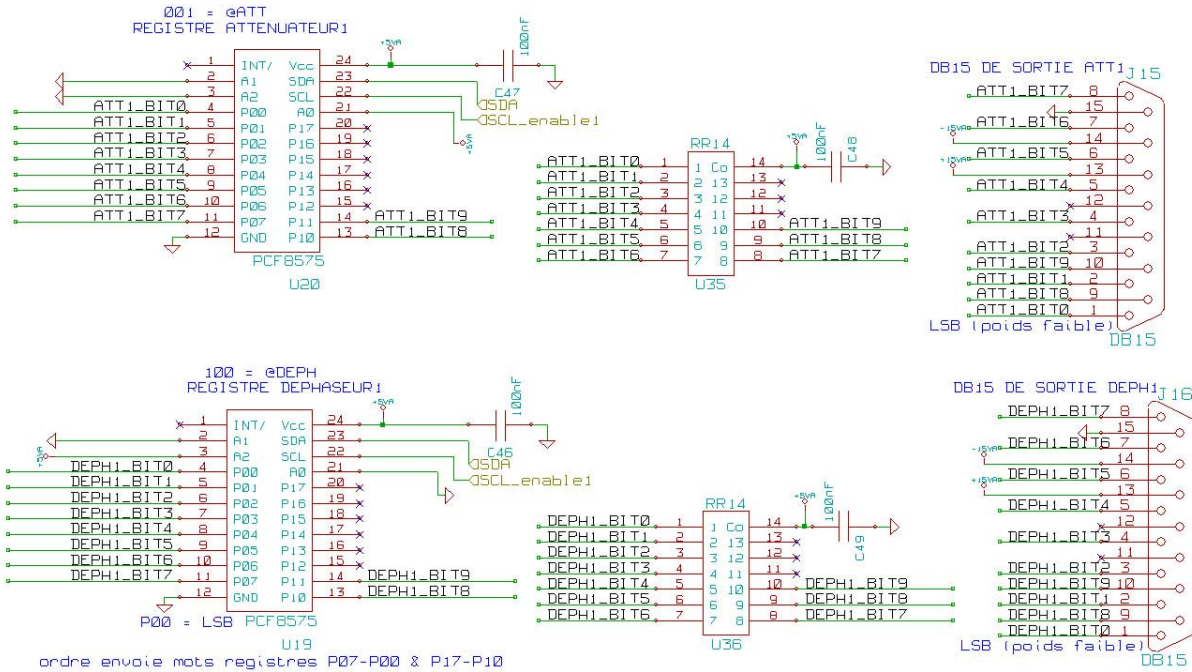


Figure 56 : Implantation électronique des registres

### 4.3.4.4. Ajout d'un décodeur "1 vers 8" : 74LS138

Pour le projet final, nous devons concevoir un radar à 8 voies commandables séparément. Comme précédemment, nous avons donc 2 registres par voie soit au total 16 registres. Mais comme dit précédemment, ces registres sont pilotés *via* le bus I<sup>2</sup>C avec un adressage sur 3 bits. Nous sommes donc restreints à 8 registres si nous restons dans cette configuration.

Nous avons donc introduit, en amont, un décodeur (démultiplexeur) 1vers8 commandé directement par le microcontrôleur afin de sélectionner la voie à commander. De ce fait, tous les registres, deux par deux, auront la même adresse, il suffira de piloter le décodeur (Enable\_voie\_I2C) au préalable.

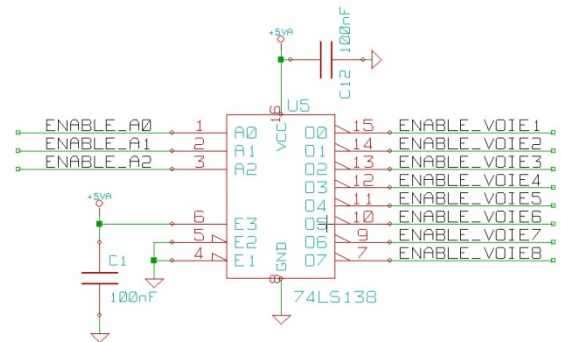


Figure 57 : Implantation électronique du décodeur

Ce décodeur est suivi, sur chaque voie, de portes NOR directement connectées sur l'horloge SCL du bus I2C.

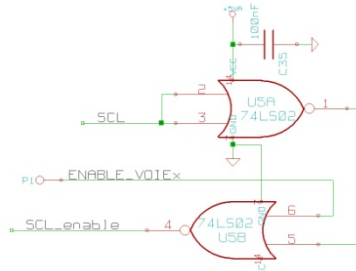


Figure 58 : Implantation électronique permettant l'activation de l'horloge de I2C

## 4.4. Programmation Hardware

Afin de programmer le PIC 18F4550, il a fallu se familiariser avec deux logiciels et un débogueur.

### 4.4.1. Logiciels et matériels

#### MCC18 :

MCC18 est un transcompilateur permettant de générer un fichier en HEXA, nécessaire pour la programmation, à partir d'un programme en langage C *via* MPLAB. Ceci permet de se passer de la programmation en assembleur.

#### MPLAB :

MPLAB est un outil fournit gratuitement par la société Microchip. Ce logiciel nous a permis de créer des programmes destinés au PIC, de les compiler et de les simuler avant le transfert vers la mémoire flash du PIC.



La Figure 59 fait apparaître toutes les étapes d'une compilation :

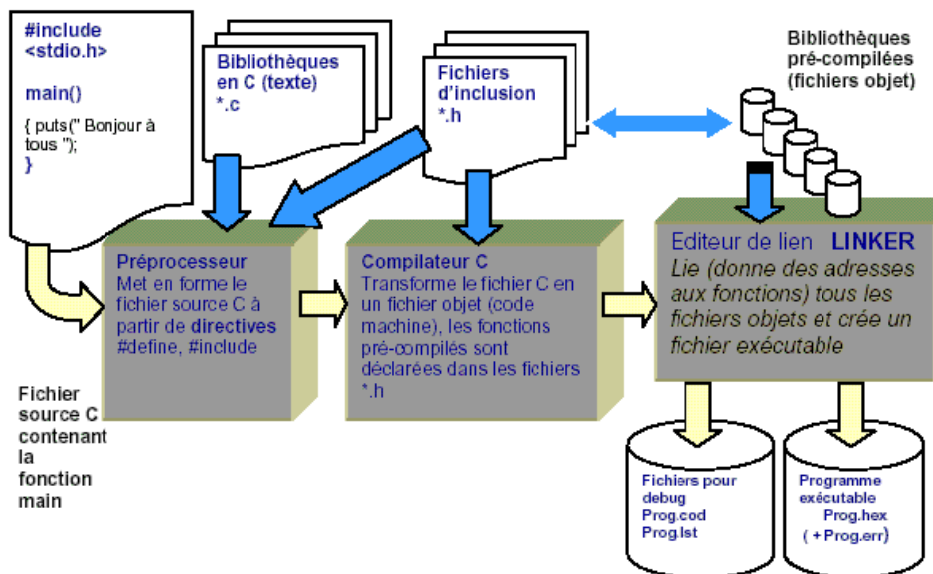


Figure 59 : Etapes d'une compilation sous MPLAB

#### MPLAB ICD2 :

Le module MPLAB ICD 2 est un débogueur en temps réel et un programmeur pour les Microcontrôleurs PIC. Utilisant la technologie Microchip, les programmes peuvent être chargés dans le PIC, exécutés en temps réel et examinés dans le détail grâce à la fonction de débogage de MPLAB. Cette fonction permet notamment de visualiser l'évolution des variables et des registres au cours de l'exécution du programme C ou Assembleur et de placer un point d'arrêt. MPLAB ICD 2 peut aussi être utilisé comme outils développement pour les Microcontrôleurs PIC. De plus, le MPLAB ICD 2 peut être utilisé pour programmer ou reprogrammer la mémoire Flash de base du Microcontrôleur installé sur la carte.

Deux broches spécialisées (Broches du microcontrôleur utilisé seulement en mode débogage) permettent la programmation de composant ICSP™ (In Circuit Serial Programming™). Le dispositif de débogage ICD 2 est construit autour du Microcontrôleur et est activé grâce au programme de débogage du processeur cible.



#### 4.4.2. Commutation de voies : pilotage des switches et du décodeur

Pour plus de clarté lors de la programmation afin que l'utilisation des I/O du microcontrôleur devient intuitive, la mise en place de #define est obligatoire :

- EouR\_ANTx : Choix Emission ou Réception sur antenne x (PIC PORT D)
- Sw\_Prim/Rx : Sélection antenne primaire ou réseau (PIC B2)
- SWx\_y : Sélection de la voie active en réception (PIC PORT C0-C2 & B3-B6)

```
// *****Alias (define) *****
#define EouR_ANT1 LATDbits.LATD0 //RD0
#define EouR_ANT2 LATDbits.LATD1 //RD1
#define EouR_ANT3 LATDbits.LATD2 //RD2
#define EouR_ANT4 LATDbits.LATD3 //RD3
#define EouR_ANT5 LATDbits.LATD4 //RD4
#define EouR_ANT6 LATDbits.LATD5 //RD5
#define EouR_ANT7 LATDbits.LATD6 //RD6
#define EouR_ANT8 LATDbits.LATD7 //RD7
// =0 au repos sur Emission

#define SW1_1 LATCbits.LATC0 //RC0
#define SW2_1 LATCbits.LATC1 //RC1
#define SW2_2 LATCbits.LATC2 //RC2
#define SW3_1 PORTEbits.RE3 //RE3
#define SW3_2 PORTEbits.RE4 //RE4
#define SW3_3 PORTEbits.RE5 //RE5
#define SW3_4 PORTEbits.RE6 //RE6

#define ENABLE_A0 LATEbits.LATE0 //RE0
#define ENABLE_A1 LATEbits.LATE1 //RE1
#define ENABLE_A2 LATEbits.LATE2 //RE2

#define SW_PrimouRx PORTEbits.RE2 //RE2
// Switch à l'état 0 au repos en position antenne réseau
// =1 sur antenne primaire
```

Figure 60 : #define des I/O du microcontrôleur

Comme tous systèmes de transmission, nous avons deux modes de fonctionnement : Emission ou Réception. En ce qui concerne l'émission, nous avons :

- 1 switch général à commuter : Sélection antenne primaire ou réseau
- 8 switches en amont des antennes : Choix Emission ou Réception sur antenne x
- 1 décodeur à piloter pour la sélection de la voie à commander (déphasage et atténuation)

```
// ***** ENABLE I2C DES VOIES : DECODEUR *****
// ***** + SWITCH RX/PRIM + SW_EouR ANTENNE *****

switch (VOIE_EMISSION)
{
case '1' :
    SW_PrimouRx=0;
    ENABLE_A2=0; ENABLE_A1=0; ENABLE_A0=0;
    EouR_ANT1=0;
    break;
case '2' :
    SW_PrimouRx=0;
    ENABLE_A2=0; ENABLE_A1=0; ENABLE_A0=1;
    EouR_ANT2=0;
    break;
case '3' :
    SW_PrimouRx=0;
    ENABLE_A2=0; ENABLE_A1=1; ENABLE_A0=0;
    EouR_ANT3=0;
    break;
case '4' :
    SW_PrimouRx=0;
    ENABLE_A2=0; ENABLE_A1=1; ENABLE_A0=1;
    EouR_ANT4=0;
    break;
case '5' :
    SW_PrimouRx=0;
    ENABLE_A2=1; ENABLE_A1=0; ENABLE_A0=0;
    EouR_ANT5=0;
    break;
case '6' :
    SW_PrimouRx=0;
    ENABLE_A2=1; ENABLE_A1=0; ENABLE_A0=1;
    EouR_ANT6=0;
    break;
case '7' :
    SW_PrimouRx=0;
    ENABLE_A2=1; ENABLE_A1=1; ENABLE_A0=0;
    EouR_ANT7=0;
    break;
case '8' :
    SW_PrimouRx=0;
    ENABLE_A2=1; ENABLE_A1=1; ENABLE_A0=1;
    EouR_ANT8=0;
    break;
}
}
```

Figure 61 : Pilotage du décodeur

```
// COMMANDE SWITCHS RECEPTION VOIES

switch (VOIE_RECEPTION)
{
case '1' :
    SW1_1=0; SW2_1=0; SW3_1=0;
    EouR_ANT1=1;
    break;
case '2' :
    SW1_1=0; SW2_1=0; SW3_1=1;
    EouR_ANT2=1;
    break;
case '3' :
    SW1_1=0; SW2_1=1; SW3_2=0;
    EouR_ANT3=1;
    break;
case '4' :
    SW1_1=0; SW2_1=1; SW3_2=1;
    EouR_ANT4=1;
    break;
case '5' :
    SW1_1=1; SW2_2=0; SW3_3=0;
    EouR_ANT5=1;
    break;
case '6' :
    SW1_1=1; SW2_2=0; SW3_3=1;
    EouR_ANT6=1;
    break;
case '7' :
    SW1_1=1; SW2_2=1; SW3_4=0;
    EouR_ANT7=1;
    break;
case '8' :
    SW1_1=1; SW2_2=1; SW3_4=1;
    EouR_ANT8=1;
    break;
}
}
```

Figure 62 : Pilotage des switches



#### 4.4.3. Pilotage des voies : Commande du couple atténuateur-déphaseur

Ces différentes fonctions sont détaillées dans l'annexe F. Elles font elles-mêmes appel à des fonctions ainsi qu'à des bibliothèques afin de gérer l'I2C au niveau hardware : gestion de l'état des registres du microcontrôleur.

```

char addr_ATT;
char addr_DEPH;
char data1_ATT;
char data2_ATT;
char data1_DEPH;
char data2_DEPH;
int VOIE_EMISSION;
int VOIE_RECEPTION;

// En dur sur la carte :
addr_ATT = 0b01000100 ;
addr_DEPH = 0b01000000 ;

// Mots à envoyer :
data1_ATT = 0b10101000; // ex:168
data2_ATT = 0b00000000;

data1_DEPH = 0b01010000; //ex:592
data2_DEPH = 0b00000010;
// ***** Phase d'écriture et de lecture + TEST : ATTENUATEUR
do
{
    envoyer_i2c(addr_ATT, data1_ATT, data2_ATT);
}while (lecture_i2c(addr_ATT+1,data1_ATT,data2_ATT) != 1);
EouR_ANT1=1; // si LED1 allumée alors TOUT EST OK

// ***** Phase d'écriture et de lecture + TEST : DEPHASEUR
do
{
    envoyer_i2c(addr_DEPH, data1_DEPH, data2_DEPH);

}while (lecture_i2c(addr_DEPH+1,data1_DEPH,data2_DEPH) != 1);
EouR_ANT2=1; // si LED1 allumée alors TOUT EST OK

}while(1){}

```

**Figure 63 : Pilotage du couple atténuateur-déphaseur**

Les fonctions :

- envoyer\_i2c (adresse\_esclave\_I2C, data1\_à\_envoyer, data2\_à\_envoyer) :  
Communication avec l'esclave et transmission des 16 bits à appliquer en sortie
- lecture\_i2c (adresse\_esclave\_I2C, data1\_à\_contrôler, data2\_à\_contrôler) :  
Communication avec l'esclave puis lecture des 16 bits de sorties et contrôler de ces bits avec les bits transmis avec la fonction précédente.

Les bibliothèques :

- OpenI2C() : Configure le bus SSP avec le protocole I2C en MASTER (pour PIC)
- StartI2C() : Génère la condition Bit START (cf protocole)
- StopI2C() : Génère la condition Bit STOP (cf protocole)
- CloseI2C() : Désactive le bus
- IdleI2C() : Test si le bus I2C est libre ou attente d'un accusé de réception de l'esclave
- AckI2C() : Envoie un accusé de réception à l'esclave
- ReadI2C() : Lecture bit par bit du registre SSPBUF
- PutI2C() : Ecriture bit par bit dans le registre SSPBUF

#### **Annexe F : Gestion I2C -Fonctions et bibliothèques**

La communication I2C est simple à comprendre mais assez complexe à mettre en œuvre puisque on agit directement au niveau registres du microcontrôleur :

- SSPSTAT : MSSP Status register (I2C MODE)
- SSPCON1 : MSSP Control register (I2C MODE)
- SSPCON2 : MSSP Control register 2 (I2C MASTER MODE)
- SSPBUF : Buffer register

#### **Annexe G : Gestion I2C - Registres du PIC18F4550**

## 4.5. Communication centralisée *via* MATLAB

Comme dit précédemment, tous les éléments de ce système seront couplés. Il faut instaurer un protocole de dialogue entre chacun d'eux, c'est à dire connaître les instructions de base de chaque instrument ou bien écrire soi-même le driver de la carte ou de l'instrument afin de pouvoir les utiliser avec un langage évolué. Par exemple, une fois les mesures de l'analyseur de réseaux effectuées, il faut encore pouvoir rapatrier ces mesures sur le poste de travail, les convertir dans un format compréhensible par MATLAB, et ensuite appliquer le traitement et l'analyse des données.

### 4.5.1. Les protocoles de communication inter-instruments

La communication inter instruments ne dépend pas uniquement du bus physique utilisé. Elle réclame une compréhension au niveau de l'application des commandes utilisées pour contrôler les instruments. Les protocoles logiciels prennent de plus en plus d'importance pour réaliser l'interface entre les instruments. Rendre les différentes couches indépendantes, s'affranchir du matériel, pouvoir interchanger les instruments, les bus et les applications: une quête du Graal qui dure depuis plus de 25 ans

L'invention du GPIB a facilité l'interconnexion physique des instruments mais il n'a pas facilité, pour le programmeur, la discussion avec chaque instrument. Adopté en 1987, le protocole IEEE-488.2 a standardisé les formats des messages d'instruments, les protocoles des contrôleurs et défini un ensemble de commandes, et une structure de renvoi d'état standard. Cette interface a permis d'unifier le contrôle d'instruments fabriqués par des centaines d'entreprises différentes. Néanmoins, chaque famille d'instruments d'un même constructeur avait encore son propre jeu d'instructions. Il était alors impossible d'intervertir les instruments sans modifier les scripts en profondeur.

En 1990 a été créé le SCPI, une initiative ayant pour but de standardiser les commandes entre les instruments provenant de tous les constructeurs. Ce projet a permis d'harmoniser un grand nombre d'instructions mais à l'heure actuelle, les instruments de chaque constructeur ont encore des commandes spécifiques. Avec le développement du VXI, l'apparition de nouveaux bus (Ethernet, USB, ...) et la complexité rémanente du port série RS-232, le besoin s'est fait sentir de pouvoir s'affranchir de la connexion utilisée pour contrôler les équipements. C'est alors que fût développée l'API (ou Application Program Interface) VISA. Encore aujourd'hui, l'intérêt de la Virtual Software Architecture est évident. Cette API que l'on peut installer sur un PC ou une station Sun fournit un jeu d'instruction pour le contrôle d'instruments permettant de s'affranchir de la connexion utilisée (RS-232, MXI, GPIB, Ethernet, USB, ...). Elle utilise des services de plus bas niveaux pour piloter ces différentes liaisons (VISA utilise le driver IEEE-488.2 par exemple).

Aujourd'hui, les logiciels spécialisés dans le test et la mesure permettent de gagner beaucoup de temps dans chacune des phases de la conception et du pilotage. L'intégration entre le logiciel et le matériel reste néanmoins le nerf de la guerre : il a été facilité grâce à la standardisation de plusieurs interfaces d'instruments comme l'interface VISA (connue aussi sous le nom de VXI Plug and Play) et plus récemment des drivers de classe d'instruments IVI qui permettent de s'affranchir du matériel utilisé. Ces applications sous forme de VIs (Virtuals Instruments) sont compilées en code élémentaire compréhensible par l'assistant. Elles sont ensuite téléchargées dans la mémoire de l'assistant via une liaison USB, Ethernet ... Elles apparaissent ensuite dans les menus de l'assistant comme n'importe quelle autre application.

### 4.5.2. Drivers d'instrumentation VISA

Lorsqu'un constructeur vend un équipement de mesure professionnel, il doit fournir son "driver d'instrument". Un driver d'instrument comporte un jeu de fonctions haut niveau servant, entre autres, à l'initialisation, la configuration, la lecture et l'écriture de données afin de les traiter, puis à la fermeture de la session de communication avec l'instrument.

Les fonctions du driver sont construites à partir de plusieurs commandes bas niveau de type SCPI. SCPI "Standard Commands for Programmable Instrumentation" a pour but de standardiser les jeux de commande bas niveau auxquels répondent les instruments. Ces drivers comportent deux parties distinctes : les drivers de classe et les drivers spécifiques d'instruments. Les drivers de classe sont bâtis sur un jeu de fonctions communes à tous les instruments de même type (analyseur de réseaux, générateur de signaux, ...).

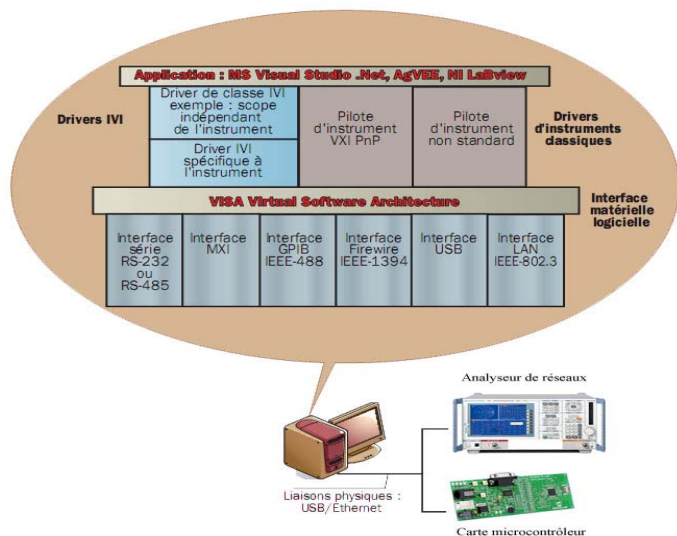


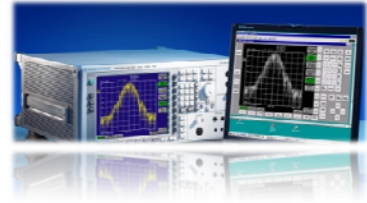
Figure 64 : Couches logicielles pour le contrôle d'instruments

Pour le pilotage de nos instruments, ROHDE & SCHWARZ fournit ce driver mais pour la carte contenant le microcontrôleur, il a fallu créer notre propre driver Windows XP compatible avec le protocole VISA. Nous avons programmé ce driver spécifique avec le logiciel NI-VISA de National Instrument. Ce driver va nous permettre de dialoguer avec le PIC18F4550 via le bus USB.

Outre l'environnement logiciel de base MATLAB, il faut se doter de la Toolbox "Instrument Control" pour le dialogue inter-éléments en programmant des scripts Matlab. Pour notre système, nous allons piloter à distance l'analyseur de réseaux afin de rapatrier sur le PC les données mesurées pour calculer les valeurs exactes de la loi d'amplitude et de phase. Ces valeurs permettront d'affecter les mots de 10 bits aux matériels HF en les écrivant en mémoire du microcontrôleur via la toolbox et le bus USB.

#### 4.5.3. Contrôle à distance de l'analyseur réseau via Ethernet

Les logiciels d'acquisition de données, plus généralement de mesure évoluent sans cesse pour proposer de nouvelles fonctionnalités : intégration logicielle-matérielle de plus en plus immédiate, acquisition et traitement en temps réel des signaux.



La configuration de cette communication est intuitive. La toolbox MATLAB génère un objet (objet de Matlab) en simulant un instrument virtuel avec le driver d'instrumentation fournis par ROHDE & SCHWARZ, ainsi qu'avec une interface réseau Ethernet sur l'ordinateur "PILOTE".

En analysant le driver fournit, nous constatons que le fabricant a prévu toutes les commandes bas niveau. De ce faite, nous pouvons utiliser pleinement toutes les options de l'analyseur avec un langage haut niveau en le contrôlant à distance.

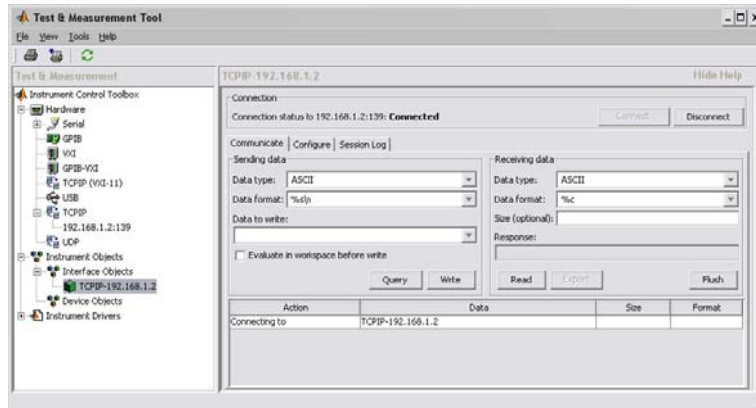


Figure 65 : Boîtes de dialogue de l'analyseur (avec MATLAB)

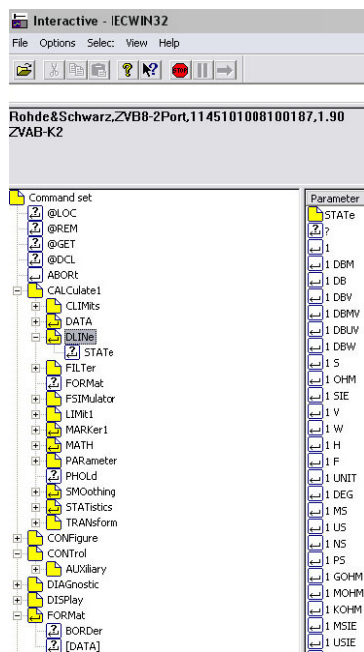


Figure 66 : Boîtes de dialogue de l'analyseur avec les jeux de commandes (avec le logiciel du fabricant)

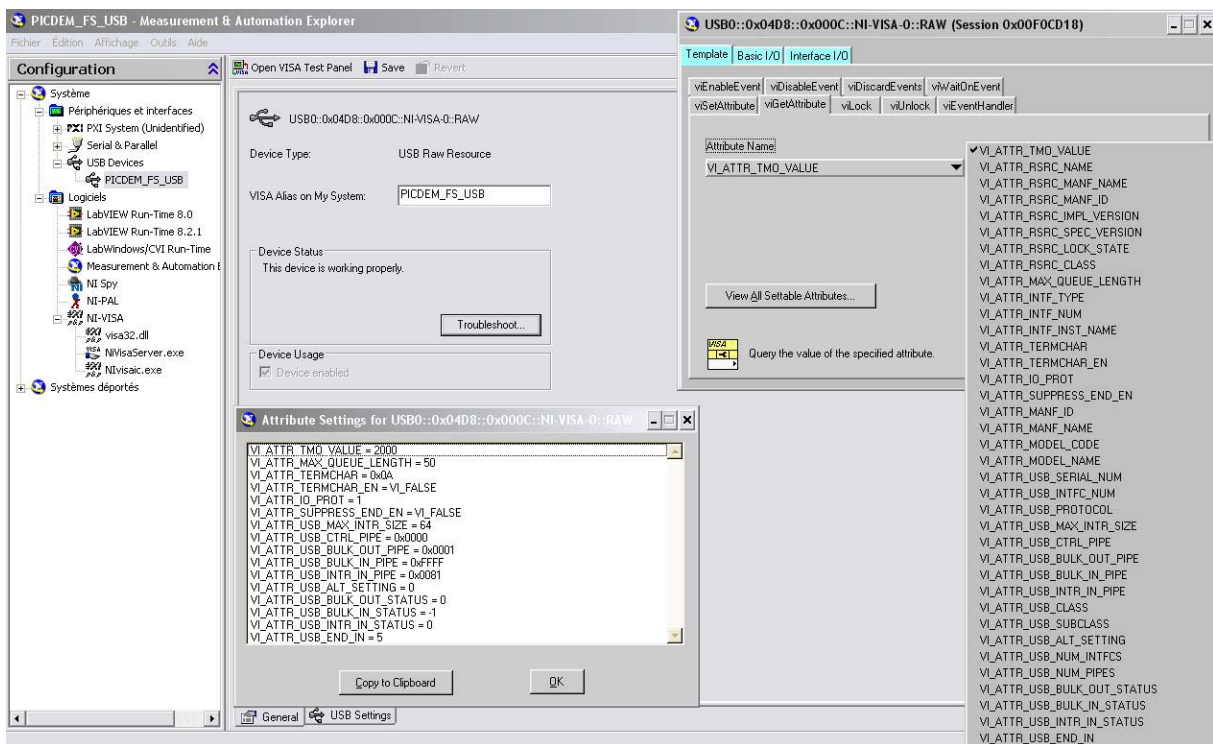
#### 4.5.4. Écriture en mémoire du microcontrôleur PIC *via* USB

Pour la communication entre la carte de développement MICROCHIP et l'ordinateur "PILOT" rien ne nous a été facilité. Il a fallu créer le driver VISA avec le logiciel NI-VISA de National Instrument et ensuite écrire un programme destiné au microcontrôleur PIC afin d'établir le dialogue en USB.

En théorie, le PIC est prévu pour gérer directement le bus USB, En pratique, il gère seulement le hardware du protocole USB : le bas niveau. Des registres sont présents dans le PIC permettant de gérer les différents appels du bus (interruptions, ...). Néanmoins dans le programme, il faut continuellement "écouter" le bus en contrôlant l'état de ces registres. Il a fallu reprendre, en détail, le protocole USB avec tous ses types d'interruptions afin d'établir la connexion avec Matlab. En vue du nombre de registres, la programmation du microcontrôleur s'en trouve tout de suite alourdi. En annexe se trouve un extrait des programmes.

#### *Annexe H : Gestion du protocole USB pour un microcontrôleur PIC 18F*

La Figure 67 représente un imprimé écran du logiciel NI-VISA avec un aperçu des commande haut niveau pouvant être exécutées :



**Figure 67 : Boîtes de dialogue avec les jeux de commandes de la carte PIC (avec NI-VISA)**

## 5. Conclusion et perspectives

L'obtention d'un radar subsurface aux performances optimales fournissant des données brutes de grande qualité demeure un élément déterminant dans la conception d'un système d'imagerie microonde. L'objectif de ce stage a été de développer un radar multistatique – multifréquence, destinée à de nombreuses applications couvrant un domaine spectral "Ultra Large Bande" (ULB) en haute fréquence [2-4] GHz.

La validation des objectifs de ce stage est encourageante pour la suite du projet :

- La réalisation électronique du prototype est terminée. Tout le matériel HF constituant le radar est entièrement pilotable. Malgré tout, nous avons commencé la réalisation d'une carte regroupant toutes les fonctionnalités de l'électronique amont.
- La communication entre les différentes parties de ce radar (HF, PC et Microcontrôleur) est opérationnelle. L'aspect technique est assuré avec MATLAB et reste totalement paramétrable.
- La partie théorique (RT et DORT) a été étudiée au préalable dans quelques thèses (1) (2) dirigées par Marc SAILLARD. Lors de ce stage, cet aspect a été revu en repartant des bases de l'électromagnétisme.
- La campagne de mesures n'a pas eu lieu, faute de temps. Afin de valider la théorie, nous avons effectué quelques simulations et repris une expérience du LEAT, qui confirment la robustesse de ces méthodes de retournement temporel.

L'objectif ULB a orienté la conception de ce système d'imagerie microonde à impulsions synthétiques. Ce radar dispose d'un réseau d'antennes opérant sur une très large bande de fréquence. Les alimentations de ces antennes sont pilotées en amplitude et en phase afin de dépointer le faisceau émis. Pour ce faire, ce radar est constitué d'un couple déphaseur/atténuateur par voie, d'un multiplexeur (constitué de switches HF), autour d'un analyseur de réseau vectoriel. Cet analyseur officie comme source d'une impulsion synthétique lorsqu'il est configuré pour émettre une rampe en fréquence par sauts discrets successifs. La dynamique de détection maximale théorique, limitée par le seuil de sensibilité du récepteur (analyseur de réseau), primordiale dans le cas des GPR, est optimisée jusqu'à atteindre la valeur de 115 dB avec un compromis sur le temps d'acquisition lors de l'investigation de milieux défavorables à la propagation des ondes électromagnétiques.

Avant d'être exploité pour l'imagerie subsurface, un tel système nécessite de nombreux réglages dont la prise en compte de la matrice [S] complète du système. Cette opération consiste à compenser numériquement les erreurs systématiques observées dans un appareil radiofréquence : imperfection du matériel HF. Néanmoins, il nous reste à caractériser le couplage inter-antennes au sein du réseau mis en œuvre.

Basées sur le retournement temporel, deux méthodes issues de l'acoustique sont décrites et simulées. L'inversion des mesures dans le temps permet de proposer des cartes de champs diffractés retournés. Ces champs réémis synthétiquement montrent la focalisation sur le diffuseur illuminé initialement par le réseau au bout de quelques itérations. Lors des simulations et des applications réalisées en acoustique, la qualité des images est largement suffisante pour permettre la détection et la localisation de l'objet. La seconde technique, Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel (D.O.R.T.) permet de détecter plusieurs cibles avec une seule itération, par l'étude successive de valeurs et de vecteurs propres. Son efficacité est observée en bas de bande de fréquences lorsqu'une cible est représentée par un seul vecteur propre et sa valeur propre associée.

Des simulations ont été effectuées confirmant la qualité de détection et de localisation. Néanmoins, des campagnes de mesures en chambre anéchoïque doivent être effectuées avec ce radar. Tout d'abord, pour mesurer le champ diffracté par le(s) diffuseur(s) : méthode directe. Pour ensuite, appliquer la méthode DORT afin de réémettre une "partie" de cette onde réfléchie (vecteur propre). Nous permettant de dépointer le faisceau émis par le réseau d'antennes pour focaliser sur une cible précisément.

Cette technique permettra ensuite d'appliquer des algorithmes de diffraction inverse afin de déterminer les propriétés électromagnétiques du diffuseur étudié.

Ce stage a présenté un double intérêt. Il m'a tout d'abord permis de mettre en application mes connaissances scientifiques et techniques. Le sujet était très intéressant et il m'a fait revoir la quasi totalité de tout ce que j'avais vu au cours de mon cursus scolaire : de l'électronique, de la logique, du traitement du signal, de l'électromagnétisme, de la physique.

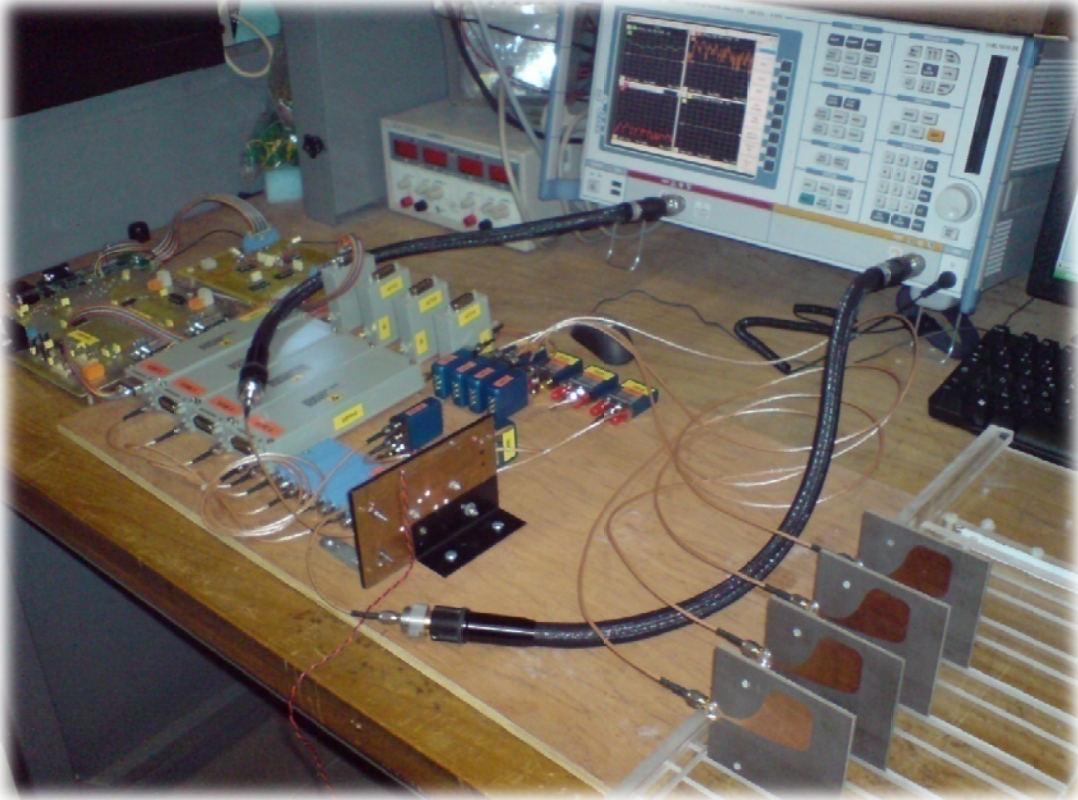
Par ailleurs, ce stage a été l'occasion pour moi d'être confronté au travail d'ingénieur-chercheur et à la vie dans un laboratoire de recherche. J'ai pris beaucoup de plaisir à collaborer avec Marc SAILLARD, Eric SPANO et Sébastien PIOCH. Je suis très honoré qu'ils m'aient conseillés de postuler pour la thèse découlant de ce stage.

OKS

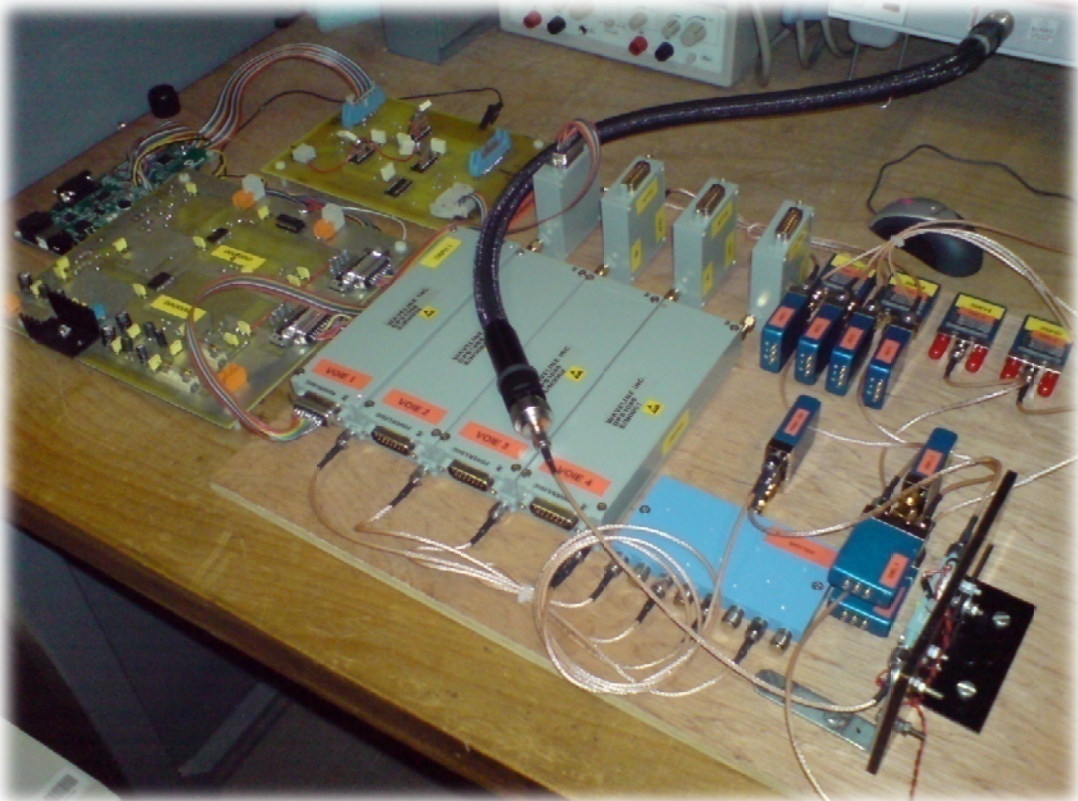


## Annexe A : Photos de notre prototype radar

Plan de travail HF avec l'analyseur de réseau, le radar , ses antennes et sa partie commande (électronique):

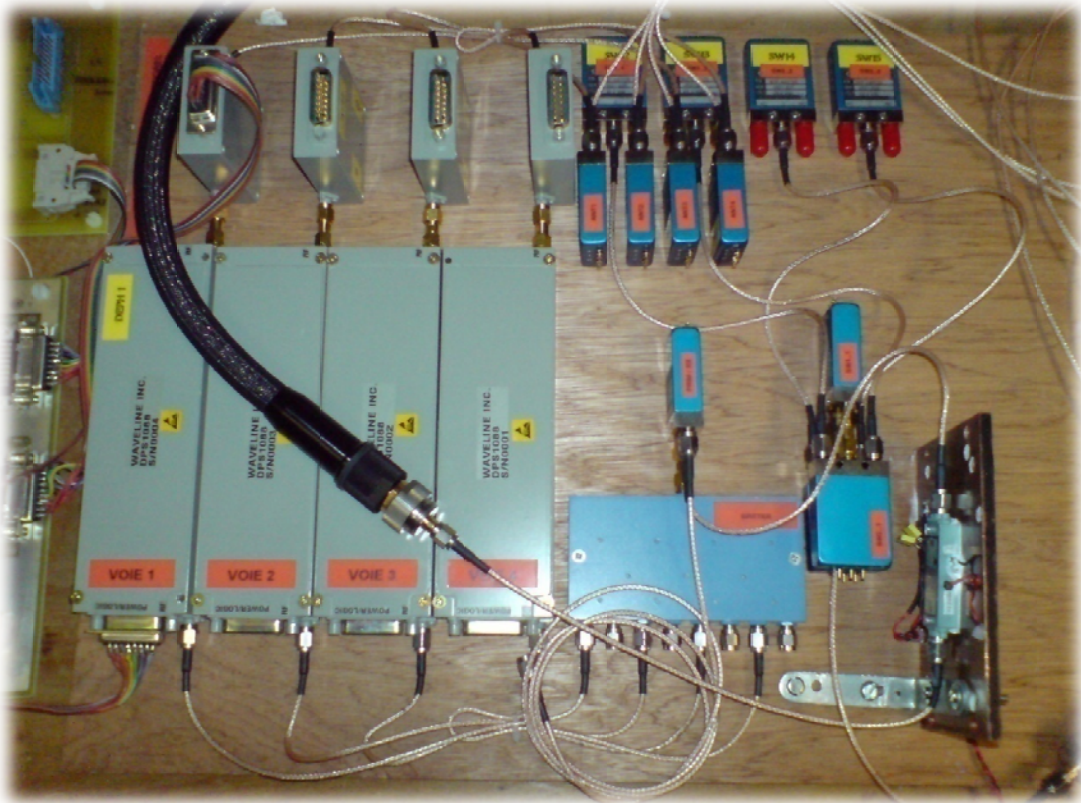


Zoom sur la partie HF et commande

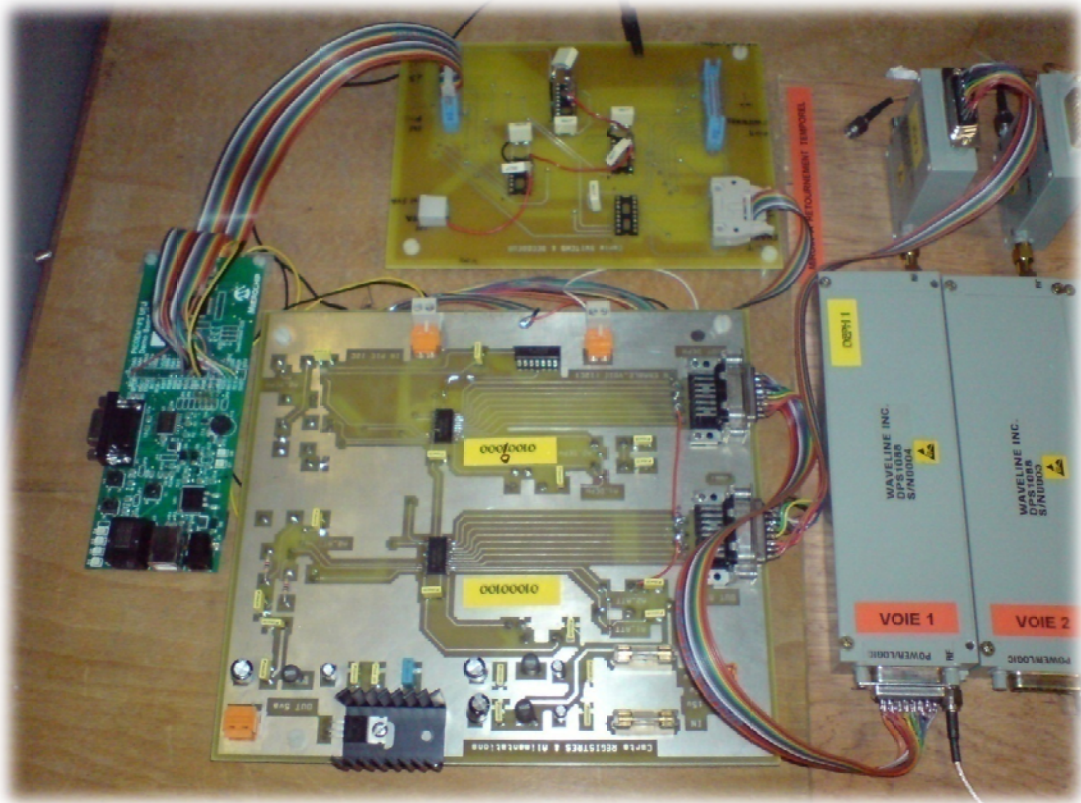




Partie HF



Electronique en amont





## Annexe B : Programme de simulation du problème direct et de la rétro-propagation de l'onde réfléchi

```

1 clear all;
2 %close all;
3
4 N=36;           % nombre de capteurs, régulièrement espacés; émetteurs = récepteurs
5 lambda=1;      % longueur d'onde
6 rho=3*lambda;  % rayon du cercle sur lequel sont disposés les capteurs
7 opening=2*pi;%/3; % ouverture angulaire occupée par le réseau de capteurs
8 ka=2*pi/lambda; % nombre d'onde
9 dtet=opening/N; % pas angulaire entre capteurs
10 ntet=1:N;
11 theta = ntet*dtet;
12
13 % cible 1
14 rhotarget1=0.66*lambda;
15 thetatarget1=pi/4;
16 Adiff1=1;
17 % cible 2
18 rhotarget2=0.33*lambda;
19 thetatarget2=-pi/2;
20 Adiff2=1/3;
21 % clutter
22 Nclutter=20;
23 rhoclutter=2*rand(Nclutter,1);
24 thetaclutter=2*pi*rand(Nclutter,1);
25 Adiffclutter=0.2*rand(Nclutter,1);
26
27 % calcul des matrices T et L
28 distance1=abs(rho*exp(i*theta)-rhotarget1*exp(i*thetatarget1));
29 distance2=abs(rho*exp(i*theta)-rhotarget2*exp(i*thetatarget2));
30 for iclutter=1:Nclutter
31     for itet=1:N
32         distanceclutter(iclutter,itet) = abs(rho*exp(i*theta(itet))-rhoclutter*
33 (iclutter)*exp(i*thetaclutter(iclutter)));
34     end
35 end
36
37 Tvec1=exp(i*ka*distance1)./distance1; % Green
38 Tvec2=exp(i*ka*distance2)./distance2;
39 for iclutter=1:Nclutter
40     for itet=1:N
41         Tvecclutter(iclutter,itet)=exp(i*ka*distanceclutter(iclutter,itet)).
42 /distanceclutter(iclutter,itet);
43     end
44 end
45 [Tm1,Tn1]=meshgrid(Tvec1);
46 [Tm2,Tn2]=meshgrid(Tvec2);
47 for iclutter=1:Nclutter
48     for itet=1:N
49         [Tmclutter(iclutter,itet,itet),Tnclutter(iclutter,itet,itet)]=meshgrid
50 (Tvecclutter(iclutter,itet));
51     end
52 end
53 Ttotclutter=zeros(N,N);

```

```

54 for iclutter=1:Nclutter
55     for itetx=1:N
56         for itety=1:N
57             Ttotclutter(itetx,itety)=Ttotclutter(itetx,itety) + Adiffclutter(iclutter,
1)*Tmclutter(iclutter,itetx,itety) .* Tnclutter(iclutter,itetx,itety);
58         end
59     end
60 end
61
62 Ttot=Adiff1*Tm1.*Tn1+Adiff2*Tm2.*Tn2 + Ttotclutter + 0.05*rand(N,N);
63
64
65 Lmat=conj(Ttot)*Ttot;
66 % diagonalisation
67 alpha=eig(Lmat);
68 [V,D]=eig(Lmat);
69
70 % calcul de la carte de champ
71 dx=lambda/10;
72 nx=-20:20;
73 x=nx.*dx;
74 [xm,xn]=meshgrid(x);
75 ntotx=size(xm);
76 %z=xm+i*xn;
77 expo1=zeros(ntotx);
78 expo2=zeros(ntotx);
79 expo3=zeros(ntotx);
80 expo_full=zeros(ntotx);
81
82 for itet=1:N
83     Rtet=sqrt((xm-rho*cos(theta(itet))).^2+(xn-rho*sin(theta(itet))).^2);
84     expo1=expo1+V(itet,1)*exp(i*ka*Rtet)./Rtet;
85     expo2=expo2+V(itet,2)*exp(i*ka*Rtet)./Rtet;
86     expo3=expo3+V(itet,3)*exp(i*ka*Rtet)./Rtet;
87 end
88
89 %*****
90 for ivectpropre=1:2
91     for itet=1:N
92         Rtet=sqrt((xm-rho*cos(theta(itet))).^2+(xn-rho*sin(theta(itet))).^2);
93         expo_full=expo_full+V(itet,ivectpropre)*exp(i*ka*Rtet)./Rtet;
94     end
95 end
96
97
98 figure(1)
99 surf(xm,xn,abs(expo1))
100 title('Carte de champ du vecteur propre 1')
101
102 figure(2)
103 surf(xm,xn,abs(expo2))
104 title('Carte de champ du vecteur propre 2')
105
106 figure(3)
107 surf(xm,xn,abs(expo1+expo2))
108 title('Carte de champ des vecteurs propres let2')

```

```

109
110 figure(4)
111 polar(theta,rho.*ones(1,N),'-ro');
112 hold on
113 polar(thetaclutter,rhoclutter,'o');
114 polar(thetatarget1,rhotarget1,'-rx');
115 polar(thetatarget2,rhotarget2,'-rx');
116 title('Emplacements des cibles clutter pour perturbation + cibles à détecter')
117 hold off
118
119 figure(5)
120 surf(xm,xn,abs(expo_full))
121 title('Carte de champ complète PARAMETRABLE (sans DORT)')
122
123 figure(6)
124 surf(xm,xn,abs(expo3))
125 title('Carte de champ du vecteur propre 3')

```

## Annexe C : Bon de commande du matériels HF



**RF & HYPERFRÉQUENCES**  
WWW.YGITECH.COM

3 TER RUE DU Pdt FRANÇOIS MITTERRAND - 91160 LONGJUMEAU

**M. SPANO**

**LAB LSEET CNRS  
UMR 6017  
UNIVERSITE DU SUD TOULON VAR  
BP 132  
83957 LA GARDE CEDEX**

**OFFRE DE PRIX : DEY/06236**  
Le mercredi 7 février 2007

**Nous avons le plaisir de vous communiquer nos meilleures conditions de prix et de délai pour les matériels suivants :**

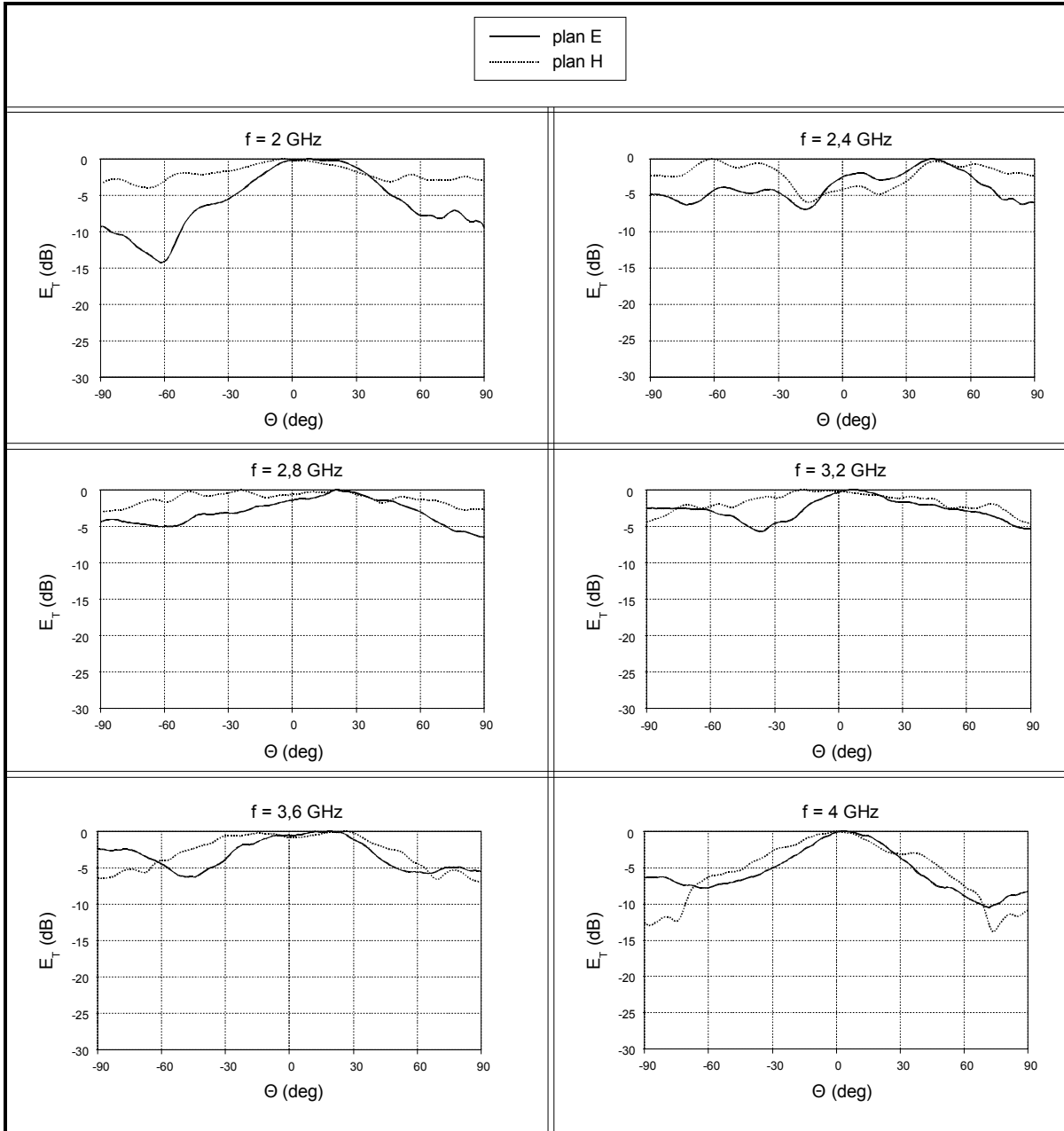
Référence	Qté	Désignation	P.U.H.T (euros) *	Délai
<b>ADC13000</b>	<b>4</b>	<b>Atténuateur à contrôle Digital</b> 2 – 8 GHz Pertes d'insertion : 2.75 dB Atténuation : 0 – 32 dB Commande : TTL binaire , 8 Bits T.O.S : 1.90:1 Vitesse de commutation : 7 µs Tenue en puissance : + 20 dBm Connecteurs : SMA Connecteurs de cde : 15 pins Température : - 55°C - + 85°C Dimensions : 2.5" x 2" x .75"	<b>1 100.00</b>	<b>8 SEM</b>
<b>DPS1088</b>	<b>4</b>	<b>Déphaseur à contrôle Digital</b> 2 – 8 GHz Connecteurs : SMA Connecteurs de cde : 15 pins Température : - 55°C - + 85°C Dimensions : 2.5" x 2" x .75"	<b>1 575.00</b>	<b>10 SEM</b>



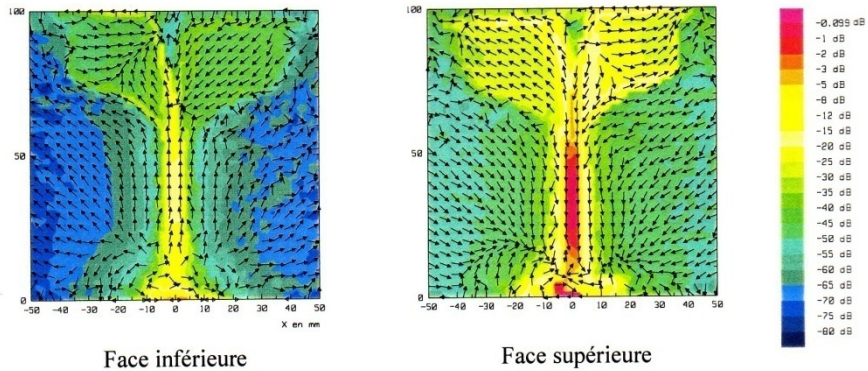
Référence	Qté	Désignation	P.U.H.T (euros) *	Délai
B2F-440120	15	<b>Switch Type: SPDT</b> <b>Frequency Range: DC – 4.0 GHz</b> <b>Connectors: SMA (F)</b> <b>Impedance: 50 Ohms</b> <b>Actuator: FAILSAFE</b> <b>Actuator Voltage: 28.0 VDC</b> <b>Common Polarity: N/A W/TTL LOGIC</b> <b>Power Interface: SOLDER TERMINALS (TOP)</b> <b>Options: TTL LOGIC</b>	160.00	4 SEM
PS8-454/2S	1	<b>Diviseur 8 voies</b> <b>2 – 4 GHz</b>	480.00	4 SEM
MTPA2040N3030-4I	1	<b>Frequency Range: 2.0 GHz TO 4.0 GHz</b> <b>Gain (dB): 30 MIN</b> <b>Gain Flatness (dB): +/- 2 MAX</b> <b>Noise Figure (dB): 5.0 MAX</b> <b>Power Output (dBm): +30 MIN @ 1 dBC</b> <b>Input VSWR: 1.5.0:1 MAX</b> <b>Output VSWR: 1.5.0: 1 MAX</b> <b>DC Power: +12 VDC, 850 mA</b> <b>Dimensions : 65 x 45 x 30 mm</b>	850.00	6 SEM

## Annexe D : Diagramme de rayonnement de l'antenne ETSA

Diagramme de rayonnement :



Densités de courant électrique à 2GHz :





## Annexe E : Microchip PIC18F4550

Features	PIC18F4550
Operating Frequency	DC – 48 MHz
Program Memory (Bytes)	32768
Program Memory (Instructions)	16384
Data Memory (Bytes)	2048
Data EEPROM Memory (Bytes)	256
Interrupt Sources	20
I/O Ports	Ports A, B, C, D, E
Timers	4
Capture/Compare/PWM Modules	1
Enhanced Capture/Compare/PWM Modules	1
Serial Communications	MSSP, Enhanced USART
Universal Serial Bus (USB) Module	1
Streaming Parallel Port (SPP)	Yes
10-bit Analog-to-Digital Module	13 Input Channels
Comparators	2
Resets (and Delays)	POR, BOR, RBSR Instruction, Stack Full, Stack Underflow (PWRT, OST), MCLR (optional), WDT
Programmable Low-Voltage Detect	Yes
Programmable Brown-out Reset	Yes
Instruction Set	75 Instructions; 83 with Extended Instruction Set enabled
Packages	40-pin PDIP 44-pin QFN 44-pin TQFP

### Universal Serial Bus Features:

- USB V2.0 Compliant
- Low Speed (1.5 Mb/s) and Full Speed (12 Mb/s)
- Supports Control, Interrupt, Isochronous and Bulk Transfers
- Supports up to 32 endpoints (16 bidirectional)
- 1-Kbyte dual access RAM for USB
- On-chip USB transceiver with on-chip voltage regulator
- Interface for off-chip USB transceiver
- Streaming Parallel Port (SPP) for USB streaming transfers (40/44-pin devices only)

### Power-Managed Modes:

- Run: CPU on, peripherals on
- Idle: CPU off, peripherals on
- Sleep: CPU off, peripherals off
- Idle mode currents down to 5.8  $\mu$ A typical
- Sleep mode currents down to 0.1  $\mu$ A typical
- Timer1 oscillator: 1.1  $\mu$ A typical, 32 kHz, 2V
- Watchdog Timer: 2.1  $\mu$ A typical
- Two-Speed Oscillator Start-up

### Flexible Oscillator Structure:

- Four Crystal modes including High Precision PLL for USB
- Two External Clock modes, up to 48 MHz
- Internal oscillator block:
  - 8 user-selectable frequencies, from 31 kHz to 8 MHz
  - User-tunable to compensate for frequency drift
- Secondary oscillator using Timer1 @ 32 kHz
- Dual oscillator options allow microcontroller and USB module to run at different clock speeds
- Fail-Safe Clock Monitor
  - Allows for safe shutdown if any clock stops

### Peripheral Highlights:

- High-current sink/source 25 mA/25 mA
- Three external interrupts
- Four Timer modules (Timer0 to Timer3)
- Up to 2 Capture/Compare/PWM (CCP) modules:
  - Capture is 16-bit, max. resolution 6.25 ns (TCY/16)
  - Compare is 16-bit, max. resolution 100 ns (TCY)
  - PWM output: PWM resolution is 1 to 10-bit
- Enhanced Capture/Compare/PWM (ECCP) module:
  - Multiple output modes
  - Selectable polarity
  - Programmable dead time
  - Auto-Shutdown and Auto-Restart
- Enhanced USART module:
  - LIN bus support
- Master Synchronous Serial Port (MSSP) module supporting 3-wire SPI™ (all 4 modes) and I<sup>2</sup>C™ Master and Slave modes
- 10-bit, up to 13-channels Analog-to-Digital Converter module (A/D) with programmable acquisition time
- Dual analog comparators with input multiplexing

### Special Microcontroller Features:

- C compiler optimized architecture with optional extended instruction set
- 100,000 erase/write cycle Enhanced Flash program memory typical
- 1,000,000 erase/write cycle Data EEPROM memory typical
- Flash/Data EEPROM Retention: > 40 years
- Self-programmable under software control
- Priority levels for interrupts
- 8 x 8 Single-Cycle Hardware Multiplier
- Extended Watchdog Timer (WDT):
  - Programmable period from 41 ms to 131s
- Programmable Code Protection
- Single-Supply 5V In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- In-Circuit Debug (ICD) via two pins
- Optional dedicated ICD/ICSP port (44-pin devices only)
- Wide operating voltage range (2.0V to 5.5V)



## Annexe F : Gestion I2C - Fonctions et Librairies

```

//***** ENVOYER 2 MOTS DE 10 BITS A LA SUITE *****
unsigned char envoyer_i2c(unsigned char addr, unsigned char data1, unsigned char data2)
{
    OpenI2C(MASTER, SLEW_OFF);
    IdleI2C();
    StartI2C();
    IdleI2C();

    putcI2C(addr);
    IdleI2C();
    // if ( SSPCON2bits.ACKSTAT ) // test received ack bit state
    // {
    //     StopI2C();
    //     return 0;           // bus device responded with NOT ACK
    // }

    putcI2C(data1);
    IdleI2C();

    putcI2C(data2);
    IdleI2C();

    StopI2C();
    CloseI2C();

    return 1; // TOUT EST OK
}

```

```

unsigned char lecture_i2c(unsigned char addr, unsigned char data1, unsigned char data2)
{
    char mot1;
    char mot2;

    OpenI2C(MASTER, SLEW_OFF);

    IdleI2C();
    StartI2C();
    IdleI2C();

    putcI2C(addr);
    IdleI2C();

    mot1 = ReadI2C();
    AckI2C();

    Delay10KTCYx(0);
    SSPSTATbits.BF=0;

    mot2 = ReadI2C();
    AckI2C();

    StopI2C();
    CloseI2C();

    //Test si erreur avec l'écriture :
    if( mot1 != data1 )
        return 0;

    if( mot2 != data2 )
        return 0;

    return 1; // TOUT EST OK
}

```

```

#ifndef __I2C_H
#define __I2C_H

/* SSPCON1 REGISTER */
#define SSPENB 0x20 /* ON serial port & configures SCK,SD0,SDI */
#define MASTER 8 /* I2C Master mode */

/* SSPSTAT REGISTER */
#define SLEW_OFF 0xC0 /* Slew rate disabled for 100kHz mode */
#define SLEW_ON 0x00 /* Slew rate enabled for 400kHz mode */

/* FUNCTION PROTOTYPES */
#define PARAM_SCLASS auto

//***** OpenI2C *****
// Configure SSP module for use with I2C EEPROM or I2C bus device.
void OpenI2C( PARAM_SCLASS unsigned char sync_mode,
             PARAM_SCLASS unsigned char slew );

//***** StartI2C *****
//Generate bus start condition
#define StartI2C() SSPCON2bits.SEN=1

//***** StopI2C *****
// Generate bus stop condition
#define StopI2C() SSPCON2bits.PEN=1

//***** CloseI2C *****
//Disable SPI module
#define CloseI2C() SSPCON1 &=0xDF

// ***** Idle I2C *****
// Test if I2C module is idle
#define IdleI2C() while ((SSPCON2 & 0x1F) | (SSPSTATbits.R_W))

//***** AckI2C *****
// Generate bus ACK condition
#define AckI2C() SSPCON2bits.ACKDT=0, SSPCON2bits.ACKEN=1

//***** ReadI2C *****
// Read byte from SSPBUF register
unsigned char ReadI2C( void );

//***** putcI2C *****
// Write byte to SSPBUF register
unsigned char putcI2C( PARAM_SCLASS unsigned char data_out );

#include <pl8cxxx.h>
#include <i2c.h>

void OpenI2C( unsigned char sync_mode, unsigned char slew )
{
    SSPSTAT &= 0x3F; // power on state
    SSPCON1 = 0x00; // power on state
    SSPCON2 = 0x00; // power on state
    SSPCON1 |= sync_mode; // select serial mode
    SSPSTAT |= slew; // slew rate on/off

#if defined(__18F2455) || defined(__18F2550) || \
    defined(__18F4455) || defined(__18F4550)
    DDRCbits.RB1 = 1; // Set SCL (PORTB,1) pin to input
    DDREbits.RB0 = 1; // Set SDA (PORTB,0) pin to input
#else
    DDRCbits.RC3 = 1; // Set SCL (PORTC,3) pin to input
    DDRCbits.RC4 = 1; // Set SDA (PORTC,4) pin to input
#endif

    SSPCON1 |= SSPENB; // enable synchronous serial port
}

#undef StartI2C
void StartI2C( void )
{
    SSPCON2bits.SEN = 1; // initiate bus start condition
}

#undef StopI2C
void StopI2C( void )
{
    SSPCON2bits.PEN = 1; // initiate bus stop condition
}

#undef CloseI2C
void CloseI2C( void )
{
    SSPCON1 &= 0xDF; // disable synchronous serial port
}

#undef IdleI2C
void IdleI2C( void )
{
    while ( ( SSPCON2 & 0x1F ) | ( SSPSTATbits.R_W ) )
        continue;
}

#undef AckI2C
void AckI2C( void )
{
    SSPCON2bits.ACKDT = 0; // set acknowledge bit state for ACK
    SSPCON2bits.ACKEN = 1; // initiate bus acknowledge sequence
}

unsigned char ReadI2C( void )
{
    SSPCON2bits.RCEN = 1; // enable master for 1 byte reception
    while ( !SSPSTATbits.BF ); // wait until byte received
    return ( SSPBUF ); // return with read byte
}

unsigned char putcI2C( unsigned char data_out )
{
    SSPBUF = data_out; // write single byte to SSPBUF
    if ( !SSPCON1bits.WCOL ) // test if write collision occurred
        return ( -1 ); // if WCOL bit is set return negative #
    else
    {
        while( SSPSTATbits.BF ); // wait until write cycle is complete
        return ( 0 ); // if WCOL bit is not set return non-negat
    }
}

```



## Annexe G : Gestion I2C - Registres du PIC18F4550

### PIC18F2455/2550/4455/4550

REGISTER 19-3: SSPSTAT: MSSP STATUS REGISTER (I<sup>2</sup>C™ MODE)

R/W-0	R/W-0	R-0	R-0	R-0	R-0	R-0	R-0
SMP	CKE	D/ $\bar{A}$	P <sup>(1)</sup>	S <sup>(1)</sup>	R/ $\bar{W}$ <sup>(2,3)</sup>	UA	BF
bit 7							bit 0

**Legend:**

R = Readable bit                      W = Writable bit                      U = Unimplemented bit, read as '0'  
-n = Value at POR                      '1' = Bit is set                      '0' = Bit is cleared                      x = Bit is unknown

- bit 7        **SMP:** Slew Rate Control bit  
In Master or Slave mode:  
1 = Slew rate control disabled for Standard Speed mode (100 kHz and 1 MHz)  
0 = Slew rate control enabled for High-Speed mode (400 kHz)
- bit 6        **CKE:** SMBus Select bit  
In Master or Slave mode:  
1 = Enable SMBus specific inputs  
0 = Disable SMBus specific inputs
- bit 5        **D/ $\bar{A}$ :** Data/Address bit  
In Master mode:  
Reserved.  
In Slave mode:  
1 = Indicates that the last byte received or transmitted was data  
0 = Indicates that the last byte received or transmitted was address
- bit 4        **P:** Stop bit<sup>(1)</sup>  
1 = Indicates that a Stop bit has been detected last  
0 = Stop bit was not detected last
- bit 3        **S:** Start bit<sup>(1)</sup>  
1 = Indicates that a Start bit has been detected last  
0 = Start bit was not detected last
- bit 2        **R/ $\bar{W}$ :** Read/Write Information bit<sup>(2,3)</sup>  
In Slave mode:  
1 = Read  
0 = Write  
In Master mode:  
1 = Transmit is in progress  
0 = Transmit is not in progress
- bit 1        **UA:** Update Address bit (10-Bit Slave mode only)  
1 = Indicates that the user needs to update the address in the SSPADD register  
0 = Address does not need to be updated
- bit 0        **BF:** Buffer Full Status bit  
In Transmit mode:  
1 = SSPBUF is full  
0 = SSPBUF is empty  
In Receive mode:  
1 = SSPBUF is full (does not include the  $\bar{ACK}$  and Stop bits)  
0 = SSPBUF is empty (does not include the  $\bar{ACK}$  and Stop bits)

- Note 1:** This bit is cleared on Reset and when SSPEN is cleared.  
**2:** This bit holds the R/ $\bar{W}$  bit information following the last address match. This bit is only valid from the address match to the next Start bit, Stop bit or not  $\bar{ACK}$  bit.  
**3:** ORing this bit with SEN, RSEN, PEN, RCEN or ACKEN will indicate if the MSSP is in Active mode.

# PIC18F2455/2550/4455/4550

**REGISTER 19-4: SSPCON1: MSSP CONTROL REGISTER 1 (I<sup>2</sup>C™ MODE)**

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
WCOL	SSPOV	SSPEN	CKP	SSPM3	SSPM2	SSPM1	SSPM0
bit 7							bit 0

<b>Legend:</b>			
R = Readable bit	W = Writable bit	U = Unimplemented bit, read as '0'	
-n = Value at POR	'1' = Bit is set	'0' = Bit is cleared	x = Bit is unknown

- bit 7      **WCOL:** Write Collision Detect bit  
In Master Transmit mode:  
 1 = A write to the SSPBUF register was attempted while the I<sup>2</sup>C conditions were not valid for a transmission to be started (must be cleared in software)  
 0 = No collision  
In Slave Transmit mode:  
 1 = The SSPBUF register is written while it is still transmitting the previous word (must be cleared in software)  
 0 = No collision  
In Receive mode (Master or Slave modes):  
 This is a "don't care" bit.
- bit 6      **SSPOV:** Receive Overflow Indicator bit  
In Receive mode:  
 1 = A byte is received while the SSPBUF register is still holding the previous byte (must be cleared in software)  
 0 = No overflow  
In Transmit mode:  
 This is a "don't care" bit in Transmit mode.
- bit 5      **SSPEN:** Master Synchronous Serial Port Enable bit  
 1 = Enables the serial port and configures the SDA and SCL pins as the serial port pins<sup>(1)</sup>  
 0 = Disables serial port and configures these pins as I/O port pins<sup>(1)</sup>
- bit 4      **CKP:** SCK Release Control bit  
In Slave mode:  
 1 = Release clock  
 0 = Holds clock low (clock stretch), used to ensure data setup time  
In Master mode:  
 Unused in this mode.
- bit 3-0    **SSPM3:SSPM0:** Master Synchronous Serial Port Mode Select bits  
 1111 = I<sup>2</sup>C Slave mode, 10-bit address with Start and Stop bit interrupts enabled<sup>(2)</sup>  
 1110 = I<sup>2</sup>C Slave mode, 7-bit address with Start and Stop bit interrupts enabled<sup>(2)</sup>  
 1011 = I<sup>2</sup>C Firmware Controlled Master mode (slave Idle)<sup>(2)</sup>  
 1000 = I<sup>2</sup>C Master mode, clock = Fosc/(4 \* (SSPADD + 1))<sup>(2)</sup>  
 0111 = I<sup>2</sup>C Slave mode, 10-bit address<sup>(2)</sup>  
 0110 = I<sup>2</sup>C Slave mode, 7-bit address<sup>(2)</sup>

**Note 1:** When enabled, the SDA and SCL pins must be properly configured as input or output.  
**Note 2:** Bit combinations not specifically listed here are either reserved or implemented in SPI mode only.

## PIC18F2455/2550/4455/4550

**REGISTER 19-5: SSPCON2: MSSP CONTROL REGISTER 2 (I<sup>2</sup>C™ MASTER MODE)**

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
GCEN	ACKSTAT	ACKDT <sup>(1)</sup>	ACKEN <sup>(2)</sup>	RCEN <sup>(2)</sup>	PEN <sup>(2)</sup>	RSEN <sup>(2)</sup>	SEN <sup>(2)</sup>
bit 7							bit 0

**Legend:**

R = Readable bit	W = Writable bit	U = Unimplemented bit, read as '0'
-n = Value at POR	'1' = Bit is set	'0' = Bit is cleared      x = Bit is unknown

- bit 7      **GCEN:** General Call Enable bit (Slave mode only)  
Unused in Master mode.
- bit 6      **ACKSTAT:** Acknowledge Status bit (Master Transmit mode only)  
1 = Acknowledge was not received from slave  
0 = Acknowledge was received from slave
- bit 5      **ACKDT:** Acknowledge Data bit (Master Receive mode only)<sup>(1)</sup>  
1 = Not Acknowledge  
0 = Acknowledge
- bit 4      **ACKEN:** Acknowledge Sequence Enable bit<sup>(2)</sup>  
1 = Initiate Acknowledge sequence on SDA and SCL pins and transmit ACKDT data bit. Automatically cleared by hardware.  
0 = Acknowledge sequence Idle
- bit 3      **RCEN:** Receive Enable bit (Master Receive mode only)<sup>(2)</sup>  
1 = Enables Receive mode for I<sup>2</sup>C  
0 = Receive Idle
- bit 2      **PEN:** Stop Condition Enable bit<sup>(2)</sup>  
1 = Initiate Stop condition on SDA and SCL pins. Automatically cleared by hardware.  
0 = Stop condition Idle
- bit 1      **RSEN:** Repeated Start Condition Enable bit<sup>(2)</sup>  
1 = Initiate Repeated Start condition on SDA and SCL pins. Automatically cleared by hardware.  
0 = Repeated Start condition Idle
- bit 0      **SEN:** Start Condition Enable/Stretch Enable bit<sup>(2)</sup>  
1 = Initiate Start condition on SDA and SCL pins. Automatically cleared by hardware.  
0 = Start condition Idle

**Note 1:** Value that will be transmitted when the user initiates an Acknowledge sequence at the end of a receive.  
**2:** If the I<sup>2</sup>C module is active, these bits may not be set (no spooling) and the SSPBUF may not be written (or writes to the SSPBUF are disabled).

## Annexe H : Gestion du protocole USB pour un microcontrôleur PIC18F

```

// main.c
// .....
//*****
void main(void)
{
    InitializeSystem();
    while(1)
    {
        USBTasks();           // USB Tasks
        Programme_RADAR();    // Programme personnel
    }
} //end main

//*****
static void InitializeSystem(void)
{
    ADCON1 |= 0x0F;           // Default all pins to digital

    #if defined(USE_USB_BUS_SENSE_IO)
    tris_usb_bus_sense = INPUT_PIN; // See io_cfg.h
    #endif

    #if defined(USE_SELF_POWER_SENSE_IO)
    tris_self_power = INPUT_PIN;
    #endif

    mInitializeUSBDriver();   // voir usbdrv.h

    UserInit();               // voie user.c & h
}

//*****
void USBTasks(void)
{
    USBCheckBusStatus();      // Must use polling method
    if (UCFGbits.UTEYE!=1)
        USBDriverService();   // Interrupt or polling method
}

// Function: void USBCheckStdRequest(void)
void USBCheckStdRequest(void)
{
    if (SetupPkt.RequestType != STANDARD) return;

    switch (SetupPkt.bRequest)
    {
        case SET_ADR:
            ctrl_trf_session_owner = MUID_USB9;
            usb_device_state = ADR_PENDING_STATE; // Update state only
            /* See USBCtrlTrfInHandler() in usbcctrltrf.c for the next step */
            break;
        case GET_DSC:
            USBStdGetDscHandler();
            break;
        case SET_CFG:
            USBStdSetCfgHandler();
            break;
        case GET_CFG:
            ctrl_trf_session_owner = MUID_USB9;
            pSrc.bRam = (byte*)&usb_active_cfg; // Set Source
            usb_stat.ctrl_trf_mem = _RAM; // Set memory type
            LSB(wCount) = 1; // Set data count
            break;
        case GET_STATUS:
            USBStdGetStatusHandler();
            break;
        case CLR_FEATURE:
        case SET_FEATURE:
            USBStdFeatureReqHandler();
            break;
        case GET_INTF:
            ctrl_trf_session_owner = MUID_USB9;
            pSrc.bRam = (byte*)&usb_alt_intf+SetupPkt.bIntfID; // Set source
            usb_stat.ctrl_trf_mem = _RAM; // Set memory type
            LSB(wCount) = 1; // Set data count
            break;
        case SET_INTF:
            ctrl_trf_session_owner = MUID_USB9;
            usb_alt_intf[SetupPkt.bIntfID] = SetupPkt.bAltID;
            break;
        case SET_DSC:
        case SYNCH_FRAME:
        default:
            break;
    }
}

//*****
// Function: void USBGenInitEP(void)
void USBGenInitEP(void)
{
    usbgen_rx_len = 0;
    USBGEN_UEP = EP_OUT_IN|HSHK_EN; // Enable 2 data pipes
    USBGEN_BD_OUT.Cnt = sizeof(usbgen_out); // Set buffer size
    USBGEN_BD_OUT.ADR = (byte*)&usbgen_out; // Set buffer address
    USBGEN_BD_OUT.Stat._byte = _USIE|_DAT0|_DTSEN; // Set status
    USBGEN_BD_IN.ADR = (byte*)&usbgen_in; // Set buffer address
    USBGEN_BD_IN.Stat._byte = _UCPU|_DAT1; // Set buffer status
}

//*****
// Function: void USBGenWrite(byte *buffer, byte len)
void USBGenWrite(byte *buffer, byte len)
{
    byte i;
    if (len > USBGEN_EP_SIZE)
        len = USBGEN_EP_SIZE;

    for (i = 0; i < len; i++)
        usbgen_in[i] = buffer[i];

    USBGEN_BD_IN.Cnt = len;
    mUSBBufferReady(USBGEN_BD_IN);
}

//*****
// Function: byte USBGenRead(byte *buffer, byte len)
byte USBGenRead(byte *buffer, byte len)
{
    usbgen_rx_len = 0;
    if (!mUSBGenRxIsBusy())
    {
        if (len > USBGEN_BD_OUT.Cnt)
            len = USBGEN_BD_OUT.Cnt;
        for (usbgen_rx_len = 0; usbgen_rx_len < len; usbgen_rx_len++)
            buffer[usbgen_rx_len] = usbgen_out[usbgen_rx_len];
        USBGEN_BD_OUT.Cnt = sizeof(usbgen_out);
        mUSBBufferReady(USBGEN_BD_OUT);
    }
    return usbgen_rx_len;
}
#endif //def USB_USE_GEN
//...

```

OKS



# ***Table des figures***

Figure 1 : Principe du miroir à retournement temporel	8
Figure 2 : Architecture générale	9
Figure 3 : Les thématiques du LSEET	11
Figure 4 : Représentation du champ électrique $\vec{E}$ et de l'induction magnétique $\vec{B}$	16
Figure 5 : Géométrie de la configuration "espace homogène"	21
Figure 6 : Problème direct : mesure du champ diffracté (Itération n°1)	24
Figure 7 : Itération n°2 de la méthode du retournement temporel	25
Figure 8 : Itération n°3 de la méthode du retournement temporel	25
Figure 9 : Dernière itération de la méthode du retournement temporel	25
Figure 10 : Problème direct : mesure du champ diffracté (Itération n°1)	27
Figure 11 : Focalisation avec la méthode DORT	27
Figure 12 : Radar en configuration multistatique	29
Figure 13 : Représentation des paramètres d'un quadripôle	30
Figure 14 : Architecture générale de notre radar	31
Figure 15 : Représentation de l'ensemble des matrices $[S]$ ainsi que les ondes entrantes et sortantes	31
Figure 16 : Modification de la géométrie du réseau pour minimiser le couplage inter-antennes	35
Figure 17 : Réseau de 8 antennes	36
Figure 18 : Impulsion mesurée sans aucune cible	36
Figure 19 : Volume diffusant	38
Figure 20 : Représentation temps-distance des signaux émis et rétrodiffusés selon le filtrage du récepteur	38
Figure 21 : Configuration de mesure	41
Figure 22 : Schématisation du problème direct	41
Figure 23 : Environnement de la simulation	43
Figure 24 : Carte du champ retourné pour le vecteur propre 1 : CIBLE 1	43
Figure 25 : Carte du champ retourné pour le vecteur propre 2 : CIBLE 2	44
Figure 26 : Carte du champ retourné pour les vecteurs propres 1 & 2 : CIBLE 1&2	44
Figure 27 : Environnement de la simulation	44
Figure 28 : Carte du champ retourné pour le vecteur propre 1(a) et 2 (b) : localisation encore possible	45
Figure 29 : Carte du champ retourné pour le vecteur propre 1(a) et 2 (b) : cibles perdues	45
Figure 30 : Carte du champ retourné pour le vecteur propre 3 : bruit	45
Figure 31 : Configuration de mesure	46
Figure 32 : Carte du champ retourné pour le vecteur propre 1	46
Figure 33 : Carte du champ retourné pour le vecteur propre 2	46
Figure 34 : Phases des vecteurs propres $V_1$ et $V_2$	47
Figure 35 : Architecture générale	49
Figure 36 : Architecture générale avec électronique	50
Figure 37 : Matrice $[S]$ du déphaseur seul (BP [2-4] GHz)	54
Figure 38 : Matrice $[S]$ de l'atténuateur seul (BP [2-4] GHz)	54
Figure 39 : Matrice $[S]$ du connecteur SMA mâle-mâle (BP [2-4] GHz)	54
Figure 40 : Matrice $[S]$ de la mise en cascade mesurée et calculée	55
Figure 41 : Qualité de fabrication de l'atténuateur	55
Figure 42 : Qualité de fabrication du déphaseur	56
Figure 43 : Matrices $[S]$ d'un switch (port1-commun, port2-commun)	56
Figure 44 : Notre antenne ETSA	57
Figure 45 : Plan E et plan H de l'antenne	57
Figure 46 : Coefficient de réflexion dans la bande passante [2-4]GHz	57
Figure 47 : R.O.S. dans notre bande passante [2-4]Ghz	58
Figure 48 : Ouverture à -3dB et gain de nos antennes	58
Figure 49 : Panel de composants centralisés autour d'un microcontrôleur	59
Figure 50 : Nomenclature du PIC18F4550	60
Figure 51 : Implémentation d'un microcontrôleur	60
Figure 52 : Microchip 48MHz PIC18F avec le schéma fonctionnel de l'USB	61

<i>Figure 53 : Implantation électronique du microcontrôleur</i>	61
<i>Figure 54 : Implantation électronique des buffers</i>	62
<i>Figure 55 : déroulement d'une communication I<sup>2</sup>C</i>	63
<i>Figure 56 : Implantation électronique des registres</i>	64
<i>Figure 57 : Implantation électronique du décodeur</i>	64
<i>Figure 58 : Implantation électronique permettant l'activation de l'horloge de I<sup>2</sup>C</i>	64
<i>Figure 59 : Etapes d'une compilation sous MPLAB</i>	65
<i>Figure 60 : #define des I/O du microcontrôleur</i>	66
<i>Figure 61 : Pilotage du décodeur</i>	66
<i>Figure 62 : Pilotage des switches</i>	66
<i>Figure 63 : Pilotage du couple atténuateur-déphaseur</i>	67
<i>Figure 64 : Couches logicielles pour le contrôle d'instruments</i>	68
<i>Figure 65 : Boîtes de dialogue de l'analyseur (avec MATLAB)</i>	69
<i>Figure 66 : Boîtes de dialogue de l'analyseur avec les jeux de commandes (avec le logiciel du fabricant)</i>	69
<i>Figure 67 : Boîtes de dialogue avec les jeux de commandes de la carte PIC (avec NI-VISA)</i>	70

# Bibliographie

1. **DUBOIS, A.** "Etude de l'interaction d'une onde électromagnétique avec une structure matérielle en régime temporel : problèmes directs et inverses". 2005.
2. **MICOLAU, G.** "Etude théorique et numérique de la méthode de la Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel (D.O.R.T.) en diffraction électromagnétique". 2001.
3. **CHATELEE, V.** "Développement d'un système d'imagerie microonde multistatique ultra large bande. Application à la détection d'objets en régime temporel et fréquentiel". 2006.
4. **RMEILI, E. SCULLION, T.** ; "Detecting stripping in asphalt concrete layers using GPR", *Transportation Research Record* 1568, pp. 165-174. 1997.
5. **HALABE, U. CHEN, H. ; BHANDARKAR, V. ; SAMI, Z.** ; "Detection of Subsurface anomalies in concrete bridge decks using GPR", *ACI Materials Journal*, Vol 94, no.5, pp. 7-14. 1995.
6. **FRANCHOIS, A.** "Contribution à la tomographie microonde : algorithmes de reconstruction quantitative et vérification expérimentales". 1993.
7. **LE BRUSQ, E.** "Imagerie microonde : influence de la polarimétrie du champ diffracté". 2003.
8. **ADAMS, M. ADERSON, A.** ; "Synthetic aperture tomography imaging for microwave diagnostics", *IEE Proc. Microwaves, Optics and Antennas*, vol. 129, pp. 83-88. 1982.
9. **BOLOMEY, J-C. IZADNEGAHDAR, A. ; JOFRE, L. ; PICHOT, C. ; PERONNET, G. ; SOLAIMANI, M. ;** "Microwave diffraction tomography for Biomedical Application", *IEEE Trans. on Microwave theory and techniques*, vol. 30, pp 1998-2000. 1982.
10. **CHEW, W. YANG, Y-M.** ; "Reconstruction of two-dimensional permittivity distribution using the distorted Born iterative method". 1990.
11. **PETIT, R.** "Ondes électromagnétiques en radioélectricité et en optique". 1993.
12. **HAYKIN, S.** "Communications Systems". 1994.
13. **CHATELEE, V. DAUVIGNAC, J-Y. ; PICHOT, C.** ; "Augmentation de la dynamique de détection au sein d'un système multicapteur destiné à l'imagerie microonde d'objets enfouis". 2003.
14. **SHEN, L. KONG, J.** ; "Applied Electromagnetics". 1987.
15. **DOVIK, R.J. ZRNIC, D.S.** ; "Doppler radar and weather observations". 1984.
16. **SPANO, E.** "Codage en phase et traitement des signaux en radarmétéorologie : étude théorique et réalisation". 1994.
17. **DAUVIGNAC, J-Y.** "Méthodes numériques appliquées aux problèmes de diffraction et de rayonnement en électromagnétisme / Détection et imagerie microonde". 2003.
18. **SAILLARD, M.** *Cours d'électromagnétisme M2R TTM*. 2007.
19. **PENG, Z-Q. TIJHUIS, A-G.** ; "Transient scattering by a lossy dielectric cylinder : Marching-on-in-Frequency Approach". 1993.
20. **SENTENAC, A.** "Etude de la diffusion des ondes électromagnétiques par des surfaces rugueuses. Application à la conception de surfaces sélectives". 1993.
21. **LESSELIER, D. DUCHENE, B.** ; "Buried, 2-D penetrable objets illuminated by line sources : FFT-based iterative computations of the anomalous field". 1991.