



HAL
open science

Définition, Réalisation et Tests d'un radar VHF Multifréquence et Multipolarisation - Projet MOSAR

Christian Brousseau

► **To cite this version:**

Christian Brousseau. Définition, Réalisation et Tests d'un radar VHF Multifréquence et Multipolarisation - Projet MOSAR. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Rennes 1, 1995. Français. NNT: . tel-00085136

HAL Id: tel-00085136

<https://theses.hal.science/tel-00085136>

Submitted on 11 Jul 2006

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

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



N° d'ordre : 1305

THÈSE

présentée

DEVANT L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1

pour obtenir

le grade de : **DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1**

Mention : Electronique

Par

Christian BROUSSEAU

Équipe d'accueil : IETR, Rennes, France

Composante universitaire : Structures et Propriétés de la Matière

DEFINITION, REALISATION ET TESTS D'UN RADAR V.H.F. MULTIFREQUENCE ET MULTIPOLARISATION PROJET M.O.S.A.R.

Soutenue le 13 janvier 1995 devant la Commission d'Examen

Composition du jury :

M. C. GOUTELARD	Professeur à l'Université de Paris Sud	Président
M. M. GRANGER	Ingénieur, DRET/SDR/G2, Paris	Rapporteur
M. J. SAILLARD	Professeur à l'IRESTE, Nantes	Rapporteur
M. L. BERTEL	Professeur à l'Université de Rennes 1	Examineur
M. A. BOURDILLON	Professeur à l'Université de Rennes 1	Examineur
M. G. DESODT	Ingénieur, THOMSON CSF/SDC, Bagneux	Examineur
M. G. LESTURGIE	Ingénieur, ONERA, Palaiseau	Examineur

RESUME

Nous présentons dans cette thèse la définition, la réalisation et les tests d'un radar V.H.F. multifréquence et multipolarisation, travaillant dans une gamme allant de 20 à 100 MHz.

Ce système dénommé M.O.S.A.R. (Maquette Orientée pour un Système d'Analyse de Résonances) a pour objectif la mesure des sections efficaces radars d'avions dans cette gamme de fréquence, afin de fournir l'ensemble des connaissances qui permettront de concevoir un futur radar opérationnel, destiné à la détection et à l'identification des cibles aériennes.

Dans un premier temps, nous définissons les caractéristiques principales du système, telles que la largeur de l'impulsion émise, la période de récurrence, le nombre de fréquences utilisées, Ensuite, nous construisons un radar à impulsions, monostatique, cohérent, commandé par ordinateur, capable de mesurer et d'enregistrer les signaux rétrodiffusés par des avions. Ce système emploie deux réseaux d'antennes différents pour l'émission et la réception, chacun de ces réseaux utilisant respectivement quatre antennes log-périodiques dipolaires. Les informations relatives aux cibles (amplitude, phase et fréquence Doppler) sont ensuite extraites par une analyse spectrale non linéaire haute résolution.

Nous évaluons les performances du radar et précisons les limites du système. Enfin, des résultats expérimentaux sont présentés et confirment les choix dans la définition et la réalisation du radar.

ABSTRACT

In this thesis, we present the definition, the construction and the tests of a new V.H.F. multifrequency and multipolarization radar.

This system called M.O.S.A.R., radar for the analysis of target resonance (in french : Maquette Orientée pour un Système d'Analyse de Résonances) deals with the aircraft Radar Cross Section measurements in the low V.H.F. frequency band (20 - 100 MHz).

At first, we present the basic characteristics of this project such as the pulse width, the pulse rate, the number of frequency, In a second part, we describe the M.O.S.A.R. system. It consists of a coherent, pulsed, monostatic radar controlled by a computer, which is able to measure and record the aircraft backscattered signals. Two different antenna arrays are used for the transmitter and the receiver, each of them constituted by four log-periodic antennas. Then, target parameters (magnitude, phase and Doppler frequency) are obtained by processing methods based on autoregressive spectrum analysis algorithms using forward and backward linear prediction.

Finally, we characterise the behavior and the limitations of this radar and we present several experimental results which confirm the theoretical developments.

Mots clés

Radar, Furtivité, V.H.F., S.E.R., Multifréquence, Multipolarisation, Réseaux d'Antennes, Antennes Log-Périodique, Emetteur, Récepteur, Acquisition de Signaux, Analyse Spectrale Haute Résolution.

SOMMAIRE

	Page
LISTE DES FIGURES -----	1
LISTE DES TABLEAUX -----	7
LISTE DES ABREVIATIONS -----	9
<i>1^{ère} Partie : INTRODUCTION - PRESENTATION DU PROJET - OBJECTIFS</i> -----	11
CHAPITRE I.1 : INTRODUCTION -----	13
I.1.1) Présentation du projet -----	13
I.1.2) Plan du document -----	15
CHAPITRE I.2 : OBJECTIFS -----	17
CHAPITRE I.3 : ANTECEDENTS -----	19
I.3.1) Introduction -----	19
I.3.2) Radars d'application « civile » -----	20
I.3.2.1) Gamme H.F. -----	20
I.3.2.2) Gamme V.H.F. -----	20
I.3.3) Radars d'application « militaire » -----	21
I.3.3.1) Gamme H.F. -----	21
I.3.3.2) Gamme V.H.F. -----	23
I.3.4) Conclusion -----	27

CHAPITRE I.4 : GENERALITES	29
I.4.1) Caractéristiques techniques	29
I.4.1.1) Fréquences d'émission	29
I.4.1.1.1) Bande décamétrique	29
I.4.1.1.2) Bande métrique	30
I.4.1.2) Portée de détection	30
I.4.1.3) Polarisation	32
I.4.1.4) Diagrammes d'ambiguïté	33
I.4.2) Forme d'onde	39
 2ème Partie : SYSTEME RADAR	41
 CHAPITRE II.1 : SYSTEME ANTENNAIRE	43
II.1.1) Définition des antennes	43
II.1.1.1) Modélisation des antennes en espace libre	43
II.1.1.2) Modélisation des antennes au-dessus d'un sol	45
II.1.2) Réseaux d'antennes	47
II.1.2.1) Constitution du réseau élémentaire pour une polarisation	48
II.1.2.2) Amélioration des performances en émission / réception	51
II.1.2.3) Réseaux d'émission et de réception	52
II.1.2.4) Orientation du lobe principal de rayonnement	57
II.1.3) Déphaseurs	58
II.1.3.1) Présentation et implantation	58
II.1.3.2) Calcul des déphasages	60
II.1.3.2.1) Réseau vertical ponctuel	60
II.1.3.2.2) Réseau vertical linéaire	60
II.1.3.3) Commandes des déphaseurs	64
II.1.3.3.1) Introduction	64
II.1.3.3.2) Erreur de phase	64
II.1.3.3.3) Vitesse d'incrémention	65
II.1.3.4) Caractérisation des déphaseurs	65
II.1.4) Câbles	67
II.1.5) Caractérisation du sol	67
II.1.5.1) Introduction	67
II.1.5.2) Amélioration de la terre naturelle	68

II.1.6) Conclusions -----	71
CHAPITRE II.2 : SYSTEMES D'EMISSION / RECEPTION -----	73
II.2.1) Système d'émission -----	73
II.2.1.1) Principe -----	73
II.2.1.2) Description du système d'émission -----	74
II.2.1.3) Amplificateurs d'émission -----	78
II.2.1.4) Modulation en impulsion -----	80
II.2.1.5) Signaux d'émission -----	83
II.2.2) Système de réception -----	84
II.2.2.1) Principe -----	84
II.2.2.2) Sensibilité du système de réception -----	86
II.2.2.2.1) Evaluation de la section efficace radar d'une cible -	87
II.2.2.2.2) Evaluation du facteur de pertes liées au radar -----	87
II.2.2.2.3) Evaluation du facteur de pertes dues à la	
propagation -----	88
II.2.2.2.4) Détermination de la sensibilité du système de	
réception -----	89
II.2.2.3) Rapport signal à bruit en sortie du récepteur -----	89
II.2.2.3.1) Evaluation du facteur de bruit du radar -----	91
II.2.2.3.2) Détermination de la puissance de bruit à l'entrée du	
Récepteur -----	92
II.2.2.3.3) Détermination du rapport signal à bruit en sortie du	
récepteur -----	97
II.2.2.4) Système de réception -----	98
II.2.2.4.1) Principe -----	98
II.2.2.4.2) Schéma synoptique du système de réception -----	98
II.2.2.4.3) Préamplificateurs d'antennes -----	100
II.2.2.4.4) Récepteurs -----	101
II.2.2.5) Protection des récepteurs -----	110
CHAPITRE II.3 : SYSTEME D'ACQUISITION ET DE PILOTAGE -----	113
II.3.1) Système d'acquisition -----	113
II.3.1.1) Principe -----	113
II.3.1.2) Définition des paramètres d'acquisition -----	114
II.3.1.2.1) Fréquence d'échantillonnage -----	114
II.3.1.2.2) Nombre de bits de conversion -----	114
II.3.1.2.3) Temps d'acquisition et de conversion -----	114
II.3.1.2.4) Erreurs de linéarité de gain et d'offset -----	116
II.3.1.3) Gestion des acquisitions -----	116

II.3.1.4) Système d'acquisition -----	118
II.3.2) Système de pilotage -----	119
II.3.2.1) Introduction -----	119
II.3.2.2) Système informatique -----	119
II.3.2.3) Commande de la forme d'onde émise -----	120
II.3.2.4) Commande des réseaux d'antennes -----	120
II.3.2.5) Gestion du système -----	121
II.3.2.5.1) Interface de gestion -----	121
II.3.2.5.2) Organigramme de la gestion du système -----	127
CHAPITRE II.4 : TRAITEMENT DES SIGNAUX RADAR -----	131
II.4.1) Principe -----	131
II.4.2) Création des signaux rétrodiffusés complexes -----	132
II.4.2.1) Introduction -----	132
II.4.2.2) Rappel sur la transformée de Hilbert -----	134
II.4.2.3) Détermination des composantes complexes d'un signal réel ---	134
II.4.2.3.1) Démodulation cohérente -----	134
II.4.2.3.2) Démodulateur I&Q numérique -----	135
II.4.3) Estimation spectrale -----	141
II.4.3.1) Introduction -----	141
II.4.3.2) Choix d'une méthode -----	142
II.4.3.3) Estimation du spectre A.R. par les moindres carrés -	
Algorithme de Marple -----	142
II.4.3.4) Estimation A.R. : Sélection de l'ordre -----	145
II.4.3.5) Estimation A.R. : Influence du bruit -----	146
II.4.4) Application au radar cohérent -----	147
II.4.4.1) Méthode d'analyse -----	147
II.4.4.2) Algorithme de traitement -----	150
CHAPITRE II.5 : CALIBRAGE DU SYSTEME -----	153
II.5.1) Introduction -----	153
II.5.2) Calibrage « électronique » -----	154
II.5.3) Calibrage « électromagnétique » -----	157
II.5.3.1) Introduction -----	157
II.5.3.2) Méthode « hybride » -----	158

II.5.4) Conclusion -----	162
CHAPITRE II.6 : CARACTERISATION DU SYSTEME RADAR -----	163
II.6.1) Introduction -----	163
II.6.2) Description du radar -----	163
II.6.3) Limites technologiques du radar -----	165
II.6.3.1) Système d'émission -----	165
II.6.3.2) Système de réception -----	167
II.6.3.3) Système d'acquisition -----	170
II.6.4) Limites logicielles du système -----	170
II.6.4.1) Influence de l'ordre du modèle A.R. -----	170
II.6.4.2) Influence de la postintégration -----	171
II.6.4.3) Influence du rapport signal à bruit -----	172
II.6.4.4) Résolution fréquentielle -----	173
II.6.5) Conséquences sur le fonctionnement du système -----	174
3ème Partie : EXPERIMENTATIONS -----	175
CHAPITRE III.1 : EXPERIMENTATIONS -----	177
III.1.1) Introduction -----	177
III.1.2) Présentation succincte de la station expérimentale -----	177
III.1.3) Principe de la mesure -----	179
III.1.4) Analyse des résultats -----	179
III.1.4.1) Introduction -----	179
III.1.4.2) Analyse « mono-fréquence » -----	181
III.1.4.2.1) Présentation des résultats -----	181
III.1.4.2.2) 17 Novembre 1994 à 16h30 -----	181
III.1.4.2.3) 21 Novembre 1994 à 14h50 -----	184
III.1.4.2.4) 21 Novembre 1994 à 16h30 -----	189
III.1.4.3) Analyse « multi-fréquence » -----	192
III.1.4.3.1) Introduction -----	192
III.1.4.3.2) 30 Novembre 1994 à 16h47 -----	192
III.1.4.3.3) 30 Novembre 1994 à 16h35 -----	193

III.1.5) Conclusion ----- 197

**4^{ème} Partie : CONCLUSION - ANNEXE - REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES ----- 199**

CHAPITRE IV.1 : CONCLUSION ----- 201

CHAPITRE IV.2 : LISTE DES CONSTRUCTEURS ET DISTRIBUTEURS ----- 205

CHAPITRE IV.3 : REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES ----- 209

LISTE DES FIGURES

-
- Figure I.3.1 : Vue d'artiste du radar M.S.T. de Poker Flat.
 Figure I.3.2 : Principe d'un radar O.T.H.
 Figure I.3.3 : Positions et zones de couverture nominales des radars O.T.H. militaires dans l'hémisphère nord.
 Figure I.3.4 : Vue du « relocatable » O.T.H. radar.
 Figure I.3.5 : Vue du réseau d'antennes du radar SPS 37 (U.S.A.).
 Figure I.3.6 : Vue du réseau d'antennes du radar KNIFE REST (ex - U.R.S.S.).
 Figure I.3.7 : Vue du radar SACHEM en opération.
 Figure I.3.8 : Vue du radar PARASOL déployé.
 Figure I.3.9 : Vue du système d'aérien du radar R.I.A.S.
-

- Figure I.4.1 : Diagramme d'ambiguïté normalisé d'un radar dont le traitement s'effectue sur une seule impulsion.
 Figure I.4.2 : Diagramme d'ambiguïté normalisé de la maquette M.O.S.A.R., dans la cas où le traitement Doppler est effectué sur une seule impulsion.
 Figure I.4.3 : Diagramme d'ambiguïté normalisée du radar pulse Doppler, dans le cas d'un traitement pour la fréquence Doppler sur 5 impulsions ($T_i = 40 \mu\text{s}$, $T_r = 400 \mu\text{s}$).
 Figure I.4.4 : Structure de la surface d'ambiguïté le long de l'axe des fréquences Doppler.
-

- Figure II.1.1 : Schéma descriptif de l'antenne log-périodique dipolaire.
 Figure II.1.2 : Vue d'une antenne RACAL-DANA RA943 utilisée.
 Figure II.1.3 : Modélisation du diagramme de rayonnement en espace libre de l'antenne RA943, pour $f = 40$ et 80 MHz.
 Figure II.1.4 : Limite de validité de la méthode du coefficient de réflexion : cas du dipôle.
 Figure II.1.5 : Diagrammes de rayonnement en polarisation horizontale (a) et verticale (b), d'une antenne placée au-dessus d'un sol moyennement sec ($h = 10$ m; $\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m).
 Figure II.1.6 : Diagrammes de directivité en polarisation horizontale (a) et verticale (b), d'une antenne placée à deux hauteurs différentes au-dessus d'un sol moyennement sec, ($f = 40$ MHz; $\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m).
 Figure II.1.7 : Diagrammes de directivité en polarisation horizontale, pour différentes hauteurs d'antennes, au-dessus d'un sol moyennement sec ($f = 40$ MHz; $h = 10$ m; $\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m).
 Figure II.1.8 : Géométrie d'un réseau élémentaire à deux antennes en polarisation horizontale.
 Figure II.1.9 : Module et phase du coefficient de réflexion d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m), pour $f = 40$ MHz.

- Figure II.1.10 : Diagrammes de directivité en polarisation horizontale (a) et verticale (b), du réseau d'émission, pour $f = 40$ MHz, au-dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m).
- Figure II.1.11 : Diagrammes de directivité en polarisation horizontale (a) et verticale (b), du réseau de réception, pour $f = 40$ MHz, au-dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m),
- Figure II.1.12 : Gain total des réseaux (émission - réception) en polarisation horizontale (a) et verticale (b), pour $f = 40$ Mhz, au-dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m).
- Figure II.1.13 : Réseau d'émission.
- Figure II.1.14 : Réseau de réception.
- Figure II.1.15 : Diagrammes de directivité des réseaux d'émission et de réception, pour une direction de visée donnée ($\theta = 20^\circ$; $A_z = +10^\circ$), $f = 40$ MHz, au-dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m).
- Figure II.1.16 : Vue actuelle des réseaux d'émission et de réception de la maquette M.O.S.A.R.
- Figure II.1.17 : T.O.S. de l'antenne RACAL-DANA RA943 placée à une hauteur de 6 m au dessus d'un sol naturel.
- Figure II.1.18 : Schéma électrique de la carte d'acquisition des coordonnées de la cible.
- Figure II.1.19 : Implantation des déphaseurs dans le cas de déphaseurs à large bande passante et de déphaseurs à fréquence fixe.
- Figure II.1.20 : Réseau d'antennes linéaire.
- Figure II.1.21 : Réseau d'émission - Polarisation horizontale : Déphasage Φ_1 (θ, A_z) et Φ_2 (θ, A_z) à appliquer aux signaux issus respectivement de l'antenne (1) et (2), au dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m), pour une fréquence de 40 MHz et une distance entre les mâts d'un même réseau de 20 m.
- Figure II.1.22 : Réseau d'émission - Polarisation verticale : Déphasage Φ_3 (θ, A_z) et Φ_4 (θ, A_z) à appliquer aux signaux issus respectivement de l'antenne (3) et (4) , au dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m), pour une fréquence de 40 MHz et une distance entre les mâts d'un même réseau de 20 m.
- Figure II.1.23 : Réseau de réception - Polarisation horizontale : Déphasage Φ_5 (θ, A_z) et Φ_6 (θ, A_z) à appliquer aux signaux issus respectivement de l'antenne (5) et (6), au dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m), pour une fréquence de 40 MHz et une distance entre les mâts d'un même réseau de 20 m.
- Figure II.1.24 : Réseau de réception - Polarisation verticale : Déphasage Φ_7 (θ, A_z) et Φ_8 (θ, A_z) à appliquer aux signaux issus respectivement de l'antenne (7) et (8), au dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m), pour une fréquence de 40 MHz et une distance entre les mâts d'un même réseau de 20 m.
- Figure II.1.25 : Schéma électrique d'un déphaseur.
- Figure II.1.26 : Vue d'un déphaseur ($0^\circ - 360^\circ$) à commande numérique (8 bits) utilisé dans le radar M.O.S.A.R.
- Figure II.1.27 : Module du coefficient de réflexion pour deux sols différents, pour $f = 40$ MHz.
- Figure II.1.28 : Géométrie de la première zone de Fresnel.

-
- Figure II.2.2 : Vue du système d'émission du radar M.O.S.A.R.
- Figure II.2.1 : Schéma synoptique du système d'émission.
- Figure II.2.3 : Système d'émission (bloc N°2), filtres passe-bas à 96 MHz.
- Figure II.2.4 : Système d'émission (bloc N°6A) - Gain des préamplificateurs.

- Figure II.2.5 : Système d'émission, gain en fonction de la fréquence des amplificateurs de puissance.
- Figure II.2.6 : Système d'émission, déphasage entrée-sortie des amplificateurs de puissance.
- Figure II.2.7 : Montage expérimental pour la mesure du produit d'intermodulation.
- Figure II.2.8 : Réponse fréquentielle d'un amplificateur de puissance lorsqu'il est excité par 2 sinusoïdes ayant un décalage de 1 MHz.
- Figure II.2.9 : Système d'émission, rapport on/off des commutateurs AsGa.
- Figure II.2.10 : Diagramme simplifié d'un système de réception super-hétérodyne.
- Figure II.2.11 : Estimation de l'absorption médiane de l'oxygène et de la vapeur d'eau.
- Figure II.2.12 : Puissance reçue en polarisation horizontale pour une puissance d'émission de 2 kW et une cible se trouvant à une altitude de 10 km avec une S.E.R. de 10 m².
- Figure II.2.13 : Puissance reçue en polarisation verticale pour une puissance d'émission de 2 kW et une cible se trouvant à une altitude de 10 km avec une S.E.R. de 10 m².
- Figure II.2.14 : Configuration simplifiée du système de réception.
- Figure II.2.15 : Bande passante mesurée et bande équivalente de bruit du système de réception.
- Figure II.2.16 : Modélisation d'une antenne du point de vue du bruit.
- Figure II.2.17 : Niveau moyen du bruit dû aux « atmosphériques », zone européenne (décharge orageuse).
- Figure II.2.18 : Facteur de bruit externe en fonction de la fréquence.
- Figure II.2.19 : Facteur de bruit industriel en fonction de la fréquence.
- Figure II.2.20 : Schéma synoptique du système de réception.
- Figure II.2.21 : Vue du système de réception du radar M.O.S.A.R.
- Figure II.2.22 : Système de réception - Préamplificateurs d'antennes, puissance de sortie en fonction de l'entrée.
- Figure II.2.23 : Système de réception (bloc N°6B), gain des préamplificateurs d'entrée.
- Figure II.2.24 : Schéma simplifié du premier étage du récepteur pour une polarisation.
- Figure II.2.25 : Efficacité relative au filtre « adapté idéal », d'un filtre de réponse en fréquence rectangulaire, lorsque le signal d'entrée est une impulsion rectangulaire de largeur $B \cdot T_i$.
- Figure II.2.26 : Système de réception (bloc N°7), bande passante des filtres à quartz.
- Figure II.2.27 : Système de réception (bloc N°7), bande passante des filtres à quartz.
- Figure II.2.28 : Système de réception (bloc N°7) - Filtres à quartz, variation de phase dans la bande passante.
- Figure II.2.29 : Schéma simplifié du second étage du récepteur super-hétérodyne, pour une polarisation.
- Figure II.2.30 : Système de réception (bloc N°8) - Filtres B.F. passe-bande.
- Figure II.2.31 : Système de réception (bloc N°8), vue des filtres B.F. passe-bande à 75 kHz utilisés.
- Figure II.2.32 : Système de réception (bloc N°8) - Bande passante d'un filtre basse fréquence.
- Figure II.2.33 : Système de réception (bloc N°8), bande passante d'un filtre basse fréquence.
- Figure II.2.34 : Système de réception (bloc N°6B), rapport on/off des commutateurs AsGa.
- Figure II.2.35 : Système de réception, protection des préamplificateurs d'antennes et du récepteur.

Figure II.3.1 : Restitution du signal par le théorème de « l'échantillonnage idéalisé ».

- Figure II.3.2 : Chronologie de l'acquisition pour un convertisseur analogique/numérique à capacité.
- Figure II.3.3 : Position de la porte d'acquisition par rapport à la cible, dans le cas d'une acquisition pendant 100 μ s.
- Figure II.3.4 : Architecture de la gestion et du stockage des acquisitions.
- Figure II.3.5 : Architecture standard pour la mesure et l'instrumentation.
- Figure II.3.6 : Architecture logicielle.
- Figure II.3.7 : Vue de la façade-avant graphique commandant les sources d'émission.
- Figure II.3.8 : Vue du diagramme de la façade-avant commandant les sources d'émission.
- Figure II.3.9 : Vue de la façade-avant graphique gérant le radar en mode « veille ».
- Figure II.3.10 : Schéma électrique de la carte de synchronisation.
- Figure II.3.11 : Organigramme de gestion du radar M.O.S.A.R.

- Figure II.4.1 : Schéma synoptique d'une chaîne de réception.
- Figure II.4.2 : Représentation spectrale du signal analytique et du signal réel.
- Figure II.4.3 : Représentation spectrale de l'enveloppe complexe $\alpha_x (f)$ d'un signal $x (f)$.
- Figure II.4.4 : Synoptique de la transformée de Hilbert.
- Figure II.4.5 : Détermination des composantes I&Q par démodulation cohérente.
- Figure II.4.6 : Réponse impulsionnelle à temps discret de la transformée de Hilbert.
- Figure II.4.7 : Transformée de Hilbert sous forme de filtre R.I.F.
- Figure II.4.8 : Module d'une transformée de Hilbert tronquée à 15 éléments.
- Figure II.4.9 : Module d'une transformée de Hilbert tronquée à 15 éléments et pondérée par une fenêtre de Hamming.
- Figure II.4.10 : Démodulateur I&Q à 7 éléments.
- Figure II.4.11 : Module de la réponse fréquentielle du filtre de Hilbert, pondérée par une fenêtre de Hamming et de Linde & Waters.
- Figure II.4.12 : Comparaison entre les algorithmes de Burg et L.S. - Sensibilité au dédoublement de fréquences (rapport S/B élevé).
- Figure II.4.13 : Comparaison entre les algorithmes de Burg et L.S. - Sensibilité à la phase initiale (biais de fréquence).
- Figure II.4.14 : Module de la réponse fréquentielle du filtre R.I.F. de Hilbert à 11 coefficients.
- Figure II.4.15 : Spectre du signal sans prédiction ($k = 11$) constitué de 2 échos.
- Figure II.4.16 : Spectre du signal avec prédiction ($k = 11$) constitué de 2 échos.
- Figure II.4.17 : Algorithme de traitement des signaux de la maquette M.O.S.A.R.

- Figure II.5.1 : Montage expérimental pour le calibrage électronique des systèmes d'émission et de réception.
- Figure II.5.2 : Calibrage électronique du système de réception.
- Figure II.5.3 : Variance de G et de ϕ_g en fonction de la phase δ et du nombre d'échantillons - Rapport signal à bruit = 30 dB.
- Figure II.5.4 : Variance de G et de ϕ_g en fonction de la phase δ et du nombre d'échantillons - Rapport signal à bruit = 10 dB.

- Figure II.6.1 : Vue actuelle du banc de mesure du radar M.O.S.A.R.
- Figure II.6.2 : Allure du signal contenu dans une impulsion émise avec 3 fréquences (30, 55 et 80 MHz).
- Figure II.6.3 : Bande passante en sortie du système de réception.
- Figure II.6.4 : Spectre en sortie du récepteur d'un signal test ($P_e = -120$ dBm; $f = 60$ MHz).
- Figure II.6.5 : Réponse fréquentielle du système de réception excité par 2 sinusoïdes espacées de 1 kHz ($P_e = -70$ dBm ; $f = 60$ MHz).
- Figure II.6.6 : Puissance de bruit mesurée en sortie du récepteur dans une bande de 100 Hz (entrées chargées sur 50 Ω).
- Figure II.6.6 : Variation de l'erreur commise sur la fréquence Doppler en fonction de l'ordre du modèle A.R.
- Figure II.6.7 : Influence de la postintégration sur l'erreur commise sur la fréquence Doppler, pour différents rapports signal à bruit.
- Figure II.6.8 : Influence du rapport signal à bruit sur l'erreur commise sur la fréquence Doppler, pour différentes longueurs d'intégration.
- Figure II.6.9 : Spectre Doppler pour deux fréquences ($f_{d1} = 30$ Hz, $f_{d2} = 45$ Hz) sans prédiction et avec prédiction (ordre = 30 %, longueur = 100 %).

- Figure III.1.1 : Situation géographique de la station d'expérimentation vis à vis du couloir aérien UA25.
- Figure III.1.2 : Encombrement spectral dans la bande V.H.F. allant de 20 à 100 MHz.
- Figure III.1.3 : Diagrammes de rayonnement simulés des réseaux d'antennes d'émission/réception, en polarisation horizontale au-dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m).
- Figure III.1.4 : Fréquence Doppler en fonction de la distance pour un écho mesuré le 17 Novembre 1994 à 16h30 - $f = 35$ MHz.
- Figure III.1.5 : Signal acquis sur la case distance n°4 (22.5 km) pendant 0.2s (17 Novembre 1994 - 16h30 - $f = 35$ MHz).
- Figure III.1.6 : Phase du signal acquis sur la case distance n°4 (22.5 km) pendant 0.2s (17 Novembre 1994 - 16h30 - $f = 35$ MHz).
- Figure III.1.7 : Spectre du signal acquis sur la case distance n°4 (22.5 km), analyse sur 100 impulsions (17 Novembre 1994 - 16h30 - $f = 35$ MHz).
- Figure III.1.8 : Fréquence Doppler en fonction de la distance pour un écho mesuré le 21 Novembre 1994 à 14h50 - $f = 45$ MHz.
- Figure III.1.9 : Variation de la fréquence Doppler en fonction du temps (21 Novembre 1994 à 14h50 - $f = 45$ MHz).
- Figure III.1.10 : Puissance reçue en fonction de la distance sur un écho mesuré le 21 Novembre 1994 à 14h50 ($f = 45$ MHz).
- Figure III.1.11 : S.E.R. estimée en fonction de l'angle d'orientation sur un écho mesuré le 21 Novembre 1994 à 14h50 ($f = 45$ MHz), en supposant la cible dans l'axe de visée du radar et à une altitude de 10 km.
- Figure III.1.12 : Signal acquis sur la case distance n°10 (22.5 km) pendant 0.23 s (21 Novembre 1994 - 14h50 - $f = 45$ MHz).
- Figure III.1.13 : Phase du signal acquis sur la case distance n°10 (22.5 km) pendant 0.23 s (21 Novembre 1994 - 14h50 - $f = 45$ MHz).
- Figure III.1.14 : Fréquence Doppler en fonction de la distance pour un écho mesuré le 21 Novembre 1994 à 14h50 - $f = 45$ MHz.

- Figure III.1.15 : Variation de la fréquence Doppler en fonction du temps (21 Novembre 1994 à 16h30 - $f = 45$ MHz).
- Figure III.1.16 : Puissance reçue en fonction de la distance sur les deux échos mesurés le 21 Novembre 1994 à 16h30 ($f = 45$ MHz).
- Figure III.1.17 : S.E.R. estimée en fonction de l'angle d'orientation sur un écho mesuré le 21 Novembre 1994 à 14h50, en supposant la cible dans l'axe de visée du radar et à une altitude de 10 km ($f = 45$ MHz).
- Figure III.1.18 : Fréquence Doppler en fonction de la distance pour un écho mesuré le 30 Novembre 1994 à 16h47, pour deux fréquences d'émission $f_1 = 40$ MHz et $f_2 = 45$ MHz.
- Figure III.1.19 : Fréquence Doppler en fonction de la distance pour un écho mesuré le 30 Novembre 1994 à 16h35, pour deux fréquences d'émission $f_1 = 45$ MHz et $f_2 = 50$ MHz.
- Figure III.1.20 : Variations de la fréquence Doppler en fonction du temps (30 Novembre 1994 à 16h35; $f_1 = 45$ MHz ; $f_2 = 50$ MHz).
- Figure III.1.21 : Puissance reçue en fonction de la distance sur un écho mesuré le 30 Novembre 1994 à 16h35 ($f_1 = 45$ MHz ; $f_2 = 50$ MHz).
- Figure III.1.22 : S.E.R. estimée en fonction de l'angle d'orientation sur un écho mesuré le 30 Novembre 1994 à 16h35, en supposant la cible dans l'axe de visée du radar à une altitude de 10 km ($f_1 = 45$ MHz ; $f_2 = 50$ MHz).

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1.1 : Organisation chronologique du projet M.O.S.A.R.

Tableau I.4.1 : Plan d'occupation des fréquences dans la bande de 20 à 30 MHz, défini par l'I.T.U.
Tableau I.4.2 : Plan d'occupation des fréquences dans la bande de 30 à 100 MHz, défini par l'I.T.U.

Tableau II.2.1 : Récapitulatif des dispersions d'amplitude et de phase entre les voies du système d'émission.
Tableau II.2.1 : Facteurs de bruit « externe » pour $f = 20$ MHz et $f = 100$ MHz.
Tableau II.2.2 : Températures de bruit « externe » pour $f = 20$ MHz et $f = 100$ MHz

Tableau II.5.1 : Dispersion en amplitude et en phase, entre les voies du système d'émission et du système de réception.

Tableau II.6.1 : Caractéristiques mesurées du système d'émission.
Tableau II.6.2 : Caractéristiques mesurées du système de réception.

Tableau III.1.1 : Puissance reçue à l'entrée du récepteur et estimée de la S.E.R. pour deux fréquences d'émission (40 et 45 MHz), en supposant une cible se déplaçant à une altitude de 10 km (écho mesuré le 30 Novembre 1994 à 16h47).

Tableau IV.1.1 : Caractéristiques principales de la maquette M.O.S.A.R.

LISTE DES ABRÉVIATIONS

- 1 RA.D.A.R. : RAdio Detection And Ranging.
 2 H.F. : High Frequency.
 3 V.H.F. : Very High Frequency.
 4 G.S.A.R. : Groupement Scientifique Antenne - Radar.
 5 I.R.I.S.A. : Institut de Recherche en Informatique et Signaux Aléatoires.
 6 D.R.E.T. : Direction des Recherches, Etudes et Techniques.
 7 O.N.E.R.A. : Office National d'Etudes et Recherches Aéronautiques.
 8 L.C.T.A.R. : Le Centre Thomson d'Applications Radar.
 9 R.C.M. : Radar et Contre-Mesures.
 10 S.D.C. : Surveillance, Défense et Contrôle.
 11 U.R.A. : Unité de Recherche Associée.
 12 I.R.E.S.T.E. : Institut de Recherche et d'Enseignement Supérieur aux Techniques de
 l'Electronique.
 13 L.T.S.I. : Laboratoire de Traitement du Signal et de l'Information.
 14 C.N.R.S. : Centre National de la Recherche Scientifique.
 15 D.R.E.D. : Direction des Recherches et Etudes Doctorales.
 16 S.E.R. : Section Efficace Radar.
 17 M.O.S.A.R. : Maquette Orientée pour un Système d'Analyse de Résonances.
 18 L.E.T.T.I. : Laboratoire d'Etudes des Transmissions Ionosphériques.
 19 C.N.E.T. : Centre National d'Etudes des Télécommunications.
 20 M.S.T. : Mésosphère - Stratosphère - Troposphère.
 21 L.S.E.E.T. : Laboratoire de Sondage Electromagnétique de l'Environnement Terrestre.
 22 SOU.SY : SOUnding SYstem.
 23 CoCo : COaxial - COlinear.
 24 O.T.H. : Over-The-Horizon.
 25 CON.U.S. O.T.H. B. : CONtinental United States Over-The-Horizon Backscatter.
 26 R.O.T.H.R. : Relocatable O.T.H. Radar.
 27 A.R.M. : Anti-Radiation Missile.
 28 R.I.A.S. : Radar à Impulsion et Antennes Synthétiques.
 29 I.T.U. : International Telecommunication Union.
 30 W.A.R.C. : World Administration Radio Conference.
 31 L.P.D. : Log-Périodique Dipolaire.
 32 CO.T.A.L. : COmmandement de Tir pour l'Artillerie Légère.
 33 I.E.E.E. : Institute of Electrical and Electronics Engineers.
 34 L.O. : Local Oscillator.
 35 R.F. : Radio Frequency.
 36 I.F. : Intermediate Frequency.
 37 C.W. : Continous Wave.
 38 S.E.R. : Section Efficace Radar.
 39 I.P.3 : Third Order Interception Point.
 40 D.A.P. : Détecteurs Amplitude - Phase.
 41 C.E.P.E. : Compagnie d'Electricité et Piézo-Electricité.
 42 H.F. : Haute Fréquence.

- 43 B.F. : Basse Fréquence.
- 44 C.M.S. : Composants Montés en Surface.
- 45 L.S.B. : Less Significant Bit.
- 46 F.I.F.O. : First In - First Out.
- 47 V.M.E. : Virtual Memory Extended.
- 48 R.A.M. : Random Access Memory.
- 49 M.I.P.S. : Mega Integer Per Second.
- 50 M.FLO.P.S. : Mega Float Per Second
- 51 S.B. : Sun Bus.
- 52 M.X.I. : Multisystem eXtension Interface.
- 53 P.I./T. : Parrallel Interface/Timer.
- 54 T.T.L. : Transistor-Transistor Logic.
- 55 I & Q : In Phase & Quadrature.
- 56 R.I.F. : Réponse Impulsionnelle Finie.
- 57 H.R. : Haute Résolution.
- 58 A.R. : Auto Regressive.
- 59 M.A. : Moving Average.
- 60 A.R.M.A. : Auto Regressive - Moving Average.
- 61 F.F.T. : Fast Fourier Transform.
- 62 L.S. : Least Squares.
- 63 F.P.E. : Final Prediction Error.
- 64 A.I.C. : Akaike Information Criterion.
- 65 M.D.L. : Minimizes the Description Length.
- 66 C.A.T. : Criterion Autoregressive Transfer.
- 67 G.P.S. : Global Positioning System.
- 68 E.T.EX. : European Tracer EXperiment.
- 69 F.M. : Frequency Modulation.
- 70 T.L. : Temps Local.

1^{ère} PARTIE :

INTRODUCTION PRESENTATION DU PROJET OBJECTIFS

	Page
Chapitre I.1 : Introduction -----	13
I.1.1) Présentation du projet -----	13
I.1.2) Plan du document -----	15
Chapitre I.2 : Objectifs -----	17
Chapitre I.3 : Antécédents -----	19
I.3.1) Introduction -----	19
I.3.2) Radars d'application « civile » -----	20
I.3.2.1) Gamme H.F. -----	20
I.3.2.2) Gamme V.H.F. -----	20
I.3.3) Radars d'application « militaire » -----	21
I.3.3.1) Gamme H.F. -----	21
I.3.3.2) Gamme V.H.F. -----	23
I.3.4) Conclusion -----	27
Chapitre I.4 : Généralités -----	29
I.4.1) Caractéristiques techniques -----	29
I.4.1.1) Fréquences d'émission -----	29
I.4.1.1.1) Bande décimétrique -----	29
I.4.1.1.2) Bande métrique -----	30
I.4.1.2) Portée de détection -----	30
I.4.1.3) Polarisation -----	32
I.4.1.4) Diagrammes d'ambiguïté -----	33
I.4.2) Forme d'onde -----	39

CHAPITRE I.1 : INTRODUCTION

I.1.1) PRESENTATION DU PROJET

Ce projet dénommé M.O.S.A.R. (Maquette Orientée pour un Système d'Analyse de Résonances) a pour objectif la définition, la réalisation et l'expérimentation d'un RA.D.A.R.¹ multifréquence et multipolarisation travaillant dans la gamme de fréquence allant de 20 à 100 MHz, c'est-à-dire au sommet de la bande H.F.² et à la base de la bande V.H.F.³. Il a été défini dans le cadre du G.S.A.R.⁴ qui rassemble des universités et des entreprises des secteurs public et privé, telles que :

- l'I.R.I.S.A.⁵,
- l'Université de Rennes 1,
- la société DASSAULT ELECTRONIQUE,
- l'Université de Nantes,
- la D.R.E.T.⁶,
- l'O.N.E.R.A.⁷,
- la Société THOMSON/C.S.F. - L.C.T.A.R.⁸, R.C.M.⁹ et S.D.C.¹⁰.

Le laboratoire Radiocommunications de l'U.R.A.¹¹ C.N.R.S. N°834 (Université de Rennes 1) a été désigné maître d'oeuvre de cette étude.

¹ RA.D.A.R. : RAdio Detection And Ranging.

² H.F. : High Frequency.

³ V.H.F. : Very High Frequency.

⁴ G.S.A.R. : Groupement Scientifique Antenne - Radar.

⁵ I.R.I.S.A. : Institut de Recherche en Informatique et Signaux Aléatoires.

⁶ D.R.E.T. : Direction des Recherches, Etudes et Techniques.

⁷ O.N.E.R.A. : Office National d'Etudes et Recherches Aéronautiques.

⁸ L.C.T.A.R. : Le Centre Thomson d'Applications Radar.

⁹ R.C.M. : Radar et Contre-Mesures.

¹⁰ S.D.C. : Surveillance, Défense et Contrôle.

¹¹ U.R.A. : Unité de Recherche Associée.

Différents partenaires y sont associés :

- l'I.R.E.S.T.E.¹² (Université de Nantes),
- le L.T.S.I.¹³ (Université de Rennes 1),
- l'O.N.E.R.A. (Palaiseau),
- THOMSON C.S.F./S.D.C. (Meudon la Forêt).

Les organismes soutenant ce projet sont la D.R.E.T., le C.N.R.S.¹⁴, la D.R.E.D.¹⁵ et le Conseil Régional de Bretagne.

La première partie de ce projet se décompose en deux phases. Dans le tableau I.1, celles-ci sont résumées avec les diverses études effectuées, les partenaires associés à chacune et la chronologie de l'exécution des travaux et des prestations.

Les partenaires de ce projet sont donc des prestataires chargés d'aider à la définition du radar. Ils participeront ensuite au dépouillement et à l'exploitation des données acquises.

Organisme	Chronologie				
	12/93	05/94	12/94	05/95	12/95
O.N.E.R.A.	Elaboration d'un Modèle de Propagation				
THOMSON C.S.F./S.D.C.	Physique du Problème	Définition de procédures de calibrage	Suivi de la Réalisation de la Maquette		
Laboratoire Radiocommunications	Définition de la Maquette	Réalisation de la Maquette			
L.T.S.I.			Etude des Méthodes de Traitement de l'Information		
I.R.E.S.T.E.			Etude des Méthodes de Traitement Polarimétrique		

Tableau I.1.1 : Organisation Chronologique du Projet M.O.S.A.R.

I.1.2) PLAN DU DOCUMENT

Ce rapport s'organise autour de quatre chapitres qui peuvent être décrits comme suit :

- Le premier chapitre introduit le sujet et présente le contexte de l'étude. Il donne les objectifs et les contraintes qui y sont liés. Ensuite, une description succincte des radars existants et travaillant dans la même gamme de fréquence, est faite. Puis, les caractéristiques générales de la maquette du radar telles qu'elles ont été définies lors des réunions G.S.A.R. sont présentées. Les problèmes relatifs à ces caractéristiques sont évoqués et des solutions envisagées.
- Le deuxième chapitre présente l'architecture du système ainsi que les performances des différents sous-ensembles qui le constituent. Les réseaux d'antennes ainsi que les systèmes d'émission, de réception et de pilotage sont définis, présentés et qualifiés. Les caractéristiques souhaitées et les limitations

¹² I.R.E.S.T.E. : Institut de Recherche et d'Enseignement Supérieur aux Techniques de l'Electronique.

¹³ L.T.S.I. : Laboratoire de Traitement du Signal et de l'Information.

¹⁴ C.N.R.S. : Centre National de la Recherche Scientifique.

¹⁵ D.R.E.D. : Direction des Recherches et Etudes Doctorales.

technologiques sont confrontées afin d'expliquer les différents choix. Ensuite, vient la présentation des différentes méthodes de traitement numérique de l'information réalisées dans le cadre de cette étude et des méthodes de calibrage envisagées.

- Le troisième chapitre présente les premiers résultats de mesure de S.E.R.¹⁶ sur des cibles réelles dans cette gamme de fréquence. L'amplitude, la phase et la fréquence Doppler des signaux reçus, sont présentées.
- Le quatrième chapitre conclut en effectuant un bilan provisoire sur les possibilités de développement et les limitations de cette étude. Enfin, une liste des ouvrages et publications ayant été utilisés comme support pour ce mémoire, est énumérée et quelques annexes présentées.

Signalons que ce projet a fait l'objet de publications dont les références sont citées dans ce document.

¹⁶ S.E.R. : Section Efficace Radar.

CHAPITRE I.2 : OBJECTIFS

Les fonctionnalités des futurs radars de veille aérienne ne se bornent plus à la détection et à la localisation des cibles aériennes, elles incluent aussi l'identification ou au moins la discrimination, tous ces objectifs se heurtant à leur furtivité croissante (matériaux absorbants [1][2][3], géométries spéciales [4]).

Afin de répondre aux aspects Détection et Identification, les fréquences de la gamme V.H.F. présentent plusieurs intérêts :

- La détection est facilitée par la signature intrinsèque élevée des cibles, par l'impossibilité de mise en oeuvre de matériaux absorbants efficaces et par la portée des ondes à ces fréquences.
- L'identification trouve aussi un nouveau support. En effet, les cibles usuelles se trouvent alors en zone de résonance. Il semble donc possible d'extraire des informations sur leur géométrie ou leur nature à partir de l'analyse de leurs réponses fréquentielles, chaque cible étant caractérisée par un jeu unique de fréquences de résonance.

Le concept de radar multifréquence et multipolarisation est donc une réponse prometteuse à ce durcissement des missions opérationnelles des radars de veille aérienne [5] :

- L'utilisation de fréquences basses réduit notablement l'efficacité des techniques de furtivité.
- L'emploi de fréquences multiples simultanées en bande relative large, renseigne sur les caractéristiques d'ensemble de la cible, sa « signature », et permet son identification en étudiant les propriétés de corrélation entre les différentes fréquences.
- L'émission en polarisation horizontale ou verticale et la réception sur les deux simultanément, apportent des informations supplémentaires sur la signature de la cible et augmentent son identification [6].

Il est à noter que la technique multifréquence est un discriminateur aussi très efficace contre les brouilleurs et les différents types de fouillis, notamment celui de mer.

L'association des techniques mentionnées ci-dessus fait du radar multifréquence et multipolarisation, un concept novateur. Sa mise en oeuvre demande l'acquisition de compétences à la fois théoriques et expérimentales.

L'objectif du projet M.O.S.A.R.¹⁷ est de fournir l'ensemble de ces connaissances qui permettront de concevoir un radar opérationnel, destiné à la détection et à l'identification des cibles aériennes.

La démarche retenue est à la fois pratique, théorique et expérimentale.

Elle consiste à :

- Réaliser une maquette d'émission, de réception et d'enregistrement des signaux. Cette maquette sera « souple », c'est à dire reconfigurable rapidement (choix des fréquences d'émission, de la polarisation, ...). Elle sera évolutive, c'est à dire que sa configuration pourra croître à partir des éléments réalisés.
- Effectuer des calculs de référence des bilans de liaison, incluant les effets de la propagation et de la rétrodiffusion de la cible. Les outils de calcul permettront d'optimiser la configuration de la maquette, pour chaque type d'expérimentation.
- Effectuer des mesures à partir de la maquette. Ces mesures seront comparées aux calculs de référence et permettront d'affiner les modèles et d'améliorer la connaissance des cibles. C'est également à partir de ces mesures que des méthodes de détection et d'identification seront proposées et éprouvées.

¹⁷ M.O.S.A.R. : Maquette Orientée pour un Système d'Analyse de Résonances.

CHAPITRE I.3 : ANTECEDENTS

I.3.1) INTRODUCTION

Les fréquences du radar M.O.S.A.R. se situent sur deux gammes : H.F. et V.H.F. Pour ces fréquences, il est nécessaire de séparer deux types de radars : les radars « civils » destinés à l'étude de l'environnement terrestre, et les radars « militaires », pour la détection de cibles aériennes.

D'un point de vue historique [7][8], les premiers essais de radar ont été faits dans la bande V.H.F. où les techniques et les composants étaient disponibles. On peut citer par exemple, ceux réalisés aux U.S.A. en 1934, par A.H. Taylor, L.C. Young et R. Page pour la détection d'avions, avec un radar à impulsions de fréquence 60 MHz. De l'autre côté de l'océan, les britanniques, les français et les russes travaillaient sur des radars bistatiques utilisés comme « barrières ». Un avion traversant le champ électromagnétique entre l'émetteur et le récepteur, crée une « perturbation » sur le signal reçu. Le premier radar opérationnel a été une barrière H.F. (25-30 MHz) britannique en 1937 (Chain Home Radar).

Dans les années 1940, l'introduction du magnétron puis du klystron ouvre aux radars, les portes des plus hautes fréquences. Les recherches dans les bandes H.F. et V.H.F. sont alors peu à peu délaissées, ces bandes n'étant plus attractives pour les radars modernes, à cause de leur faible directivité pour des antennes de petite dimension et du bruit ambiant extérieur élevé.

Un des développements caractéristiques dans les années 1950, a été le retour aux basses fréquences, à la V.H.F. La guerre « froide » a imposé l'intérêt de radar longue-distance pour la détection d'avions et de missiles balistiques, par l'emploi de fortes puissances (plusieurs mégawatts) et de grands réseaux d'antennes (plusieurs centaines de mètres) alliés à une analyse Doppler puissante.

De nos jours, le développement des techniques de furtivité par l'utilisation de matériaux absorbants et de géométries spéciales, imposent de nouveau une « descente » vers les basses fréquences, pour les radars de veille aérienne.

Dans les paragraphes suivants, nous présentons quelques types de radars travaillant dans les gammes de fréquence H.F. et V.H.F.

I.3.2.) RADARS D'APPLICATION « CIVILE »

I.3.2.1) Gamme H.F.

Dans cette gamme de fréquence, les radars sont utilisés pour le sondage ionosphérique, ce sont des sondeurs à rétrodiffusion. Cette technique fait appel à un émetteur et à un récepteur localisés au même point, et permet l'observation de signaux rétrodiffusés par des zones de la surface de la terre éloignées, via une double réfraction des ondes sur les couches ionosphériques. On peut citer en France, pour ce type de sondage, le sondeur à rétrodiffusion du L.E.T.T.I.¹⁸ [9], le radar transhorizon de Valensole [10] et celui du C.N.E.T.¹⁹ basé sur l'île Losquet près de Lannion [11].

I.3.2.2.) Gamme V.H.F.

Dans les fréquences V.H.F., nous trouvons les radars M.S.T.²⁰. Ces radars fournissent des informations détaillées sur la moyenne atmosphère. Les radars V.H.F. cohérents utilisés sont capables de détecter le signal rétrodiffusé par les fluctuations de l'indice de réfraction de l'atmosphère. Avec certaines limitations, les radars M.S.T. sont capables d'observer en continu, les vents, les ondes et les turbulences pour une altitude allant de 1 à 100 km avec une bonne résolution spatiale et temporelle [12][13]. Pour cela, ces radars disposent de puissance relativement élevée (plusieurs MégaWatts) et de réseaux d'antennes de grande taille (plusieurs centaines de mètres).

Les radars M.S.T. les plus connus dans le bas de la bande V.H.F., sont :

- Provence (L.S.E.E.T.²¹) (France), 50 MHz [14],
- Jicamarca (Pérou), 49.9 MHz [15],
- Poker Flat (Alaska, U.S.A.), 49.9 MHz [16],
- Mu (Japon), 48 MHz [17],
- Urbana (Illinois, U.S.A.), 40.9 MHz,
- SOU.SY.²²(Allemagne), 53.5 MHz [18],
- Sunset (Colorado, U.S.A.), 40.5 MHz,
- Platteville (Colorado, U.S.A.), 49.9 MHz,
- Chung-Li (Taiwan), 52 MHz [19].

Pour la plupart, ces radars utilisent des réseaux d'antennes construits à partir de dipôles de type Co.Co.²³(câbles coaxiaux) ou de type Yagi. Ils sont d'une centaine de mètres et permettent ainsi d'obtenir une ouverture du faisceau d'environ 1°. La figure I.3.1 nous présente une vue d'artiste du réseau d'antennes du radar M.S.T. de Poker Flat.

¹⁸ L.E.T.T.I. : Laboratoire d'Etudes des Transmissions Ionosphériques.

¹⁹ C.N.E.T. : Centre National d'Etudes des Télécommunications.

²⁰ M.S.T. : Mésosphère - Stratosphère - Troposphère.

²¹ L.S.E.E.T. : Laboratoire de Sondage Electromagnétique de l'Environnement Terrestre.

²² SOU.SY : SOUding SYstem.

²³ CoCo : COaxial - COlinear.

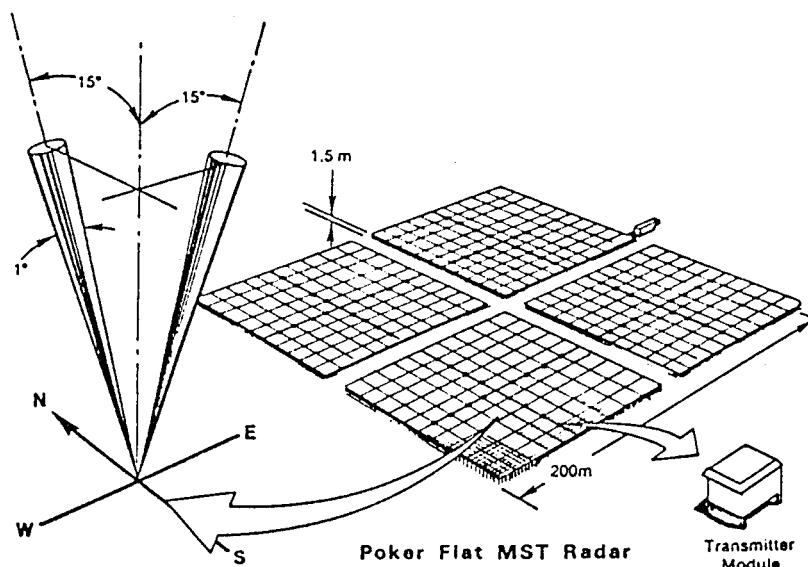


Figure I.3.1 : Vue d'artiste du radar M.S.T. de Poker Flat [16].

I.3.3) RADARS D'APPLICATION « MILITAIRE »

I.3.3.1) Gamme H.F.

Ces radars appelés O.T.H.²⁴ travaillent entre 3 et 30 MHz et sont destinés à la détection de cibles lointaines, telles que des avions, des missiles balistiques ou des bâtiments maritimes. Leur principe repose sur une double réfraction sur les couches ionosphériques (figure I.3.2), pour étudier de larges zones terrestres inaccessibles pour des radars de plus haute fréquence.

La portée de ces radars est de l'ordre de 700 à 3000 km pour une propagation en un seul bond par la couche F de l'ionosphère. Leur couverture est donc mondiale (figure I.3.3) et possède un intérêt tactique pour les grandes puissances militaires. On peut citer [21] :

- Australie : Jindalee O.T.H. Radar,
- Chine : O.T.H. Radar,
- France : Nostradamus O.T.H. Radar,
- Royaume - Uni : Marconi O.T.H. Radar (S123, S124),
- Ex - U.R.S.S. : O.T.H. Radar,
- U.S.A. : AN/FPS 118 O.T.H. Radar (CON.U.S. O.T.H. B.²⁵),
U.S./N.A.V.Y. R.O.T.H. Radar.

L'inconvénient ainsi que la force de ces radars, réside dans la taille de leurs réseaux d'antennes (≈ 1 km). Ils sont donc difficilement transportables, mais d'un autre côté moins vulnérables aux attaques aériennes, que les radars conventionnels.

Il est à noter qu'il existe un radar O.T.H. transportable, le R.O.T.H.R.²⁶ de l'U.S./N.A.V.Y. (figure I.3.4). Bien qu'il soit décrit comme « déplaçable », cela ne s'applique qu'aux émetteurs, récepteurs et centres de contrôle, les réseaux d'antennes d'émission et de réception n'ayant pas été prévus transportables.

²⁴ O.T.H. : Over-The-Horizon.

²⁵ CON.U.S. O.T.H. B. : CONtinental United States Over-The-Horizon Backscatter.

²⁶ R.O.T.H.R. : Relocatable O.T.H. Radar.

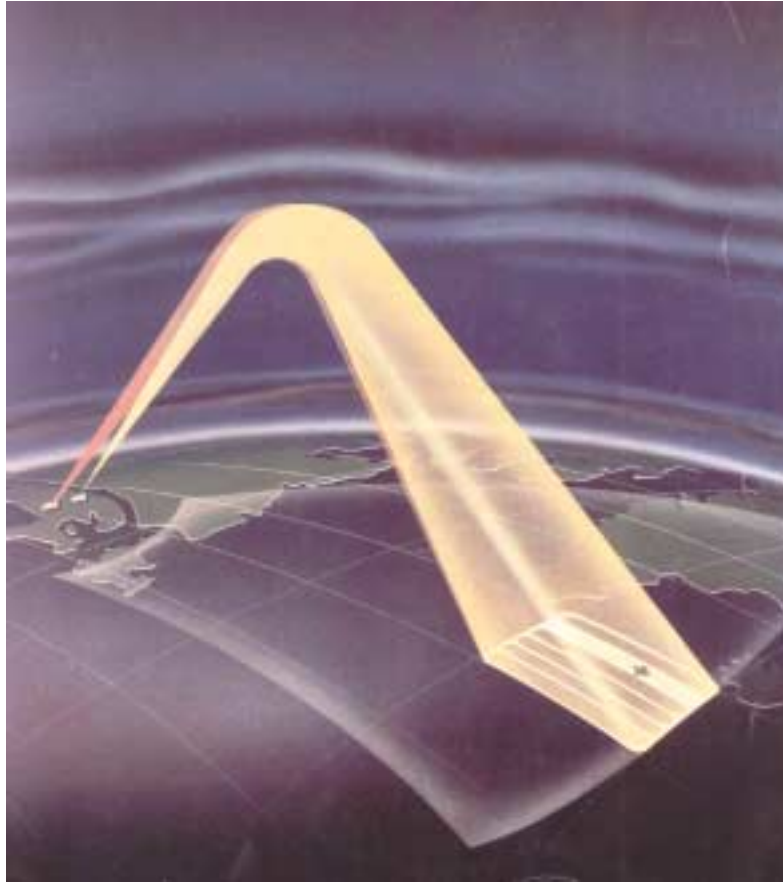


Figure I.3.2 : Principe d'un radar O.T.H. [20].

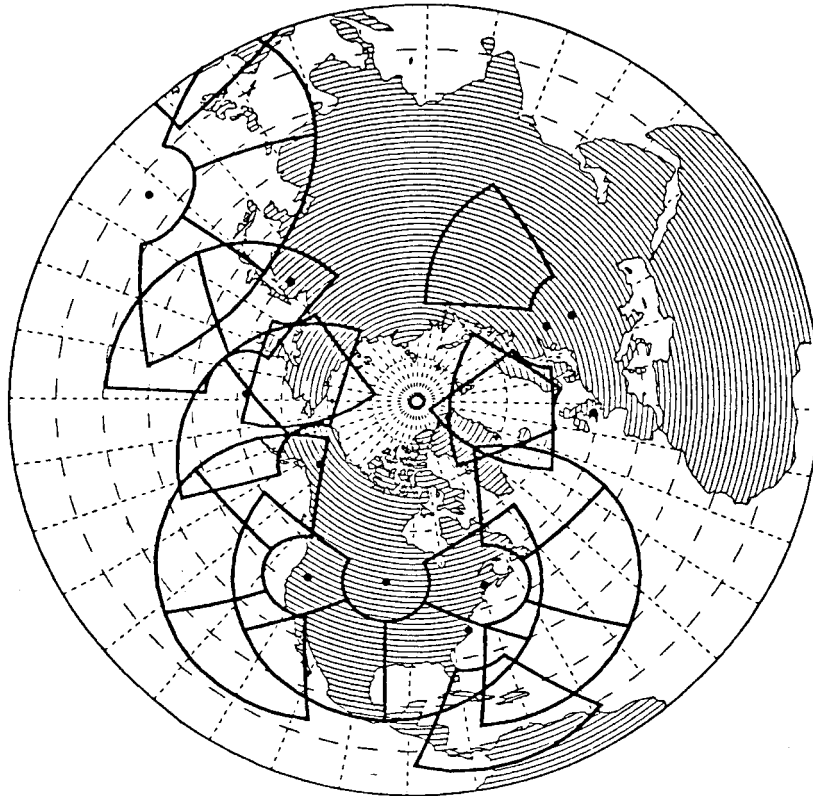


Figure I.3.3 : Positions et zones de couverture nominales des radars O.T.H. militaires dans l'hémisphère nord [22].

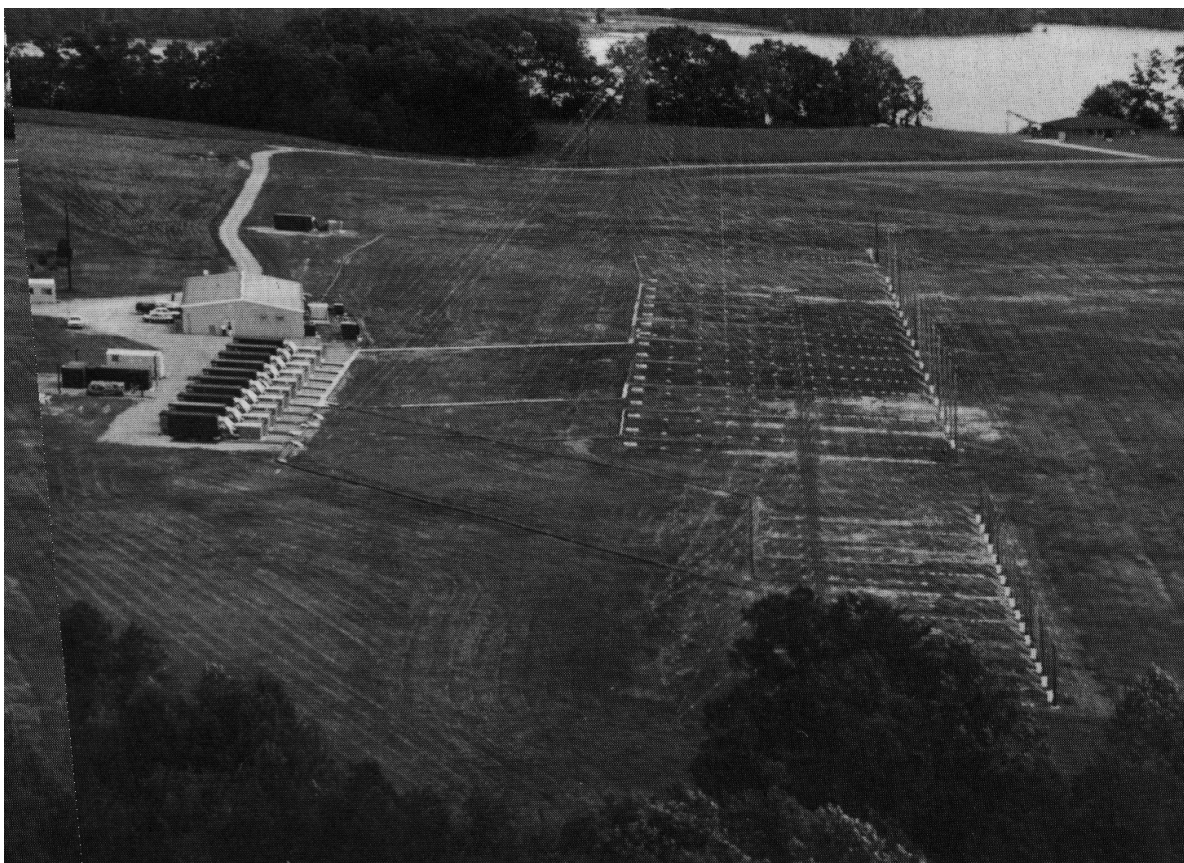


Figure I.3.4 : Vue du « relocatable » O.T.H. radar [21].

I.3.3.2) Gamme V.H.F.

L'élévation de la fréquence par rapport aux radars H.F., diminue de façon relative la taille des réseaux d'antennes. Ces radars peuvent donc être embarqués sur des remorques ou des bâtiments maritimes. Dans les deux cas, ils serviront à la veille aérienne lointaine. Les radars V.H.F. opérationnels datent approximativement des années 1960. On peut citer par exemple [23][24] :

- Chine :
 - * 408 C (100 - 120 MHz),
 - * HN 503,
 - * CHOP REST (162 - 169 MHz),
 - * MOON CONE,
 - * SLOT REST.
- France :
 - * DRBV 20.
- Royaume - Uni :
 - * Type 965.
- Ex - U.R.S.S. :
 - * DOG HOUSE (\approx 100 MHz),
 - * HEN HOUSE (\approx 150 MHz),
 - * KNIFE REST A (70 - 73 MHz), B et C (79 - 93 MHz),
 - * NYSA C,
 - * SPOON REST (147 - 161 MHz),
 - * TALL KING (150 - 180 MHz).
- U.S.A. :
 - * SPS 37,
 - * SPS 43.

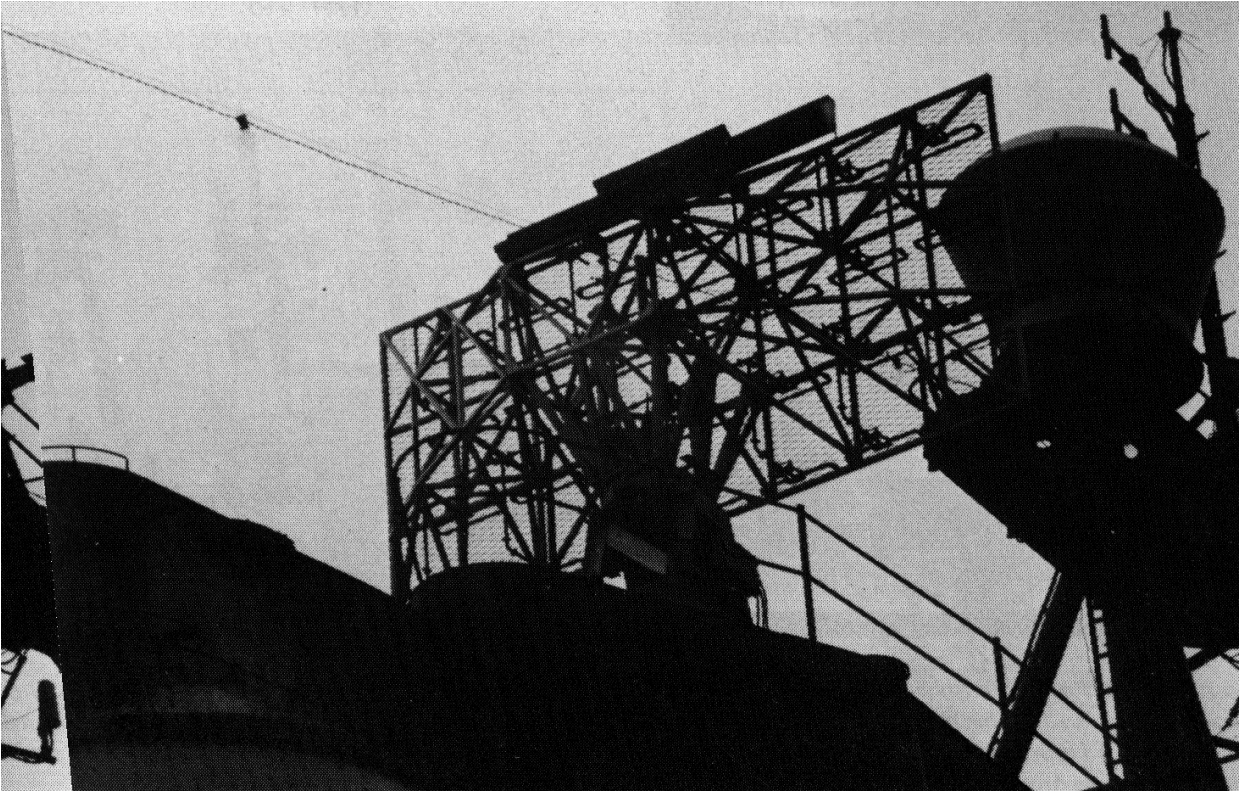


Figure I.3.5 : Vue du réseau d'antennes du radar SPS 37 (U.S.A.) [23].

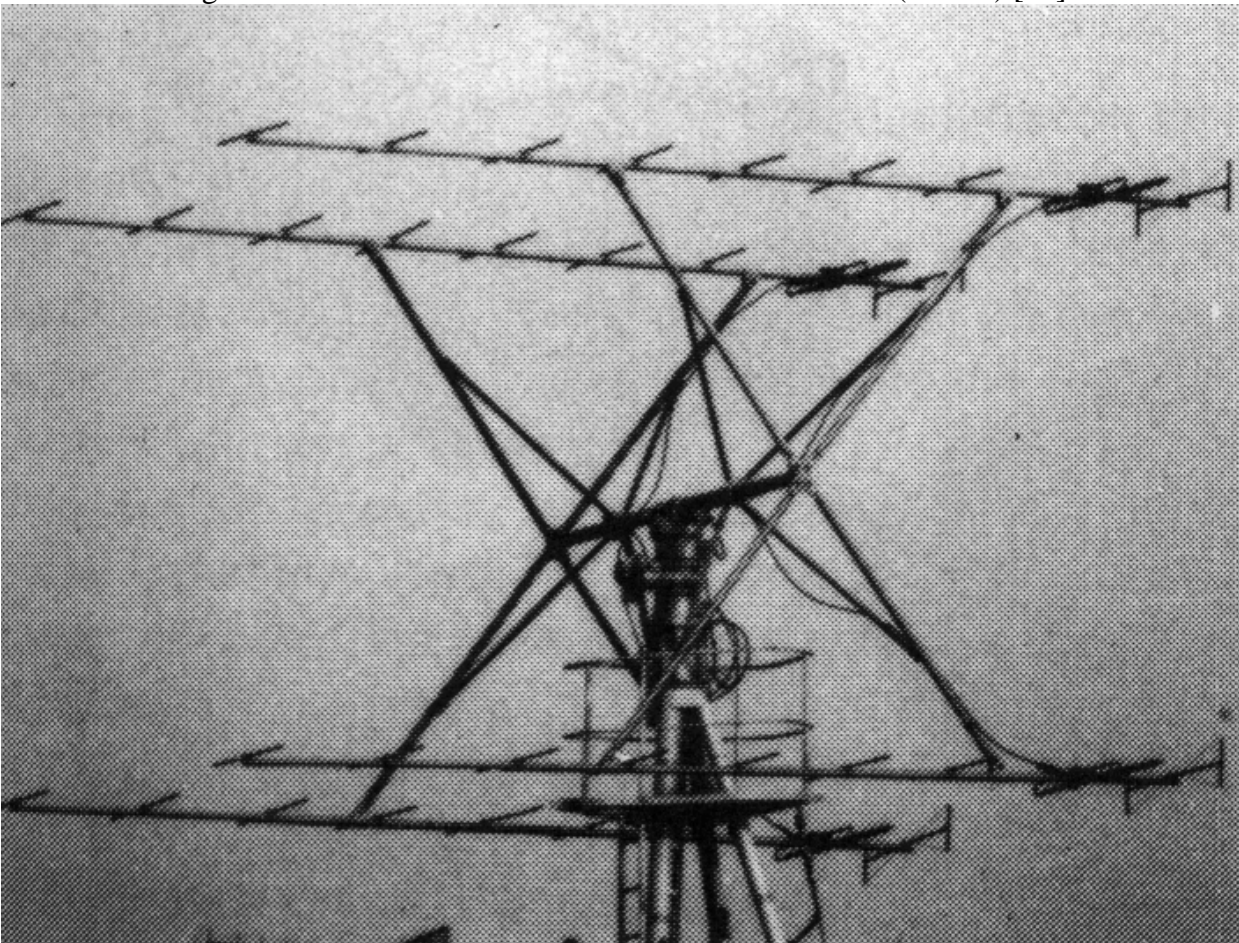


Figure I.3.6 : Vue du réseau d'antennes du radar KNIFE REST (ex - U.R.S.S.) [24].

La plupart de ces radars sont constitués de dipôles repliés ou d'antennes de type Yagi montés en réseau. A titre d'exemple, les photographies des figures I.3.5 et I.3.6 montrent respectivement les réseaux d'antenne du radar SPS 37 (U.S.A.) et KNIFE REST (ex - U.R.S.S.).

L'antenne du premier est un treillis avec un réflecteur maillé ouvert, supportant un réseau de 28 dipôles repliés arrangés en quatre lignes horizontales de sept, l'ensemble étant monté sur un bâtiment naval (figure I.3.5).

Pour le radar KNIFE REST, son réseau est constitué de 4 antennes Yagi de 7 éléments, polarisées horizontalement. Les antennes sont superposées par paire et fixées sur un mât rotatif, lui-même se trouvant sur un véhicule (figure I.3.6).



Figure I.3.7 : Vue du radar SACHEM en opération [25].

A l'heure actuelle, il n'existe pas en France de radars V.H.F. opérationnels récents. Par contre, des prototypes ont été développés, tels que :

- le SACHEM,
- le PARASOL,
- le R.I.A.S.

Les radars SACHEM et PARASOL ont été réalisés par la société THOMSON - L.C.T.A.R.

Le SACHEM (figure I.3.7) est un radar de champ de bataille destiné à la détection des avions et des hélicoptères. Son antenne est un réseau de 8 doublets repliés montés sur un treillis possédant un réflecteur maillé ouvert. L'ensemble est monté sur un camion et donc facilement déplaçable.

Le réseau d'antennes du radar PARASOL (figure I.3.8) est constitué de 7 antennes identiques au radar SACHEM. Six panneaux sont montés inclinés pour une veille omnidirectionnelle, et un septième est monté horizontalement, assurant une couverture à la verticale du radar. Le PARASOL se classe parmi les radars de protection zénithale et est destiné à la détection de missiles A.R.M.²⁷. Ces derniers ayant une trajectoire plongeante à l'approche de leurs cibles, le radar PARASOL permet ainsi de les suivre jusqu'au point d'impact.

²⁷ A.R.M. : Anti-Radiation Missile.



Figure I.3.8 : Vue du radar PARASOL déployé [25].

Une autre approche du radar de veille aérienne est le projet R.I.A.S.²⁸ [26][27]. Ce radar développé par l'O.N.E.R.A., repose sur plusieurs options :

- le choix des longueurs d'onde métriques,
- l'utilisation d'une grande antenne de type réseau lacunaire,
- la priorité au traitement Doppler,
- la formation de voies par traitement du signal.

Il se compose de 25 émetteurs et de 25 récepteurs distribués sur un quasi-cercle de 400 mètres de diamètre (figure I.3.9). Il peut réaliser simultanément une fonction de veille et une fonction de poursuite de plusieurs cibles distinctes, cela grâce à un codage approprié des émetteurs et à un traitement élaboré des signaux rétrodiffusés.



Figure I.3.9 : Vue du système d'aérien du radar R.I.A.S. [27].

I.3.4) CONCLUSION

²⁸ R.I.A.S. : Radar à Impulsion et Antennes Synthétiques.

Du fait de la recrudescence des techniques de furtivité, un intérêt général se porte sur les études et le développement de radars dans la bande de fréquence V.H.F. La maquette M.O.S.A.R. est donc un projet qui s'inscrit dans les perspectives actuelles de développement d'un futur système opérationnel.

Comparativement à ceux qui viennent d'être présentés, le radar M.O.S.A.R. fonctionne en diversité de fréquence sur une bande relativement large. Il a donc comme objectif l'identification des cibles, alors que les autres s'orientent vers la détection et la localisation.

CHAPITRE I.4 : **GENERALITES**

I.4.1) CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Les caractéristiques techniques souhaitées sont de différentes natures. Elles peuvent être définies comme suit :

- Gamme de fréquence :	20 - 100 MHz,
- Nombre de fréquences simultanées à l'émission :	4,
- Portée minimale approximative :	10 km,
- Portée maximale approximative :	50 km,
- Polarisation d'émission :	horizontale ou verticale,
- Polarisation de réception :	horizontale et verticale.

I.4.1.1) Fréquences d'Emission

Les différentes fréquences possibles d'émission sont déterminées à partir du plan d'occupation des fréquences. Ce plan est défini par l'I.T.U.²⁹ et est révisé régulièrement lors des W.A.R.C.³⁰, la dernière ayant eu lieu au mois de février 1992 [28]. Les fréquences de la gamme de 20 à 100 MHz, se situent à la fois dans la bande décimétrique et métrique.

I.4.1.1.1) Bande Décimétrique (3 à 30 MHz)

Les ondes décimétriques se propagent à très grandes distances par réfractions multiples sur les couches de l'ionosphère.

²⁹ I.T.U. : International Telecommunication Union.

³⁰ W.A.R.C. : World Administration Radio Conference.

Avant l'apparition des techniques spatiales, ces ondes étaient les seules permettant d'établir des liaisons radioélectriques de grande distance. Par conséquent, les attributions sur le plan de fréquences sont généralement mondiales.

Les principaux utilisateurs sont les suivants :

- services fixes,
- mobiles maritimes,
- mobiles aéronautiques,
- radiodiffusion,
- fréquences étalons et signaux horaires,
- radioastronomie,
- services amateurs et amateurs par satellite,
- services météorologiques.

Il convient de noter l'existence de rayonnements parasites provenant des utilisations Industrielles, Scientifiques et Techniques (I.S.M.). Le règlement des radiocommunications a désigné pour le fonctionnement des I.S.M., des bandes précises, notamment la bande $27,12 \text{ MHz} \pm 163 \text{ kHz}$. On note aussi la présence des fréquences étalons et des signaux horaires à 20 MHz et 25 MHz (largeur de bande : 10 à 20 kHz).

Dans l'application de la maquette M.O.S.A.R., seule la partie « haute » (20 à 30 MHz) de la bande décimétrique est utilisée. Pour cette zone de fréquence, les différents services qui l'occupent, sont répertoriés dans le tableau I.4.1.

I.4.1.1.2) Bande Métrique

La propagation par réflexion sur l'ionosphère tend à disparaître lorsque la fréquence augmente. Aussi, au-dessus de 30 MHz, on passe de services longue distance à des services moyenne distance (essentiellement en vue directe). Les utilisateurs sont les mêmes que dans le cas de la bande décimétrique.

Dans le cas du radar M.O.S.A.R., la bande de fréquence occupée va être le « bas » de la bande métrique, c'est à dire de 30 à 100 MHz. Pour cette zone de fréquence, le plan d'occupation est donné au tableau I.4.2.

I.4.1.2) Portée de Détection

Dans la gamme de 20 à 100 MHz, la bande permise Δf autour de la fréquence d'émission, est normalisée et fixée à 25 kHz.

De ce fait, nous pouvons déterminer la durée minimale de l'impulsion d'émission T_i :

$$\Delta f = 25 \text{ kHz} \quad \Rightarrow \quad T_i = 40 \mu\text{s}$$

f (MHz)	Services
20	FIX
21	AMA
21,45	RDF
21,85	FIX
21,87	AERO
22	MAR
22,855	FIX
23,2	AERO
23,35	FIX
24,89	AMA
24,99	
25,01	FIX
25,07	MAR
25,21	FIX
25,55	AST
25,67	RDF
26,1	MAR
26,175	FIX
27,5	MET
27,528	AMA
29,7	

f (MHz)	Services
29,7	FIX
47	RDF
68	FIX
74,8	AERO
75,2	FIX
88	RDF
100	

Tableaux I.4.1 et I.4.2 : Plan d'occupation des fréquences dans la bande 20 à 30 MHz et 30 à 100 MHz, défini par l'I.T.U.

FIX = Services Fixes

MAR = Services Maritimes

AERO = Services Aéronautiques

RDF = Radiodiffusion

AST = Radioastronomie

AMA = Services Amateurs

MET = Services Météorologiques

La portée minimale D_{\min} du radar va donc être de :

$$2. D_{\min} = c \cdot T_i = 3.10^8 \cdot 40.10^{-6}$$

$$\text{Soit : } D_{\min} = 6 \text{ km}$$

De même, en se fixant une portée maximale $D_{\max} = 50 \text{ km}$, nous pouvons définir la période de récurrence de l'impulsion T_r , soit :

$$T_r = \frac{2 \cdot D_{\max}}{c} = \frac{100.10^3}{3.10^8}$$

$$\text{Soit : } T_r = 330 \mu\text{s} \quad \Leftrightarrow \quad f_r = 3 \text{ kHz}$$

En se fixant un rapport cyclique τ de 10 %, nous allons avoir pour une durée minimale d'impulsion de $40 \mu\text{s}$ et une période de récurrence de $400 \mu\text{s}$, une portée théorique minimale de 6 km et maximale de 60 km. La couverture angulaire moyenne en site se trouvera donc approximativement entre 10° et 60° si nous supposons une cible à une altitude de 10 km.

I.4.1.3) Polarisation

La polarisation linéaire est utilisée. C'est-à-dire que la polarisation d'émission sera horizontale ou verticale, tandis que la réception se fera en même temps en polarisation horizontale et verticale. La matrice de rétrodiffusion d'une cible se présente sous la forme :

$$\sigma = \begin{vmatrix} \sigma_{HH} & \sigma_{HV} \\ \sigma_{VH} & \sigma_{VV} \end{vmatrix}$$

où H et V représentent respectivement les polarisations horizontales et verticales.

En laboratoire, il est facile de mesurer la matrice de rétrodiffusion complète d'une cible radar en alternant la polarisation de l'onde transmise et le mode de polarisation à la réception. La mesure complète de cette matrice nécessite au minimum deux étapes. La cible et son environnement étant stable et l'instrumentation connue, la phase des signaux rétrodiffusés reste cohérente d'une mesure à l'autre.

Dans des conditions opérationnelles, le signal réfléchi par la cible va varier rapidement (à cause de son déplacement, de la vibration de ses éléments, ...). Toutes ces fluctuations vont générer des variations très rapides de la distance radioélectrique radar-cible, donc des variations de phase de l'onde mesurée par le radar. Quand la différence de phase entre les mesures successives ne peut être prédite avec une grande exactitude, elle cause des pertes de cohérence dans la mesure des quatre termes de la matrice de rétrodiffusion.

Afin de remédier à cet inconvénient, deux méthodes peuvent être envisagées :

- minimiser le temps d'acquisition des quatre termes de la matrice de rétrodiffusion. Du fait de la vitesse de déplacement de la cible, une commutation à l'intérieur de l'impulsion, de la polarisation d'émission est nécessaire.
- utiliser un codage orthogonal de la polarisation d'émission [29]. Cette technique permet ensuite par le traitement informatique des signaux reçus, de séparer les quatre termes de la matrice si le rapport signal à bruit est élevé.

I.4.1.4) Diagrammes d'Ambiguïté

Pour un mode de traitement donné d'un signal, on définit :

- un pouvoir discriminateur en distance,
- un pouvoir discriminateur en vitesse,
- une ambiguïté en distance,
- une ambiguïté en vitesse.

Ces quatre paramètres sont utilisés pour définir le diagramme d'ambiguïté. Dans le cas d'un radar « conventionnel » dont le traitement s'effectue sur une impulsion, le signal émis $S_e(t)$ est modulé par une impulsion $u_0(t)$ sous la forme :

$$S_e(t) = \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$$

$$\text{et } u_0(t) = \begin{cases} 1, & |t| < \frac{T_i}{2} \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases}$$

La fonction d'ambiguïté s'exprime sous la forme :

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{+\infty} u_0(t) \cdot u_0^*(t - \tau) \cdot e^{2\pi \cdot j \cdot f_d \cdot t} \cdot dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} U_0(f) \cdot U_0^*(f - f_d) \cdot e^{2\pi \cdot j \cdot f \cdot \tau} \cdot df \end{aligned}$$

avec $U_0(f)$, la transformée de Fourier de $u_0(t)$.

Dans ce cas, la fonction d'ambiguïté est [30] :

$$\begin{aligned} |\chi_0(\tau, f_d)|^2 &= \frac{\sin^2 \left[\pi \cdot f_d \cdot T_i \cdot \left(1 - \frac{|\tau|}{T_i} \right) \right]}{(\pi \cdot f_d)^2}, & |\tau| < T_i \\ &= 0, & |\tau| > T_i \end{aligned}$$

De plus, la relation $(T_i \cdot \Delta f = 1)$ fixe sans aucune souplesse le diagramme d'ambiguïté. L'application de ce critère sur le pouvoir séparateur donne :

- pouvoir discriminateur en temps :

$$\Delta t = T_i = \frac{1}{\Delta f}$$

d'où un pouvoir discriminateur en distance :

$$\Delta D = \frac{c \cdot T_i}{2} = \frac{c}{2 \cdot \Delta f} = 6 \text{ km}$$

- pouvoir discriminateur en fréquence :

$$\Delta f = \frac{1}{T_i}$$

d'où un pouvoir discriminateur en vitesse radiale :

$$\Delta V_r = \frac{\lambda \cdot \Delta f}{2} = \frac{\lambda}{2 \cdot T_i} = \begin{cases} 187.5 \text{ km/s pour } f = 20 \text{ MHz} \\ 37.5 \text{ km/s pour } f = 100 \text{ MHz} \end{cases}$$

Le diagramme d'ambiguïté d'un radar effectuant son traitement sur une seule impulsion [30], est représenté figure I.4.1. Pour ce cas, la durée de l'impulsion est de 40 μs. Le pouvoir discriminateur en distance est donc de 6 km, et en fréquence de 25 kHz.

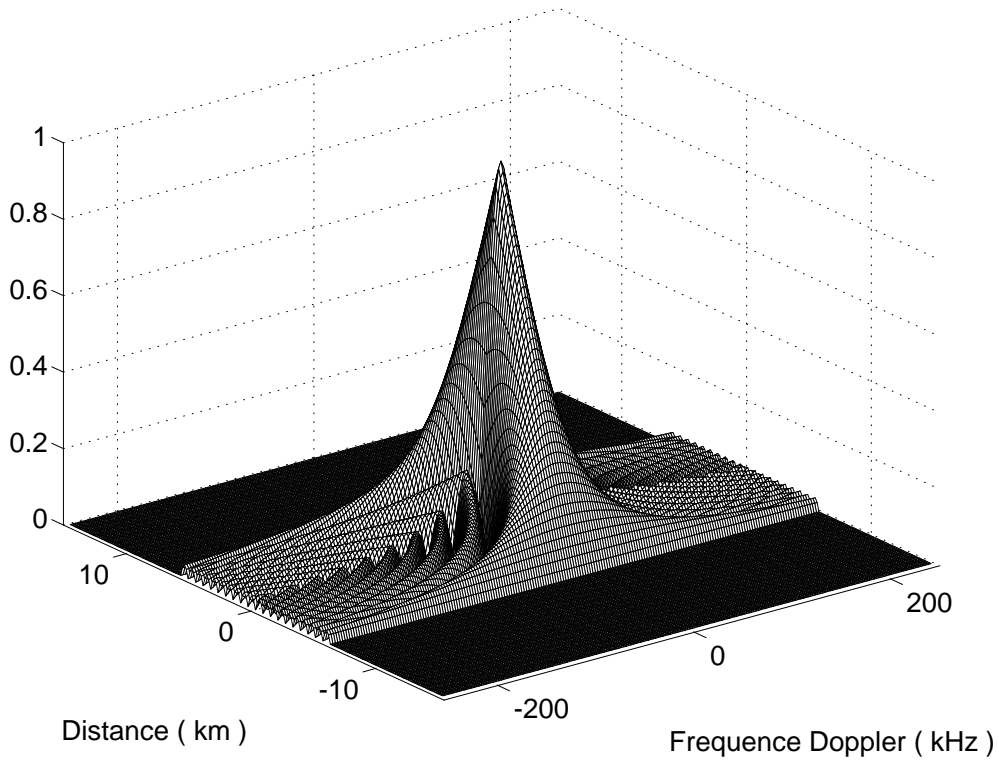


Figure I.4.1 : Diagramme d'ambiguïté normalisé d'un radar dont le traitement s'effectue sur une seule impulsion.

Si le radar est à impulsions avec une période de récurrence T_r , le diagramme total d'ambiguïté est la répétition du précédent tous les $(c \cdot T_r / 2)$ le long de l'axe des distances, et tous les $(\lambda / 2 \cdot T_r)$ le long de l'axe des vitesses.

Les ambiguïtés en distance et en vitesse sont donc :

$$\Delta D' = \frac{c \cdot T_r}{2} = 60 \text{ km}$$

$$\Delta V_r' = \frac{\lambda}{2 \cdot T_r} = \begin{cases} 18.75 \text{ km/s pour } f = 20 \text{ MHz} \\ 3.75 \text{ km/s pour } f = 100 \text{ MHz} \end{cases}$$

La figure I.4.2 représente le diagramme d'ambiguïté d'un radar à impulsions ($T_r = 400 \mu\text{s}$, $T_i = 40 \mu\text{s}$) dans le cas où le traitement Doppler s'effectue sur une seule impulsion.

On constate donc que le traitement d'une seule impulsion ne permet pas d'obtenir un bon pouvoir discriminatoire en distance et en vitesse radiale. En effet, un bon pouvoir séparateur en vitesse radiale demande l'emploi de signaux longs, et un bon pouvoir discriminatoire en distance, l'emploi de spectres larges, ce qui semble a priori contradictoire. Cette contradiction peut être levée si le traitement ne s'effectue plus sur une impulsion unique mais sur un train d'impulsions. Nous sommes donc en présence d'un radar de type « Pulse Doppler », car un traitement cohérent du signal sur plusieurs impulsions est effectué.

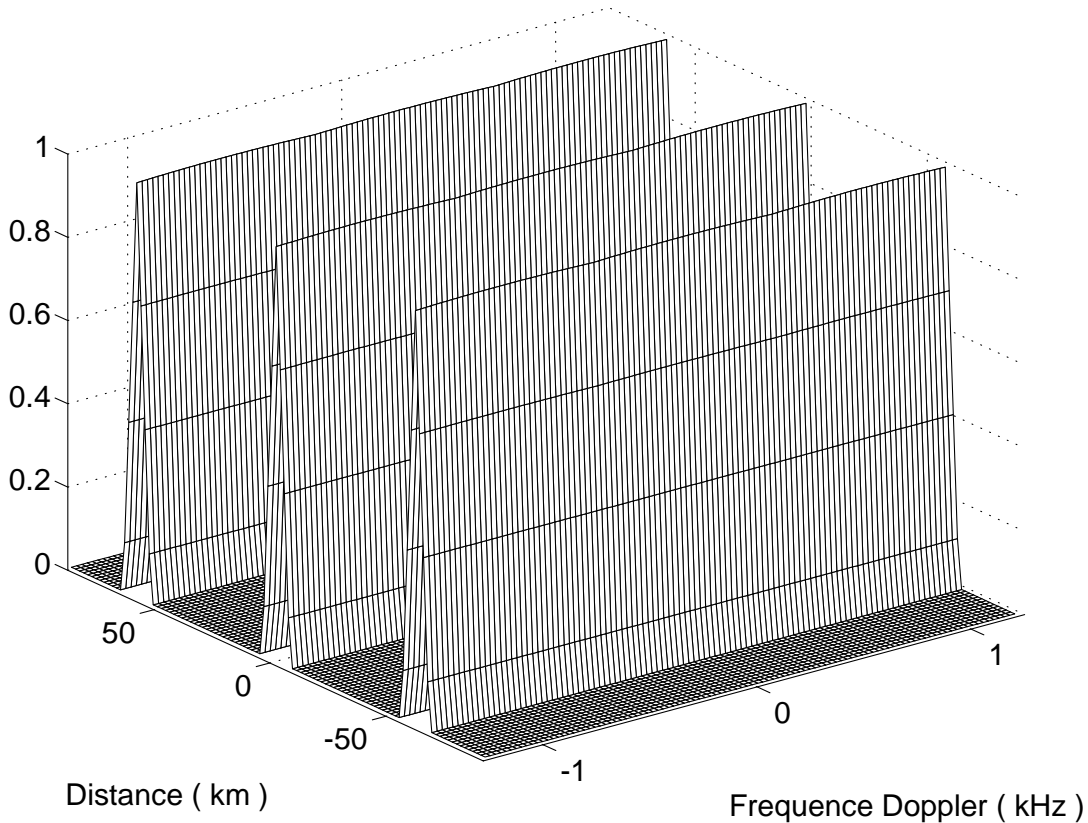


Figure I.4.2 : Diagramme d'ambiguïté normalisé du radar M.O.S.A.R., dans le cas où le traitement Doppler est effectué sur une seule impulsion.

Le signal se répète de façon cohérente, c'est-à-dire que la phase à l'origine de la porteuse contenue dans l'impulsion, est continue d'une impulsion à l'autre. Le train formé de n impulsions peut être considéré comme une sinusoïde de durée $n.T_r$, avec T_r la période de récurrence, échantillonnée à chaque période T_r par une impulsion de durée T_i . L'enveloppe complexe de l'onde peut ainsi s'écrire sous la forme :

$$u(t) = \sum_{n=0}^{N-1} u_0(t - n.T_r)$$

avec T_r , la période de récurrence et $u_0(t)$ défini précédemment.

En supposant la conservation de l'énergie entre $u(t)$ et $u_0(t)$, il faut normaliser $u(t)$ en le multipliant par $1/\sqrt{N}$. Ainsi, la fonction d'ambiguïté s'écrit :

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{+\infty} u(t - n.T_r) \cdot u^*(t - m.T_r - \tau) \cdot e^{2\pi j.f_d.t} \cdot dt$$

Posons $t = t - n.T_r$, alors :

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} e^{2\pi j f_d n T_r} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \cdot u^*[t - (m-n) \cdot T_r - \tau] \cdot e^{2\pi j f_d t} \cdot dt$$

d'où :

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} e^{2\pi j f_d n T_r} \cdot \chi_0[\tau - (n-m) \cdot T_r, f_d]$$

avec $\chi_0(\tau, f_d)$, la fonction d'ambiguïté correspondant au traitement sur une seule impulsion.

La fonction d'ambiguïté obtenue consiste en la superposition de plusieurs fonctions d'ambiguïté pour une seule impulsion, translatées de $\tau = (n - m) \cdot T_r$ sur l'axe des temps et pondérées par un facteur de phase.

Afin de voir l'effet de ce facteur de phase, nous allons réécrire la double somme ci-dessus sous la forme [31]:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} = \sum_{p=-(N-1)}^0 \sum_{n=0}^{N-1-|p|} \Big|_{m=n-p} + \sum_{p=1}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1-|p|} \Big|_{n=m+p}$$

La fonction d'ambiguïté se réécrit donc sous la forme :

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \sum_{p=-(N-1)}^0 \chi_0(\tau - p \cdot T_r, f_d) \cdot \sum_{n=0}^{N-1-|p|} e^{2\pi j \cdot f_d \cdot n T_r} + \frac{1}{N} \sum_{p=1}^{N-1} e^{2\pi j \cdot f_d \cdot p T_r} \cdot \chi_0(\tau - p \cdot T_r, f_d) \cdot \sum_{m=0}^{N-1-|p|} e^{2\pi j \cdot f_d \cdot m T_r}$$

avec p, le nombre total d'échantillons pour la double somme (p = 2 . N).

Sachant que l'on peut écrire :

$$\sum_{n=0}^{N-1-|p|} e^{2\pi j \cdot f_d \cdot n T_r} = e^{\pi j \cdot f_d \cdot (N-1-|p|) T_r} \cdot \frac{\sin[\pi \cdot f_d \cdot (N-|p|) \cdot T_r]}{\sin(\pi \cdot f_d \cdot T_r)}$$

Alors, la fonction d'ambiguïté s'écrit :

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \sum_{p=-(N-1)}^{N-1} e^{\pi j \cdot f_d \cdot (N-1+p) T_r} \cdot \chi_0(\tau - p \cdot T_r, f_d) \cdot \frac{\sin[\pi \cdot f_d \cdot (N-|p|) \cdot T_r]}{\sin(\pi \cdot f_d \cdot T_r)}$$

Soit :

$$|\chi(\tau, f_d)| = \frac{1}{N} \sum_{p=-(N-1)}^{N-1} \left| \chi_0(\tau - p \cdot T_r, f_d) \cdot \frac{\sin[\pi \cdot f_d \cdot (N-|p|) \cdot T_r]}{\sin(\pi \cdot f_d \cdot T_r)} \right|$$

Du point de vue de la mesure du temps de trajet de l'onde, le radar Pulse Doppler se comporte comme un radar conventionnel de même durée d'impulsion. Le pouvoir discriminatoire est :

$$\Delta D = \frac{c \cdot T_i}{2} = \frac{c}{2 \cdot \Delta f}$$

Du point de vue de la mesure des fréquences, le signal du radar Pulse Doppler se comporte comme un signal de durée (n . T_r) avec une ambiguïté toutes les (1 / T_r), n étant le nombre d'impulsions traitées. Le pouvoir séparateur en Doppler du radar est donc (1 / n . T_r) et son pouvoir séparateur en vitesse radiale :

$$\Delta V_r = \frac{\lambda}{2 \cdot n \cdot T_r}$$

Le pouvoir discriminatoire en vitesse radiale est lié non pas au spectre du signal émis, mais à son temps de traitement cohérent. Le diagramme d'ambiguïté du radar Pulse Doppler [32][33][34] se présente finalement sous la forme :

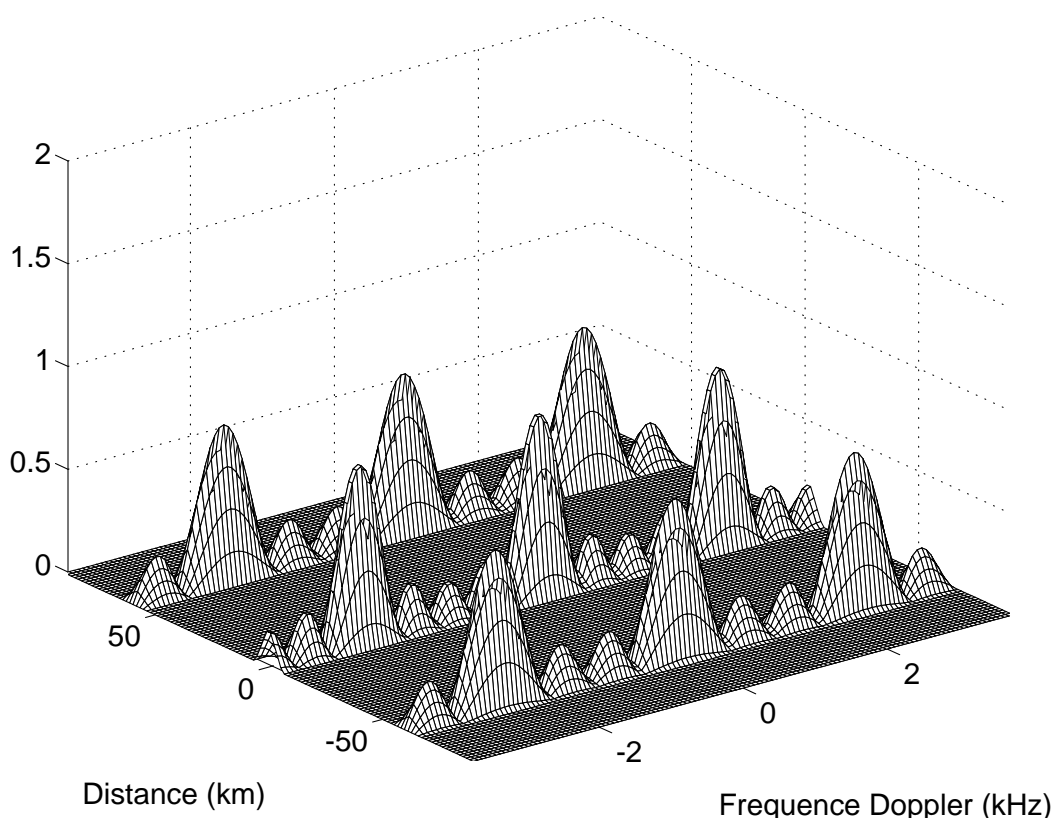


Figure I.4.3 : Diagramme d'ambiguïté normalisée du radar pulse Doppler, dans le cas d'un traitement pour la fréquence Doppler sur 5 impulsions ($T_i = 40 \mu\text{s}$, $T_r = 400 \mu\text{s}$).

Dans ce cas ($T_i = 40 \mu\text{s}$, $T_r = 400 \mu\text{s}$, $n = 5$), le pouvoir discriminateur en distance est toujours de 6 km, mais en fréquence, il est de 500 Hz.

Le domaine dans lequel la détection des cibles est possible sans ambiguïté, se délimite :

- en distance par :
$$D_{\max} = \frac{c \cdot T_r}{2}$$

- en vitesse par :
$$V_{r_{\max}} = \frac{\lambda}{2 \cdot T_r}$$

Du fait des longueurs d'onde utilisées ($3 \text{ m} < \lambda < 15 \text{ m}$) et de la période de récurrence de l'impulsion ($T_r = 400 \mu\text{s}$), la distance et la vitesse maximales d'ambiguïté vont être :

$$D_{\max} = 60 \text{ km}$$

$$3.75 \text{ km / s} < V_{r_{\max}} < 18.75 \text{ km / s}$$

En résumé, nous pouvons donc dire que dans notre cas, le radar est non ambigu en vitesse, et en distance si la portée est inférieure à 60 km. Par contre, du fait de la largeur d'impulsion utilisée, le pouvoir séparateur en distance n'est que de 6 km. Si deux avions se trouvent dans cette même « case distance », nous ne pourrions les séparer qu'en Doppler avec un traitement sur un nombre d'impulsions important.

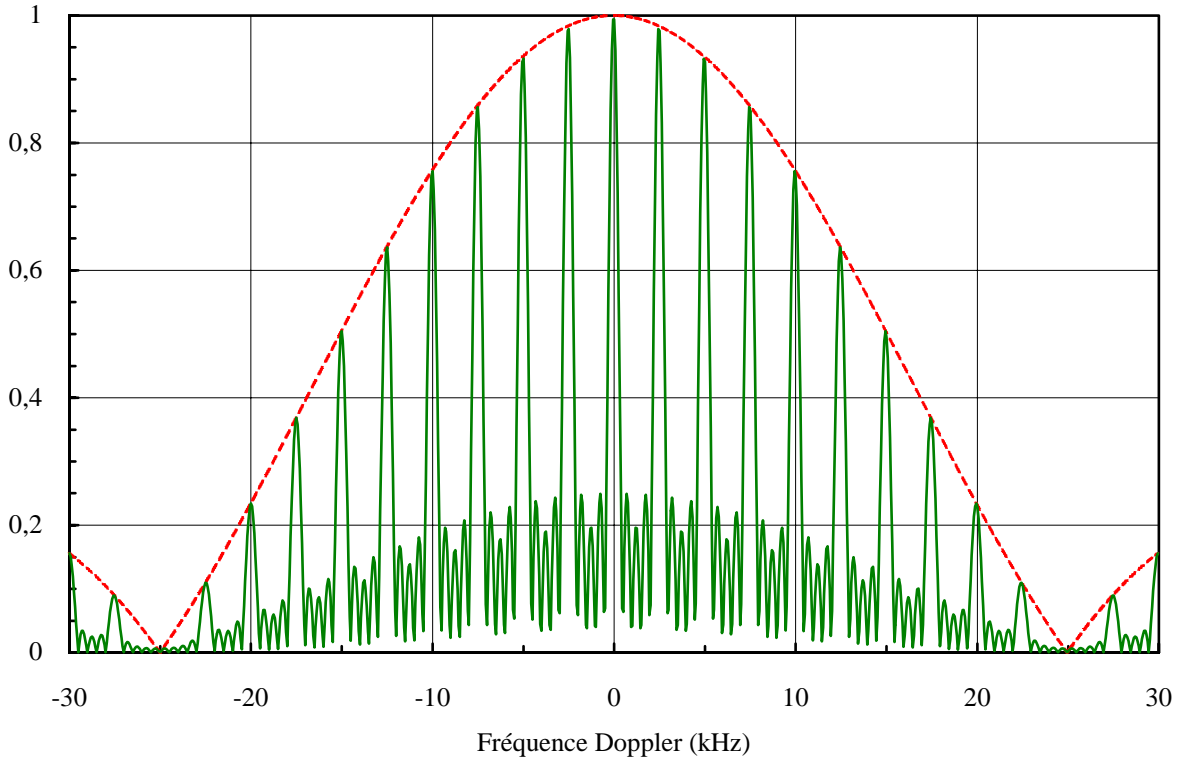


Figure I.4.4 : Structure de la surface d'ambiguïté le long de l'axe des fréquences Doppler.

Remarque : du fait de la bande de fréquence utilisée et en considérant une vitesse radiale V_r de la cible d'environ 900 km/h, la fréquence Doppler f_d maximale sera :

$$f_d = \pm \frac{2 \cdot f_i}{c} \cdot |V_r| = \pm 166 \text{ Hz} \quad \text{pour } f_i = 100 \text{ MHz}$$

avec f_i , la fréquence d'émission.

I.4.2) FORME D'ONDE

Afin d'étudier le comportement fréquentiel de la cible, quatre fréquences sont émises simultanément. Dans cette gamme de fréquence, les longueurs d'onde d'émission se situent entre 3 et 15 m. En considérant des cibles de type moyen ou long courrier, l'ensemble de la cible ne résonnera pas, mais seulement des parties de celle-ci. A la réception, les signaux rétrodiffusés par les quatre fréquences sont isolés et enregistrés simultanément. Par la suite, l'utilisation des deux polarisations linéaires augmentera les paramètres de caractérisation de la cible et apportera des outils supplémentaires pour son identification.

Le choix des fréquences émises est fait à partir de différents critères, qui sont :

- l'observation des bandes de fréquences occupées,
- le respect des plages dédiées à la sécurité,

Comme il est défini dans les paragraphes précédents, la forme de l'onde aura les caractéristiques suivantes :

- Impulsion émise :

- durée minimale = 40 μ s,

- bande passante instantanée = 25 kHz,
- quatre fréquences émises dans la gamme 20 à 100 MHz.

- Période nominale de récurrence : 400 μ s.

- Facteur de forme : environ 10 %.

2^{ème} PARTIE :

SYSTEME RADAR

	Page
Chapitre II.1 : Système Antennaire	43
II.1.1) Définition des antennes	43
II.1.2) Réseaux d'antennes	47
II.1.3) Déphaseurs	58
II.1.4) Câbles	67
II.1.5) Caractérisation du sol	67
II.1.6) Conclusions	71
Chapitre II.2 : Systèmes d'Emission / Réception	73
II.2.1) Système d'émission	73
II.2.2) Système de réception	84
Chapitre II.3 : Système d'Acquisition et de Pilotage	113
II.3.1) Système d'acquisition	113
II.3.2) Système de pilotage	119
Chapitre II.4 : Traitement des Signaux Radar	131
II.4.1) Principe	131
II.4.2) Création des signaux rétrodiffusés complexes	132
II.4.3) Estimation spectrale	141

II.4.4) Application au radar cohérent -----	147
Chapitre II.5 : Calibrage du Système -----	153
II.5.1) Introduction -----	153
II.5.2) Calibrage « électronique » -----	154
II.5.3) Calibrage « électromagnétique » -----	157
II.5.4) Conclusion -----	162
Chapitre II.6 : Caractérisation du Système Radar -----	163
II.6.1) Introduction -----	163
II.6.2) Description du radar -----	163
II.6.3) Limites technologiques du radar -----	165
II.6.4) Limites logicielles du système -----	170
II.6.5) Conséquences sur le fonctionnement du système -----	174

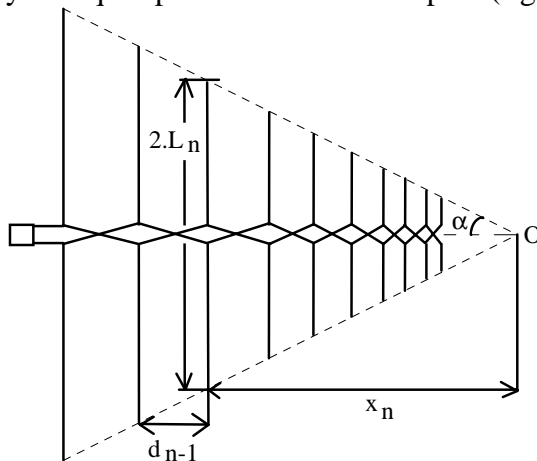
CHAPITRE II.1 : SYSTEME ANTENNAIRE

II.1.1) DEFINITION DES ANTENNES

Compte tenu de la bande de fréquence (20 - 100 MHz) dans laquelle le radar doit travailler et du principe même de la maquette M.O.S.A.R., les antennes doivent être à large bande et peu directives. Des antennes de type log-périodique ont été sélectionnées car elles satisfont ces critères.

II.1.1.1) Modélisation des Antennes en Espace Libre

L'antenne Log-Périodique Dipolaire (L.P.D.) est formée par un alignement de N dipôles symétriques placés dans le même plan (figure II.1.1).



$$\tau = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{x_{n+1}}{x_n} = \frac{d_{n+1}}{d_n}$$

$$\sigma = \frac{d_n}{4 \cdot L_n} = \frac{1 - \tau}{4 \cdot \tan(\alpha)}$$

Figure II.1.1 : Schéma descriptif de l'antenne log-périodique dipolaire.

Les dimensions de deux dipôles successifs suivent une progression géométrique de raison $1/\tau$, τ étant le facteur de proportionnalité. On définit le facteur d'espacement σ comme le rapport de la distance séparant deux dipôles adjacents à la double longueur du plus grand dipôle des deux. L'antenne se définit aussi par l'angle α formé par l'intersection des droites passant par les extrémités des dipôles et la droite passant par leurs centres. Le sommet de l'angle α coïncide avec le centre O d'un système de coordonnées cartésiennes (x, y, z). Le point O est appelé pôle d'expansion.

L'analyse du fonctionnement de l'antenne L.P.D.³¹ peut être divisée en deux parties. La première [35] consiste à calculer la tension et le courant à la base des dipôles et la deuxième [36] permet de déterminer la distribution du courant le long des différents éléments. A partir de cela, on accède aux caractéristiques radioélectriques de l'antenne.

L'antenne choisie pour notre étude est une RACAL-DANA RA943 composée de dix éléments (figure II.1.2). Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

- bande passante : 28 - 100 MHz,
- T.O.S. : < 2 :1 sur 80 % de la bande,
- impédance : 50 Ω ,
- gain : 6 dBi typique,
- ouverture du diagramme : plan H - 120° typique,
plan E - 80° typique,
- puissance maximale : 1 kW C.W.



Figure II.1.2 : Vue d'une antenne RACAL-DANA RA943 utilisée.

Sa modélisation par la méthode développée par [36], nous conduit à des diagrammes de rayonnement en espace libre, comme ceux donnés à la figure II.1.3.

Nous pouvons donc dire que la fréquence a peu d'influence sur le gain et que cette antenne est plus « directive » dans le plan E que dans le plan H, le plan E étant le plan dans lequel se situe les brins.

³¹ L.P.D. : Log-Périodique Dipolaire.

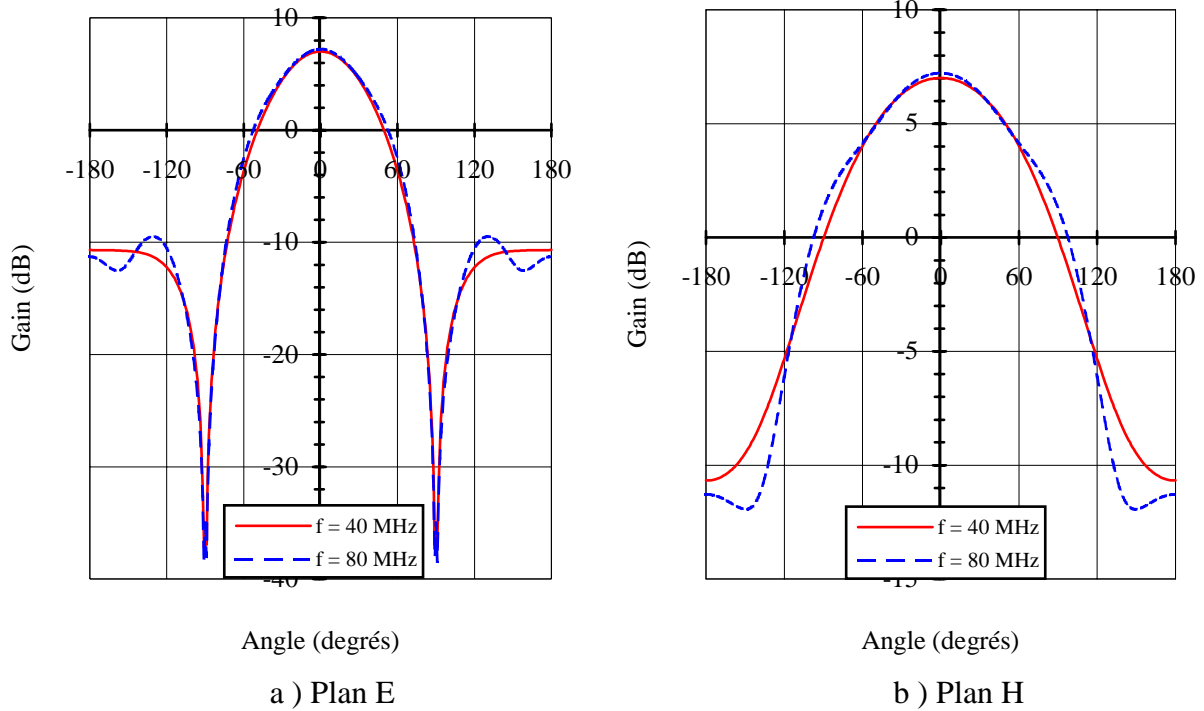


Figure II.1.3 : Modélisation du diagramme de rayonnement en espace libre de l'antenne RA943, pour $f = 40$ et 80 MHz.

Posons $G(\theta, A_z)$, les diagrammes de directivité de ces antennes, avec θ , l'angle d'élévation par rapport au sol et A_z , l'angle d'azimut par rapport à l'axe de l'antenne. Dans les études qui suivent, nous supposons l'azimut d'observation A_z constant et n'induisant pas de composante croisée, et que la phase apportée par l'antenne ne varie pas en fonction de la direction de visée. $G(\theta, A_z)$ peut donc être posé égale à $G(\theta)$ et considéré comme réel. Les diagrammes de directivité présentés, ont été confirmés par des mesures in-situ [36]. Nous avons de plus, choisi de ne représenter ces diagrammes de rayonnement que pour les zones angulaires les plus intéressantes, c'est-à-dire de 0° à 90° en élévation et de -90° à $+90^\circ$ en azimut.

II.1.1.2) Modélisation des Antennes au-dessus d'un Sol

L'antenne est placée au-dessus d'un sol caractérisé par sa permittivité relative ϵ_r et par sa conductivité σ . Les effets du sol sur l'antenne peuvent se modéliser en appliquant les lois de l'optique géométrique à condition que la méthode du coefficient de réflexion soit valide.

Dans le cas d'un dipôle, l'erreur relative par rapport à la solution exacte est inférieure à 10% sur la partie réelle et la partie imaginaire des éléments de la matrice d'impédance relatifs au couplage au sol, lorsque le dipôle est situé à une distance h du sol supérieure à [37] :

$$h = \frac{0,7 \cdot \lambda}{\sqrt{|\epsilon_r^*|}} \quad \text{avec } \epsilon_r^* = \epsilon_r + \frac{\sigma}{j\omega\epsilon_0}$$

où ϵ_r^* est la constante diélectrique complexe du sol rapportée à celle de l'air.

Ceci conduit aux limites indiquées sur la figure II.1.4. Pour un sol de permittivité réelle relative $\epsilon_r = 10$ et de conductivité $\sigma = 10^{-3}$ S/m, la formule précédente donne une hauteur minimale de $\lambda/4.5$, soit 3.3 m pour une fréquence de 20 MHz.

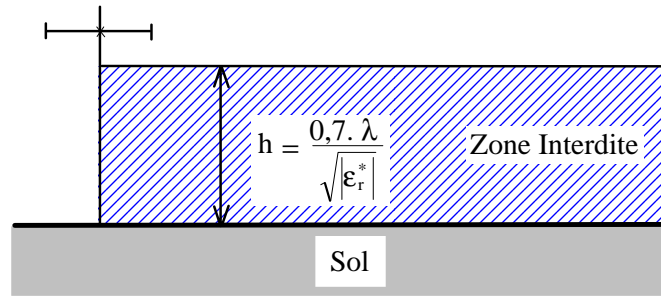


Figure II.1.4 : Limite de validité de la méthode du coefficient de réflexion : cas du dipôle [37].

Si l'onde incidente est à polarisation linéaire (Horizontale ou Verticale), le signal à la sortie de l'antenne s'écrit :

$$S(t) = S_0(t) \cdot \sqrt{G_0(\theta)} \cdot [1 + |R(\theta)| \cdot e^{j\psi(\theta)} \cdot e^{-j\varphi(\theta)}]$$

avec $S_0(t) \cdot \sqrt{G_0(\theta)}$: signal reçu par l'antenne en espace libre,

$G_0(\theta)$: gain de l'antenne en espace libre,

$\varphi(\theta) = \frac{4 \cdot \pi \cdot h}{\lambda} \cdot \sin(\theta)$: déphasage géométrique,

h : hauteur de l'antenne par rapport au sol.

$|R(\theta)| \cdot e^{j\psi(\theta)}$: expression complexe du coefficient de réflexion du sol, appelé respectivement R_V et R_H pour les ondes polarisées verticalement et horizontalement. R_V et R_H sont des nombres complexes donnés par les équations de Fresnel :

$$R_V = \frac{n^2 \cdot \sin(\theta) - \sqrt{n^2 - \cos^2(\theta)}}{n^2 \cdot \sin(\theta) + \sqrt{n^2 - \cos^2(\theta)}}$$

$$R_H = \frac{\sin(\theta) - \sqrt{n^2 - \cos^2(\theta)}}{\sin(\theta) + \sqrt{n^2 - \cos^2(\theta)}}$$

où θ est l'angle d'élévation,

et n , l'indice de réfraction complexe défini par :

$$n^2 = \epsilon_r - j \cdot \frac{18000 \cdot \sigma}{f}$$

Le diagramme de directivité en espace libre se caractérise par un gain maximal de 6 dBi pour une antenne à 10 brins avec un facteur d'échelle de 0.847 (RACAL-DANA RA943). La figure II.1.5 donne les diagrammes de rayonnement en polarisation horizontale et verticale, d'une telle antenne placée à une hauteur de 10 m au-dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma \in 10^{-3}$ S/m) pour deux fréquences différentes ($f_1 = 40$ MHz; $f_2 = 80$ MHz).

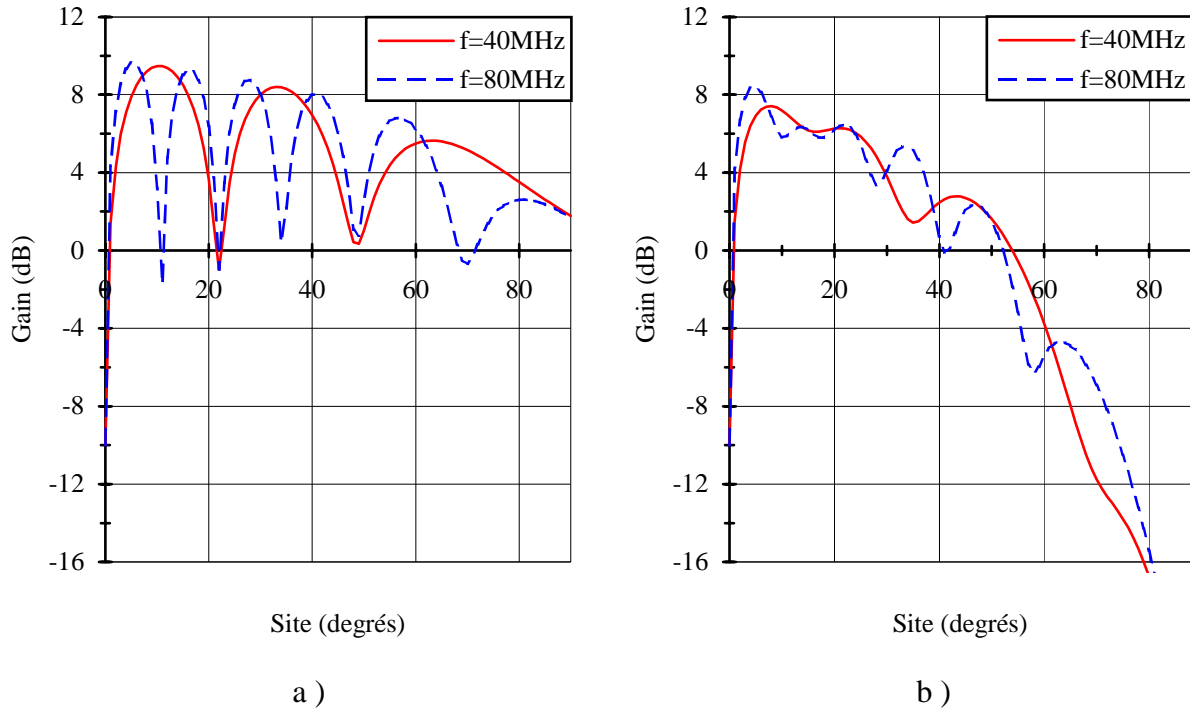


Figure II.1.5 : Diagrammes de rayonnement en polarisation horizontale (a) et verticale (b), d'une antenne placée au-dessus d'un sol moyennement sec ($h = 10$ m; $\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m).

A l'examen de ces figures obtenues par simulation, il apparaît pour certains angles d'élévation, des atténuations importantes dans le diagramme de directivité. Ceci induit une zone angulaire aveugle pour un radar fonctionnant avec une telle antenne. La création d'un réseau d'antennes s'avère être la solution pour éliminer ces zones d'atténuation [38].

Mais l'utilisation de plusieurs antennes se trouvant à des emplacements (lieux et hauteurs) différents, impose une pondération en phase sur chaque antenne, qui dépend :

- de l'angle de visée (élévation, azimut),
- de la position de l'antenne considérée (emplacement, hauteur),
- de la fréquence d'émission,
- de la polarisation.

II.1.2) RESEAUX D'ANTENNES

Dans les diagrammes de rayonnement de ces antennes, les zones d'atténuation sont causées par des inversions de phase entre le signal direct et le signal réfléchi par le sol. Ainsi, comme le montrent les figures II.1.6a et b, en faisant varier la hauteur de l'antenne, la position en site des zones d'atténuation varie.

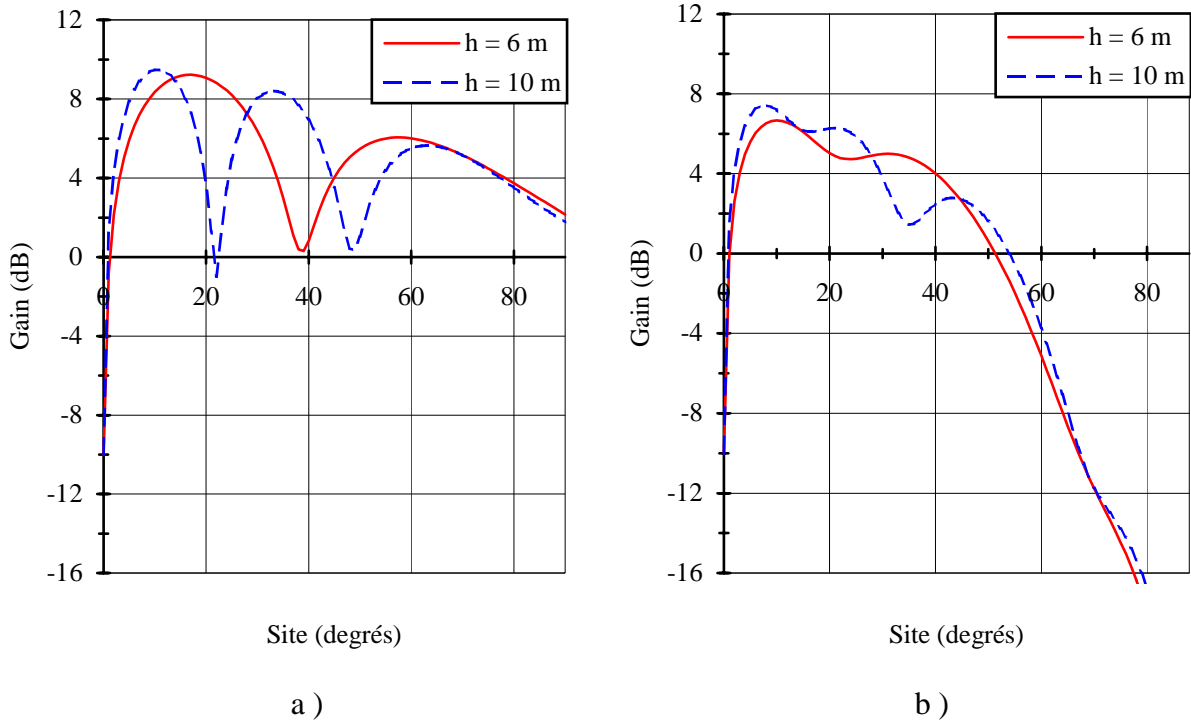


Figure II.1.6 : Diagrammes de directivité en polarisation horizontale (a) et verticale (b), d'une antenne placée à deux hauteurs différentes au-dessus d'un sol moyennement sec, ($f = 40$ MHz; $\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m).

II.1.2.1) Constitution du Réseau Élémentaire pour une Polarisation

La compensation pourra s'effectuer en augmentant le nombre d'antennes et en optimisant la hauteur de chacune, afin que les maxima des unes compensent les minima des autres. Les déphaseurs serviront dans ce cas, à remettre en phase les signaux en sortie du réseau afin de maximiser le gain.

Aussi, en augmentant le nombre d'antennes, les fluctuations en fonction de l'angle d'élévation, dans le gain total du réseau, diminuent. A la figure II.1.7, nous donnons l'exemple d'un réseau de 4 antennes disposées verticalement au-dessus d'un sol moyen et espacées chacune de 2 m, la plus basse se trouvant à 6 m, pour une fréquence de 40 MHz et une polarisation horizontale.

L'adjonction d'antennes implique aux systèmes d'émission et de réception, des structures parallèles. Dans une optique de limitation du coût de la réalisation, le radar M.O.S.A.R. sera constitué de deux réseaux de deux antennes par polarisation. Ainsi, pour une polarisation linéaire, le réseau élémentaire va s'organiser sous la forme présentée figure II.1.8.

Les signaux arrivant sur les antennes s'expriment sous la forme :

$$\begin{cases} S_1(t) = S_0(t) \cdot \sqrt{G_0(\theta)} \cdot [1 + |R(\theta)| \cdot e^{j\psi(\theta)} \cdot e^{-j\phi_1(\theta)}] \\ S_2(t) = S_0(t) \cdot \sqrt{G_0(\theta)} \cdot [1 + |R(\theta)| \cdot e^{j\psi(\theta)} \cdot e^{-j\phi_2(\theta)}] \end{cases} \quad (1)$$

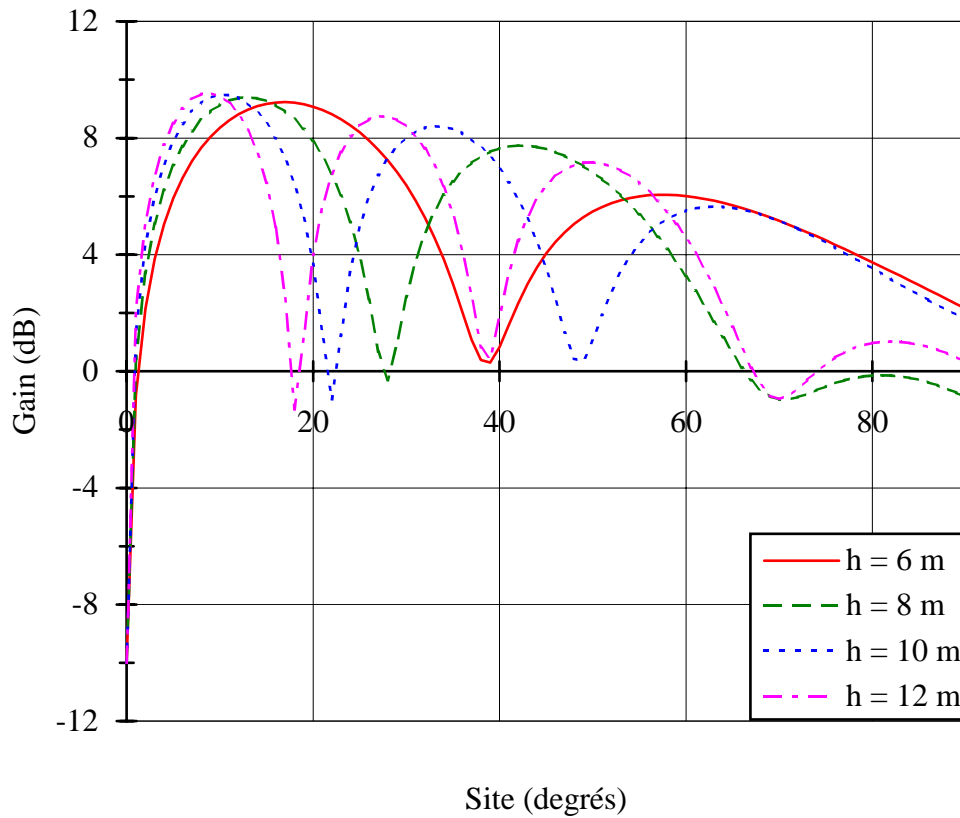


Figure II.1.7 : Diagrammes de directivité en polarisation horizontale, pour différentes hauteurs d'antennes, au-dessus d'un sol moyennement sec ($f = 40$ MHz; $h = 10$ m; $\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m).

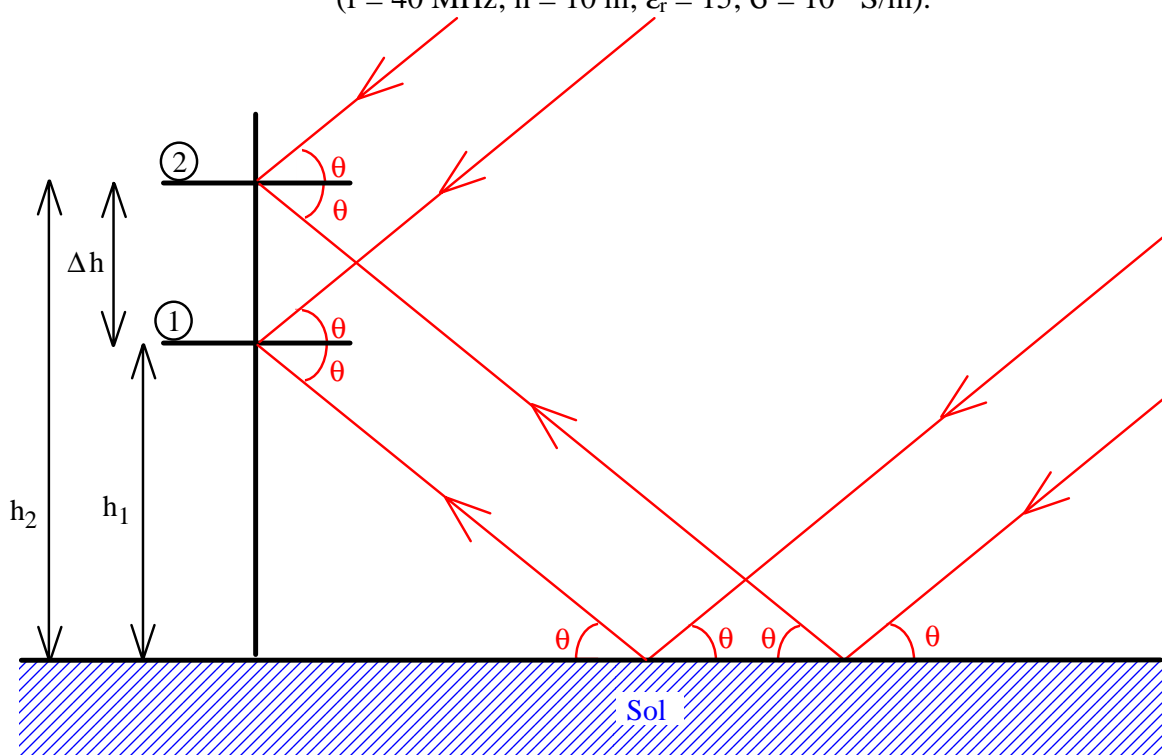


Figure II.1.8 : Géométrie d'un réseau élémentaire à deux antennes en polarisation horizontale. avec i , le rang de l'antenne considérée (ici, $i = 1$ ou 2),

$\varphi_1(\theta) = \frac{4 \cdot \pi \cdot h_1}{\lambda} \cdot \sin(\theta)$, le déphasage géométrique sur l'antenne considérée,

$|\mathbf{R}(\theta)| \cdot e^{j \cdot \psi(\theta)}$, le coefficient de réflexion complexe du sol.

En posant $\Delta h = h_2 - h_1$, la différence de hauteurs entre les deux antennes, et en choisissant le signal direct de l'antenne (1) comme référence de phase, le signal $S_2(t)$ se met sous la forme :

$$S_2(t) = S_0(t) \cdot \sqrt{G_0(\theta)} \cdot e^{j \cdot \chi(\theta)} \cdot [1 + |\mathbf{R}(\theta)| \cdot e^{j \cdot \psi(\theta)} \cdot e^{-j \cdot \varphi_2(\theta)}] \quad (2)$$

avec $\chi(\theta) = \frac{2 \cdot \pi \cdot \Delta h}{\lambda} \cdot \sin(\theta) = \frac{2 \cdot \pi \cdot (h_2 - h_1)}{\lambda} \cdot \sin(\theta)$, le déphasage spatial entre les deux antennes.

Les figures II.1.9a et b donnent des exemples des modules et des phases, des coefficients de réflexion du sol en fonction de l'angle d'élévation θ , pour une permittivité relative $\epsilon_r = 15$ et une conductivité $\sigma = 10^{-3}$ S/m.

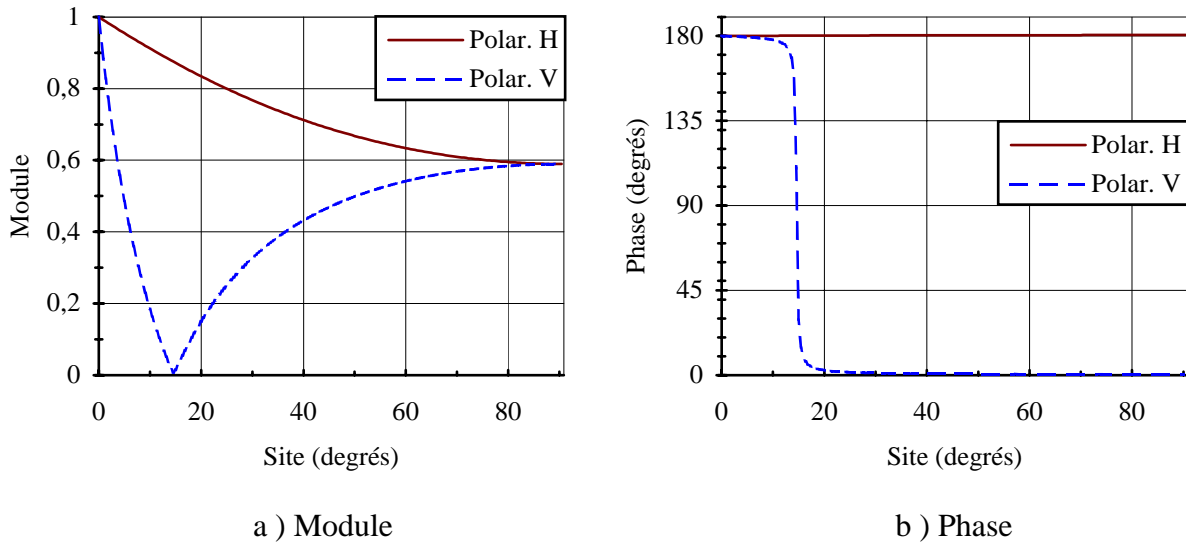


Figure II.1.9 : Module et phase du coefficient de réflexion d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m), pour $f = 40$ MHz.

Les équations (1) et (2) s'écrivent :

$$\begin{cases} S_1(t) = S_0(t) \cdot \sqrt{G_0(\theta)} \cdot \rho_1 \cdot e^{j \cdot \alpha_1(\theta)} \\ S_2(t) = S_0(t) \cdot \sqrt{G_0(\theta)} \cdot \rho_2 \cdot e^{j \cdot \alpha_2(\theta)} \cdot e^{j \cdot \chi(\theta)} \end{cases}$$

avec :

$$\begin{cases} \rho_1^2(\theta) = 1 + |\mathbf{R}(\theta)|^2 + 2 \cdot |\mathbf{R}(\theta)| \cdot \cos[\psi(\theta) - \varphi_1(\theta)] \\ \rho_2^2(\theta) = 1 + |\mathbf{R}(\theta)|^2 + 2 \cdot |\mathbf{R}(\theta)| \cdot \cos[\psi(\theta) - \varphi_2(\theta)] \end{cases}$$

et

$$\left\{ \begin{aligned} \tan \alpha_1 &= \frac{|R(\theta)| \cdot \sin[\psi(\theta) - \varphi_1(\theta)]}{1 + |R(\theta)| \cdot \cos[\psi(\theta) - \varphi_1(\theta)]} \\ \tan \alpha_2 &= \frac{|R(\theta)| \cdot \sin[\psi(\theta) - \varphi_2(\theta)]}{1 + |R(\theta)| \cdot \cos[\psi(\theta) - \varphi_2(\theta)]} \end{aligned} \right.$$

Pour obtenir le signal maximum à la sortie de ce réseau, il faut introduire un déphasage $\mu(\theta)$ tel que :

$$S(t) = S_1(t) + S_2(t) \cdot e^{j\mu(\theta)}$$

L'antenne la plus basse (1) étant prise comme référence de phase, le signal à la sortie du réseau s'écrit :

$$S(t) = S_0(t) \cdot \sqrt{G_0(\theta)} \cdot [\rho_1(\theta) + \rho_2(\theta)] \cdot e^{j\alpha_1(\theta)}$$

et le déphasage $\mu(\theta)$ appliqué pour la récupération de phase entre les deux antennes placées verticalement sur le même mât, est :

$$\mu(\theta) = \alpha_1(\theta) - \alpha_2(\theta) - \chi(\theta)$$

II.1.2.2) Amélioration des Performances en Emission/Réception

L'équation radar s'écrit :

$$P_r = \frac{P_e \cdot G_e(\theta) \cdot G_r(\theta) \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot R(\theta)^4}$$

avec :

- P_r = puissance reçue,
- P_e = puissance émise,
- $G_e(\theta)$ = gain du réseau d'émission,
- $G_r(\theta)$ = gain du réseau de réception,
- λ = longueur d'onde,
- σ = section efficace radar de la cible,
- $R(\theta)$ = distance radar - cible,
- θ = l'angle d'élévation.

Le gain des aériens va donc intervenir à travers le produit $[G_e(\theta) \cdot G_r(\theta)]$. Ainsi, en choisissant des hauteurs différentes pour les capteurs élémentaires entre les réseaux d'émission et de réception, nous effectuons une nouvelle compensation des effets de sol.

II.1.2.3) Réseaux d'Emission et de Réception

Après différentes simulations, les hauteurs choisies pour les antennes, afin de minimiser les atténuations dans les diagrammes de rayonnement, sont :

- Réseau d'émission :

- Polarisation Horizontale : $h_1 = 6$ m,
 $h_2 = 14$ m.
- Polarisation Verticale : $h_3 = 6$ m,
 $h_4 = 12$ m.

- Réseau de réception :

- Polarisation Horizontale : $h_5 = 7$ m,
 $h_6 = 11.5$ m.
- Polarisation Verticale : $h_7 = 7$ m,
 $h_8 = 14$ m.

Les figures II.1.10 et II.1.11 représentent les diagrammes de directivité correspondant à ces différentes antennes, ainsi que les gains résultant par polarisation et par réseau. A chaque angle de visée est appliquée une correction de phase.

L'adjonction d'une deuxième antenne par polarisation et par réseau, ainsi que la compensation entre les deux réseaux, permettent de réduire les variations du gain à environ ± 3 dB autour d'une valeur moyenne, comme le montre la figure II.1.12.

Les aériens d'émission et de réception sont donc des réseaux constitués de 4 antennes chacun (2 par polarisation) disposées comme le montrent les figures II.1.13 et II.1.14. On trouve une antenne par polarisation et par mât, afin de diminuer les effets de couplage entre les capteurs et de situer le centre de phase au milieu du réseau. Cette dernière remarque permet de garder la cohérence de la matrice de rétrodiffusion de la cible, pour les différentes polarisations.

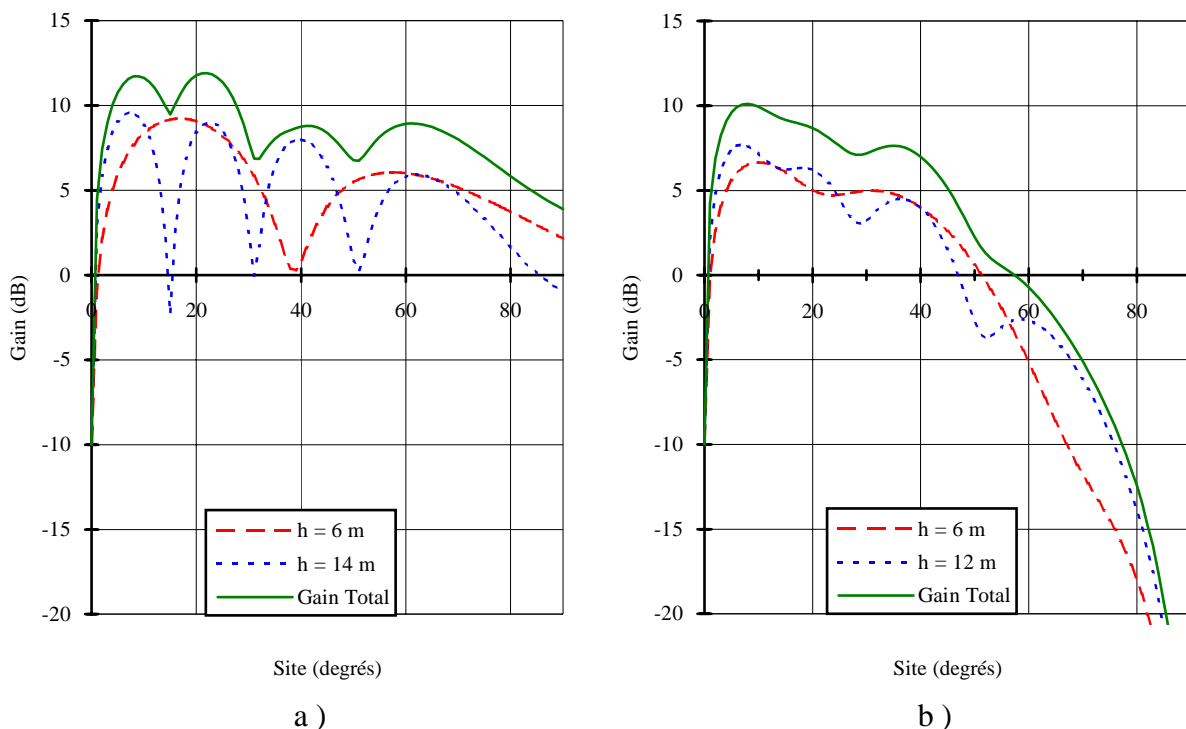


Figure II.1.10 : Diagrammes de directivité en polarisation horizontale (a) et verticale (b), du réseau d'émission, pour $f = 40$ MHz, au-dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m).

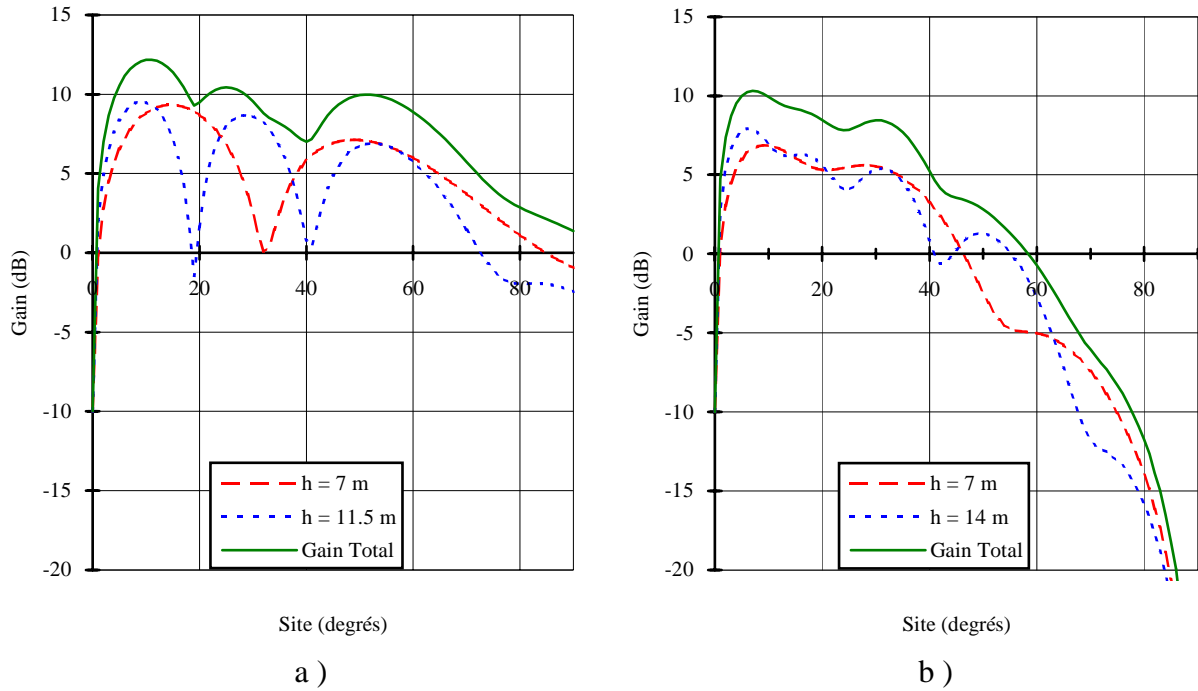


Figure II.1.11 : Diagrammes de directivité en polarisation horizontale (a) et verticale (b), du réseau de réception, pour $f = 40$ MHz, au-dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m).

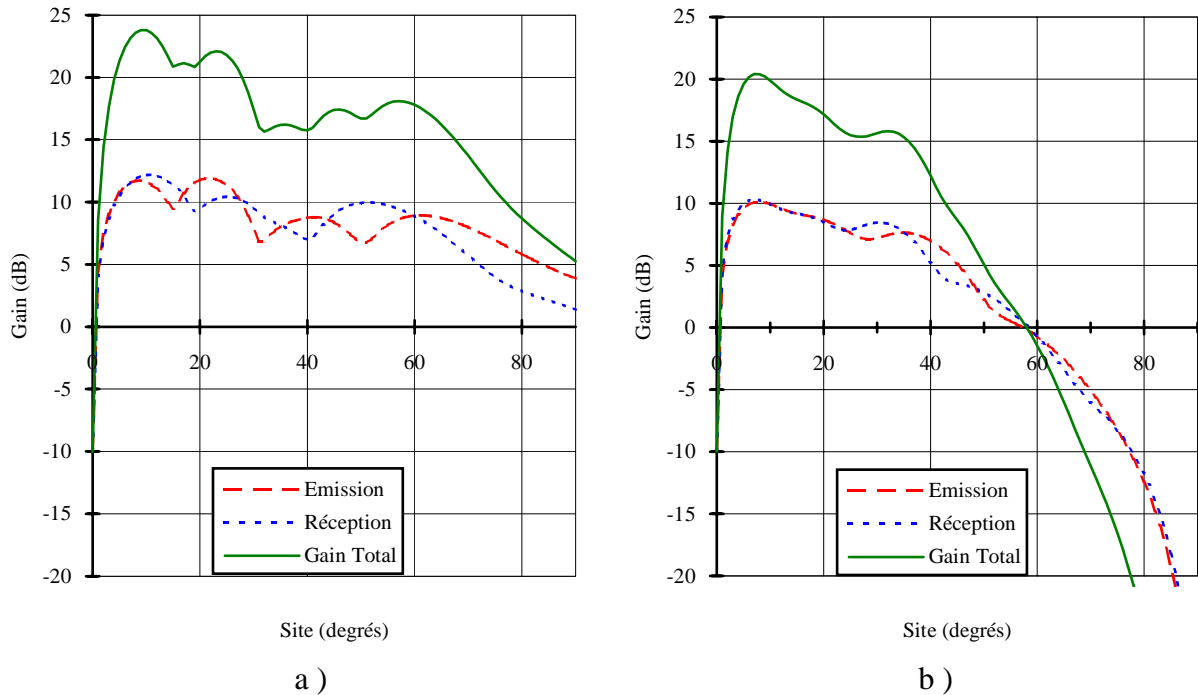


Figure II.1.12 : Gain total des réseaux (émission - réception) en polarisation horizontale (a) et verticale (b), pour $f = 40$ MHz, au-dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m).

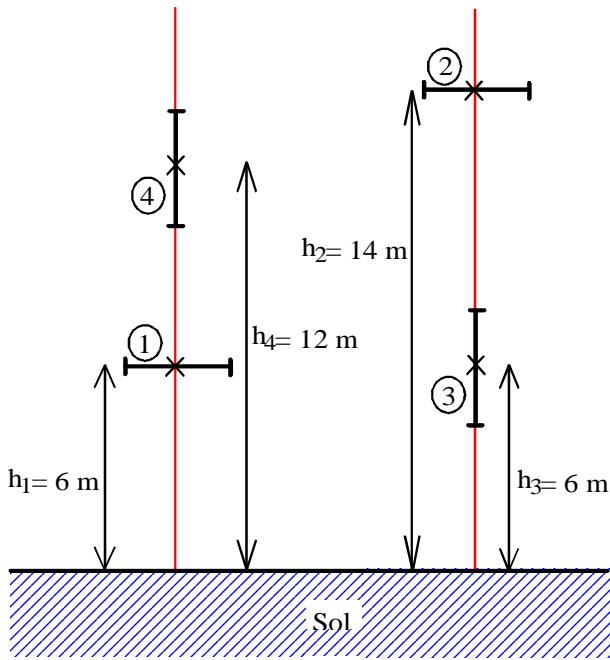


Figure II.1.13 : Réseau d'émission.

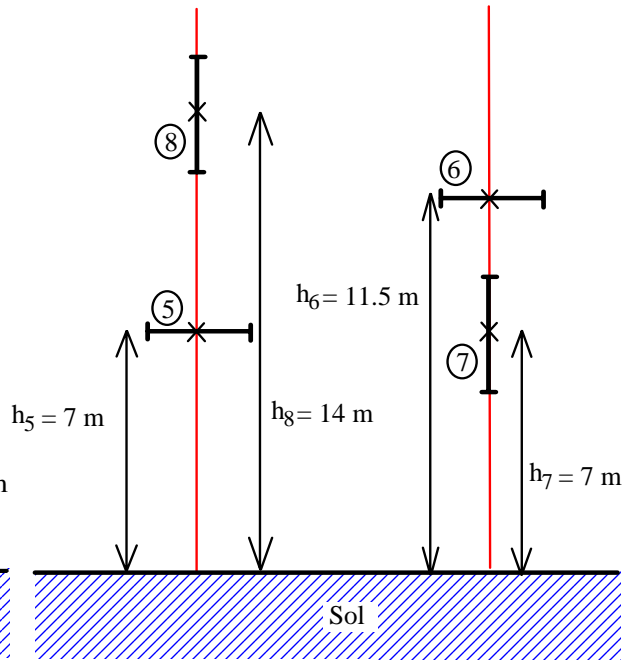
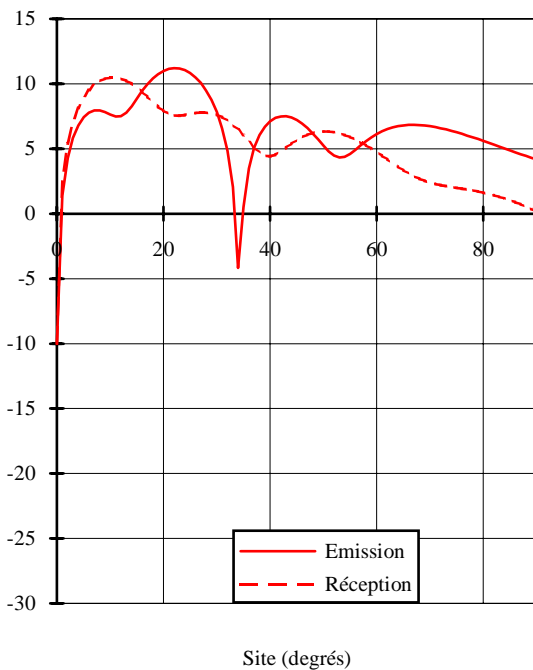
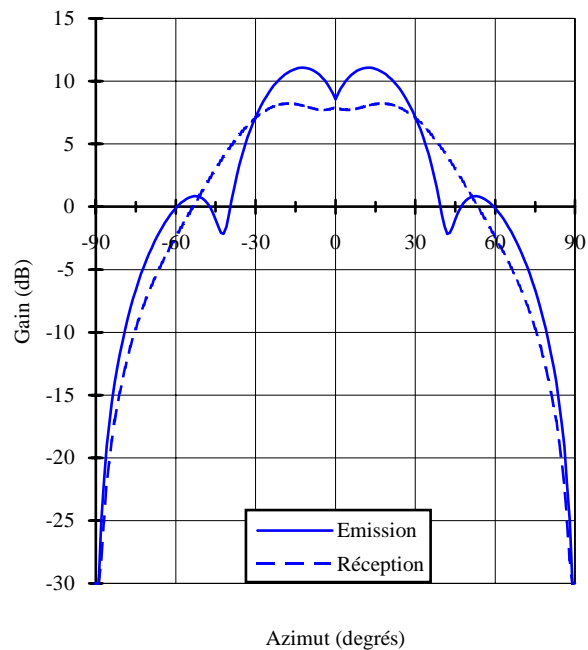


Figure II.1.14 : Réseau de réception.

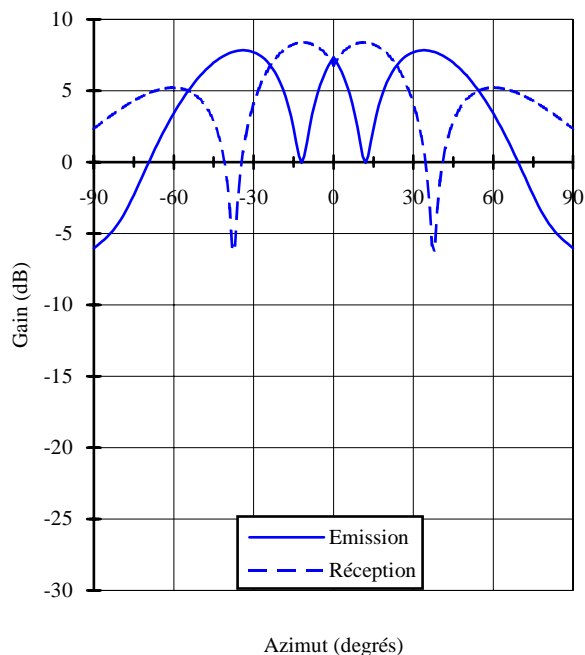
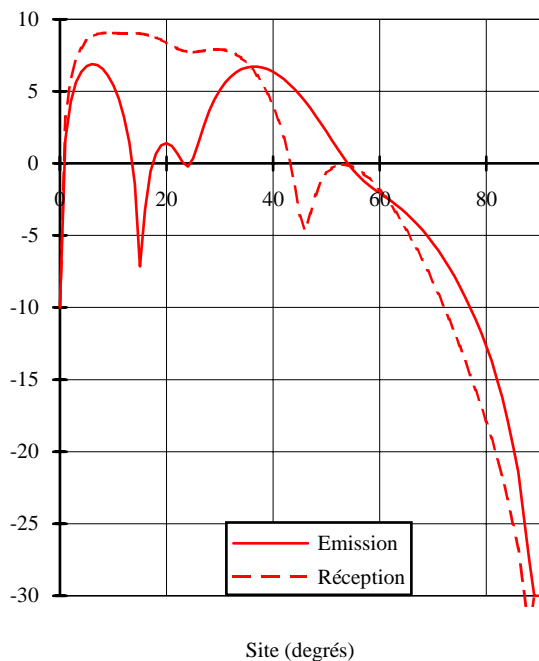
A titre d'exemple, la figure II.1.15 représente les diagrammes de directivité pour une direction de visée donnée ($\theta = 20^\circ$; $A_z = +10^\circ$), des réseaux d'émission et de réception en polarisation horizontale et verticale.



a) $G_H(\theta \in, +10^\circ)$



b) $G_H(+20^\circ; A_z)$



c) $G_V(\theta \in +10^\circ)$

d) $G_V(+20^\circ \in A_z)$

Figure II.1.15 : Diagrammes de directivité des réseaux d'émission et de réception, pour une direction de visée donnée ($\theta = 20^\circ$; $A_z = +10^\circ$), $f = 40$ MHz, au-dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m).

L'ouverture du lobe à -3 dB des réseaux est donc environ de 20° en élévation et en azimut. Le faible écartement entre les antennes (10 m) évite l'apparition de lobes secondaires trop importants.

Du fait de la planification du projet M.O.S.A.R., nous n'avons réalisé qu'une partie du radar. La photographie de la figure II.1.16 présente les réseaux d'émission et de réception utilisés en polarisation horizontale. Ces antennes sont implantées sur le site expérimental de Monterfil (35). Les mâts sont fabriqués par la société LERC (St Amand Les Eaux - 59) et ont une hauteur de 16 m. Ils sont en résine armée de fibre de verre et sont maintenus par neuf haubans en térylène pré-étirés tressés.



Figure II.1.16 : Vue actuelle des réseaux d'émission et de réception de la maquette M.O.S.A.R.

A la mise en place de ces antennes, nous avons effectué des mesures de T.O.S. (figure II.1.17). Elles ont ensuite été confirmées par des mesures à forts niveaux de signal pour les antennes d'émission. On constate donc un T.O.S. inférieur à 1.7 :1 sur la bande passante de l'antenne (28 - 100 MHz). Nous aurons donc dans le pire des cas, une puissance réfléchie d'environ 260 W.

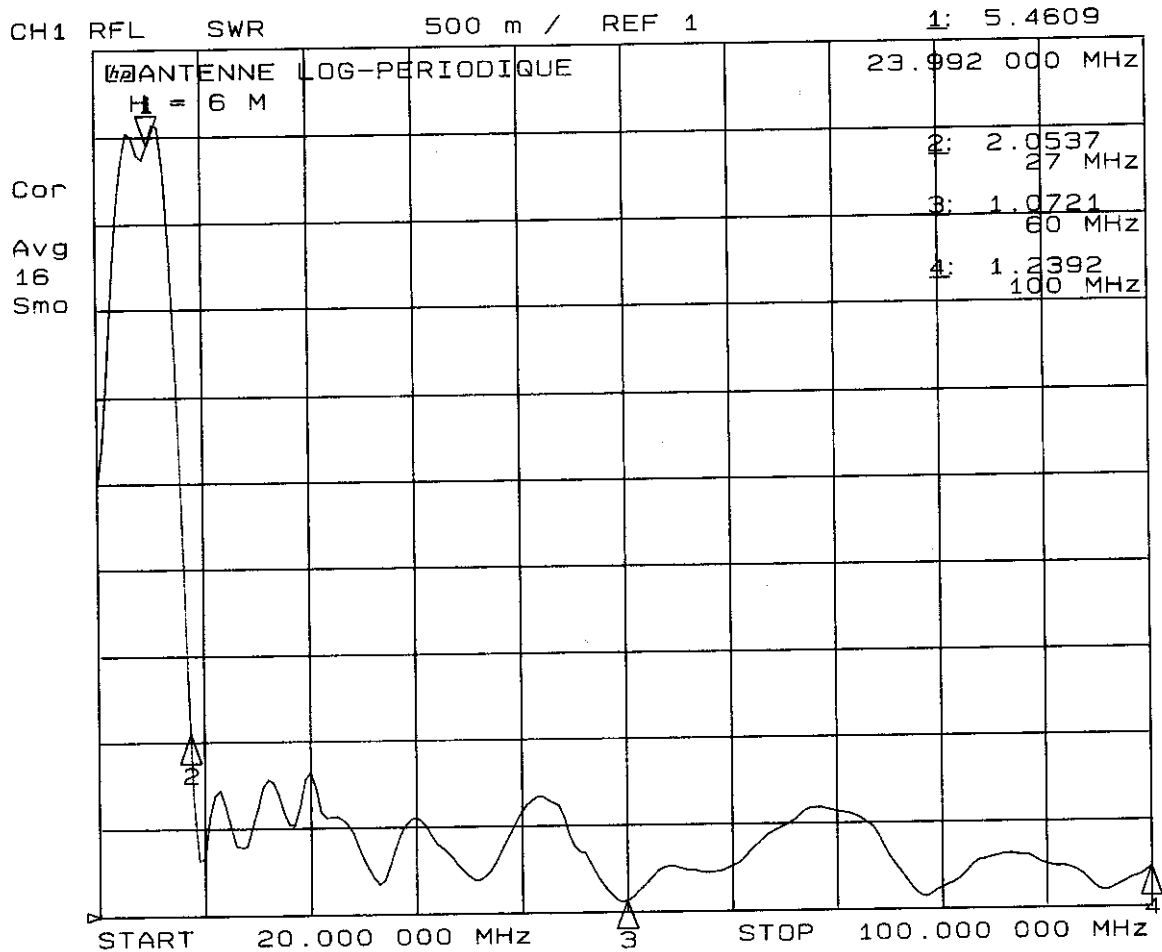


Figure II.1.17 : T.O.S. de l'antenne RACAL-DANA RA943 placée à une hauteur de 6 m au-dessus d'un sol naturel.

II.1.2.4) Orientation du Lobe Principal de Rayonnement

Dans la gamme V.H.F., la directivité en site et en gisement s'obtient au prix d'un déploiement horizontal très important (de plusieurs dizaines à plusieurs centaines de mètres). Pour limiter le coût de la réalisation, la maquette M.O.S.A.R. est assistée d'un radar de poursuite (CO.T.A.L.³²) qui lui fournit la position des cibles.

Les informations fournies par ce dernier radar se présentent sous la forme de trois tensions analogiques, représentant les coordonnées (x, y, z) d'un point dans l'espace. Ces tensions varient de 0 à +10 V, correspondant respectivement à des distances de 0 et 100 km. Elles sont échantillonnées par des convertisseurs 8 bits AD8621J d'ANALOG DEVICES, et transférées par l'intermédiaire d'un bus informatique à l'ordinateur. Ces données vont donc servir pour le calcul des déphasages et permettre de pointer le lobe principal des réseaux dans la direction de la cible. La figure II.1.18 nous présente le schéma électrique de cette carte.

³² CO.T.A.L. : Commandement de Tir pour l'Artillerie Légère.

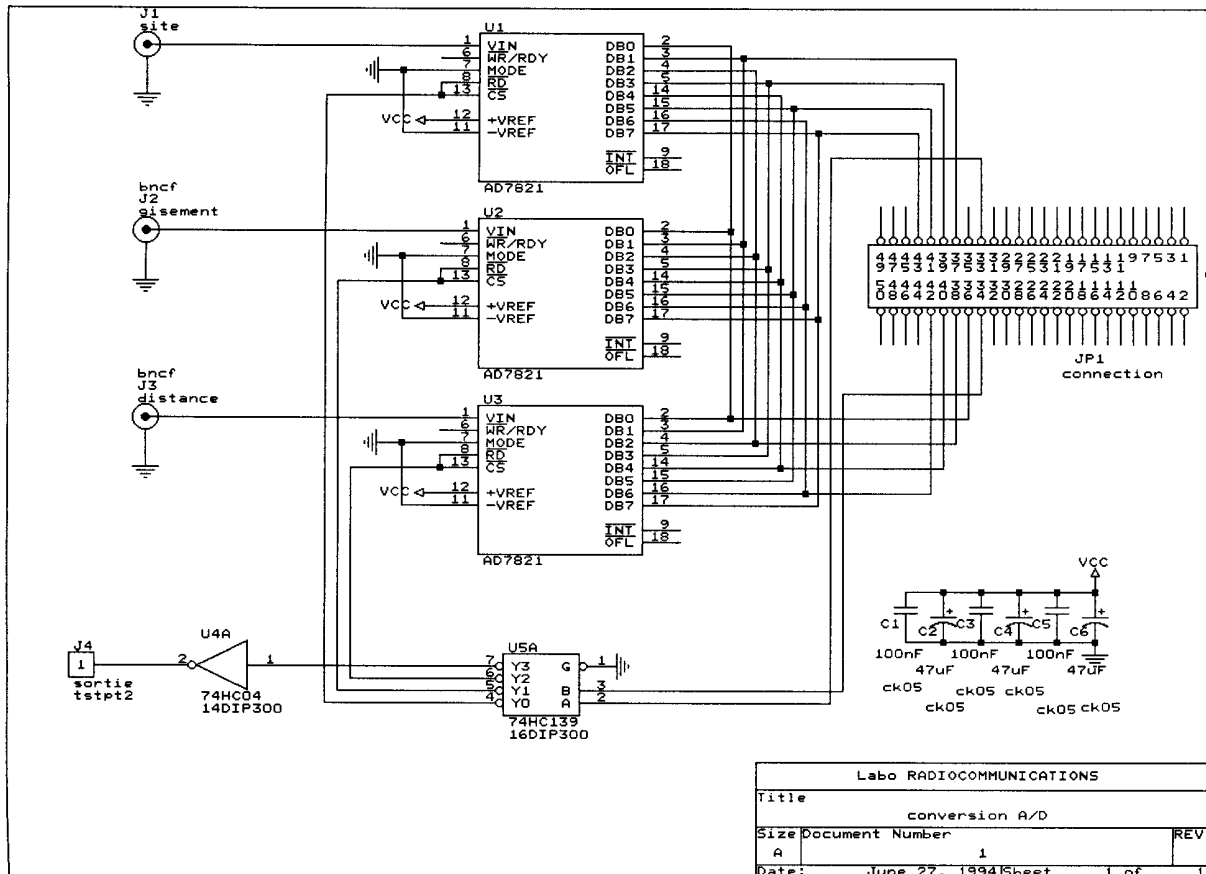


Figure II.1.18 : Schéma électrique de la carte d'acquisition des coordonnées de la cible.

II.1.3) DEPHASEURS

II.1.3.1) Présentation et Implantation

La création de réseaux constitués de plusieurs antennes se trouvant à des emplacements (lieux et hauteurs) différents, impose une pondération en phase sur chacune des antennes, qui dépend :

- de la direction de visée (élévation et azimut),
- de la position de l'antenne considérée (emplacement, hauteur),
- de la fréquence d'émission.

Les exigences concernant les déphaseurs [39][40] peuvent être résumées comme suit:

- Pertes d'insertion : elles doivent être les plus faibles possibles. Elles causent une diminution de la puissance d'émission et du rapport signal à bruit à la réception.
- Temps de commutation : il doit être le plus court possible. Un long temps de commutation augmente la distance aveugle du radar.
- Puissance de commande : elle doit être la plus faible possible. Une puissance élevée augmente le coût des circuits de commande.
- Erreur de phase : elle doit être la plus faible possible. Il ne faut pas qu'elle réduise le gain du réseau de façon substantielle. Une cause d'erreur sur la phase est le poids du bit significatif le plus faible dans le cas d'un déphaseur à commande numérique. Les autres sont dues aux tolérances dans le déphaseur et sa commande.

- Puissance transmise : la puissance transmise dépend de la portée maximale du radar et impose la puissance maximale admissible par le déphaseur.

La liste ci-dessus est appropriée pour des déphaseurs localisés près des éléments rayonnants du réseau. Si les amplificateurs sont placés entre les déphaseurs et les antennes, les pertes d'insertion et la puissance admissible par le déphaseur, ne sont plus des critères significatifs, ces derniers étant de puissance pour l'émission et à faible bruit pour la réception.

Dans le cadre d'une application multifréquence et afin de limiter leur nombre, les quatre fréquences émises sont traitées en amont des amplificateurs de puissance à l'émission et en aval des amplificateurs faible bruit à la réception. Le déphasage étant fonction de la fréquence d'émission et de l'antenne considérée, pour un système comprenant huit antennes et émettant quatre fréquences simultanément, il est nécessaire de disposer de trente-deux déphaseurs répartis uniformément entre les systèmes d'émission et de réception. De plus, la bande de fréquence étant relativement large (20-100 MHz), les déphaseurs doivent posséder une large bande passante, ce dernier critère étant un inconvénient majeur dans le choix des déphaseurs, notamment au niveau du coût.

Afin de remédier à cet inconvénient, il est possible de séparer les générateurs d'émission en deux sources distinctes, une fixe et l'autre variable. Les déphaseurs sont dans ce cas, en série avec la source fixe. Les fréquences d'émission sont ensuite récupérées par mélange et par filtrage. Les deux configurations d'implantation des déphaseurs, peuvent être résumées comme suit :

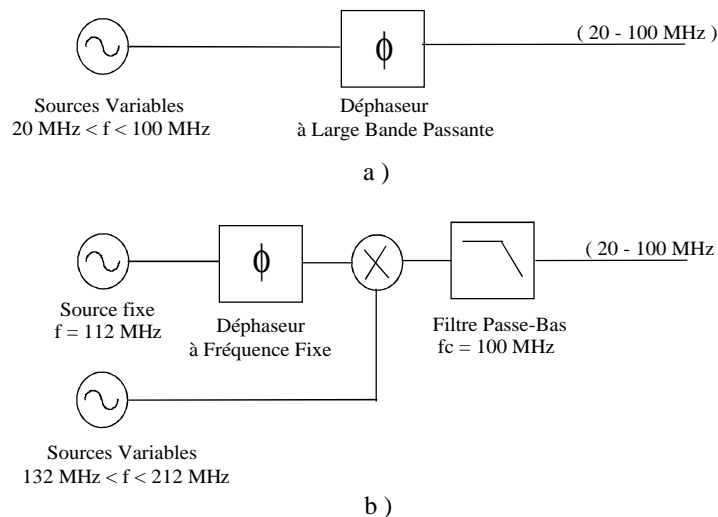


Figure II.1.19 : Implantation des déphaseurs dans le cas :

a) de déphaseurs à large bande passante,

b) de déphaseurs à fréquence fixe.

Du fait du coût des déphaseurs à large bande de fréquence et du nombre nécessaire, la solution du partage des sources d'émission avec des déphaseurs à fréquence fixe est la plus adaptée. De plus, cette solution améliore la reproductibilité et réduit les problèmes de non-linéarité du composant.

II.1.3.2) Calcul des déphasages

II.1.3.2.1) Réseau Vertical Ponctuel

Dans une première approche, les deux antennes sont implantées verticalement sur le même mât, comme indiqué à la figure II.1.8 (§ II.1.2.1).

Ainsi, pour obtenir le signal maximum à la sortie de ce réseau, il faut introduire un déphasage μ (θ), tel que :

$$S(t) = S_1(t) + S_2(t) \cdot e^{j\mu(\theta)}$$

avec $S_1(t)$ et $S_2(t)$, les signaux issus respectivement des antennes (1) et (2).

En prenant comme référence, le signal direct sur l'antenne la plus basse (1), le déphasage $\mu(\theta)$ appliqué au signal issu de l'antenne (2), s'exprime par :

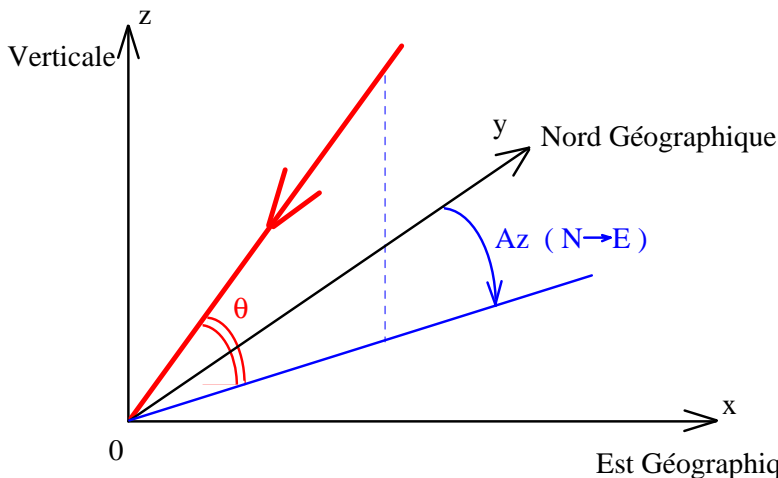
$$\mu(\theta) = \alpha_1(\theta) - \alpha_2(\theta) - \chi(\theta)$$

avec $\chi(\theta)$, le déphasage spatial entre les deux antennes, tel que :

$$\chi(\theta) = \frac{2\pi \Delta h}{\lambda} \cdot \sin(\theta) = \frac{2\pi \cdot (h_2 - h_1)}{\lambda} \cdot \sin(\theta)$$

II.1.3.2.2) Réseau Vertical Linéaire

Dans le cas de la maquette M.O.S.A.R., les deux antennes de même polarisation sont disposées sur deux mâts différents. La différence de phase entre les deux signaux va donc dépendre aussi de l'azimut de la cible par rapport au radar. Le trièdre suivant définit les notions d'angles d'élévation et d'azimut :



avec :

θ , l'angle d'élévation géographique,

A_z , l'angle d'azimut par rapport au Nord (le sens positif étant le sens Nord \rightarrow Est).

Si le centre de phase se situe au milieu du réseau, les signaux arrivant sur chaque antenne se représentent sous la forme indiquée à la figure II.1.20.

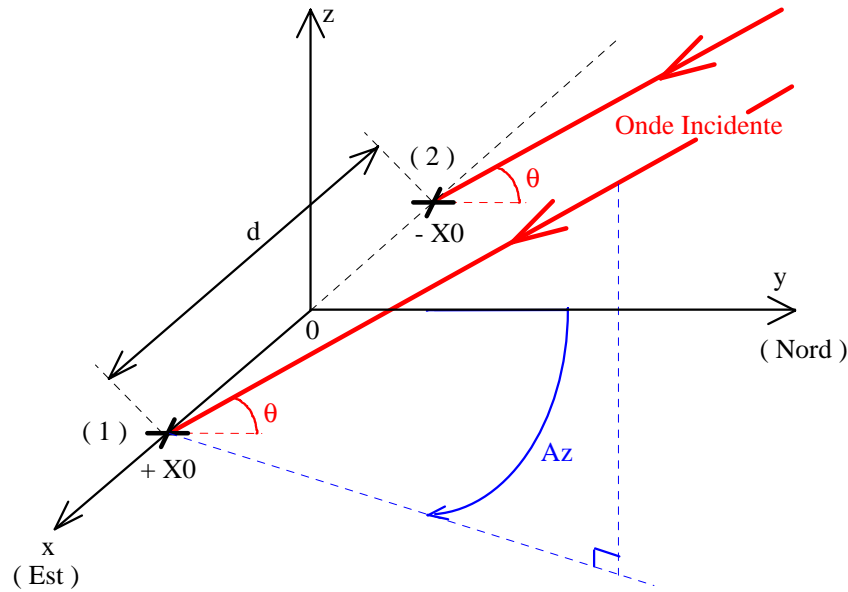


Figure II.1.20 : Réseau d'antennes linéaire.

Posons d , la distance au sol séparant les deux antennes. Pour un réseau aligné Est - Ouest et visant vers le Nord, la différence de phase $2.\gamma(\theta, A_z)$ entre les deux signaux, s'exprime par :

$$2.\gamma(\theta, A_z) = \frac{2.\pi.d}{\lambda} . \cos(\theta) . \sin(A_z)$$

Les signaux $S_1(t)$ et $S_2(t)$ à la sortie du réseau, s'écrivent :

$$S_1(t) = S_0(t) . \sqrt{G_0} . \rho_1 . e^{j.\alpha_1(\theta)} . e^{-j.\gamma(\theta, A_z)}$$

$$S_2(t) = S_0(t) . \sqrt{G_0} . \rho_2 . e^{j.\alpha_2(\theta)} . e^{+j.\gamma(\theta, A_z)}$$

Afin de situer le centre de phase au milieu du réseau, il faut appliquer les déphasages $\Phi_1(\theta, A_z)$ et $\Phi_2(\theta, A_z)$ respectivement sur les antennes (1) et (2), tels que :

$$\begin{aligned} \Phi_1(\theta, A_z) &= +\gamma(\theta, A_z) \\ &= +\frac{\pi.d}{\lambda} . \sin(\theta) . \sin(A_z) \\ \Phi_2(\theta, A_z) &= -\gamma(\theta, A_z) + \alpha_1(\theta) - \alpha_2(\theta) - \chi(\theta) \\ &= -\frac{\pi.d}{\lambda} . \cos(\theta) . \sin(A_z) + \alpha_1(\theta) - \alpha_2(\theta) - \frac{2.\pi}{\lambda} . (h_2 - h_1) . \sin(\theta) \\ &= \alpha_1(\theta) - \alpha_2(\theta) - \frac{\pi}{\lambda} . [d.\cos(\theta) . \sin(A_z) + 2.(h_2 - h_1) . \sin(\theta)] \end{aligned}$$

Les figures II.1.21 à II.1.24 présentent pour différents azimuts, les déphasages qui sont à appliquer aux antennes d'émission et de réception.

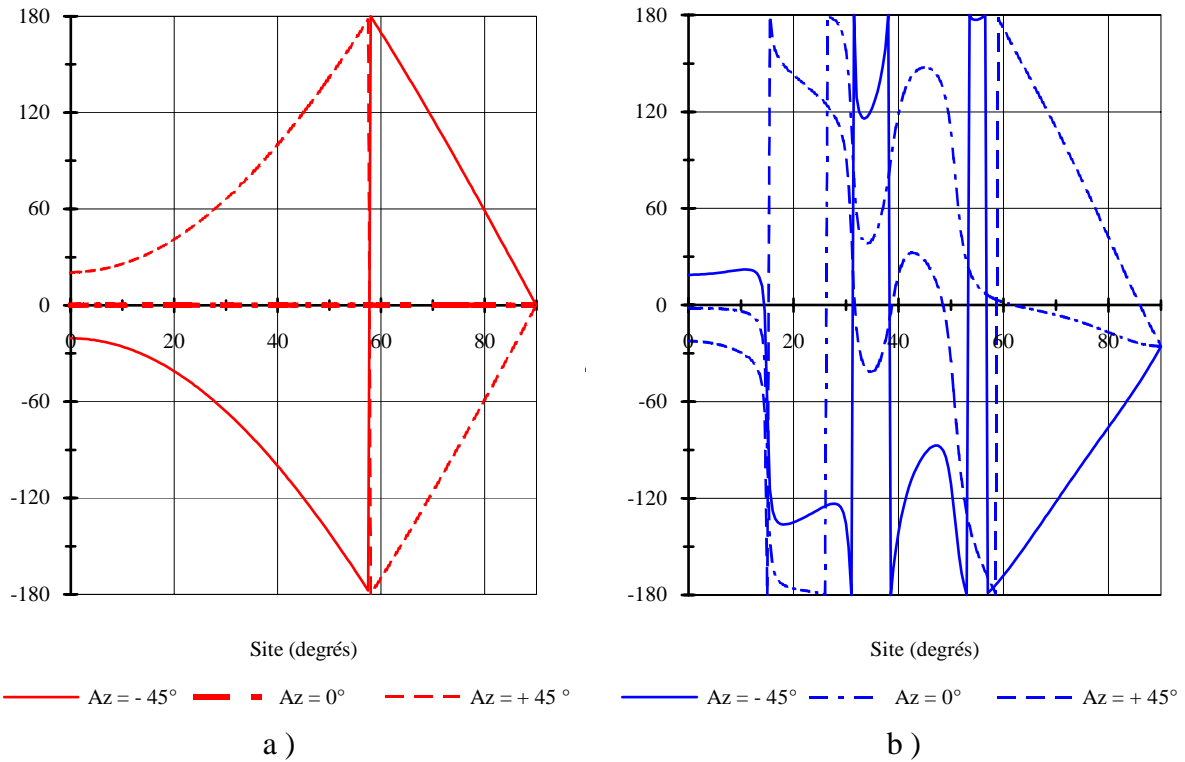


Figure II.1.21 : Réseau d'émission - Polarisation horizontale :

Déphasage $\Phi_1(\theta, A_z)$ et $\Phi_2(\theta, A_z)$ à appliquer aux signaux issus respectivement de l'antenne (1) et (2), au-dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m), pour une fréquence de 40 MHz et une distance entre les mâts d'un même réseau de 20 m.

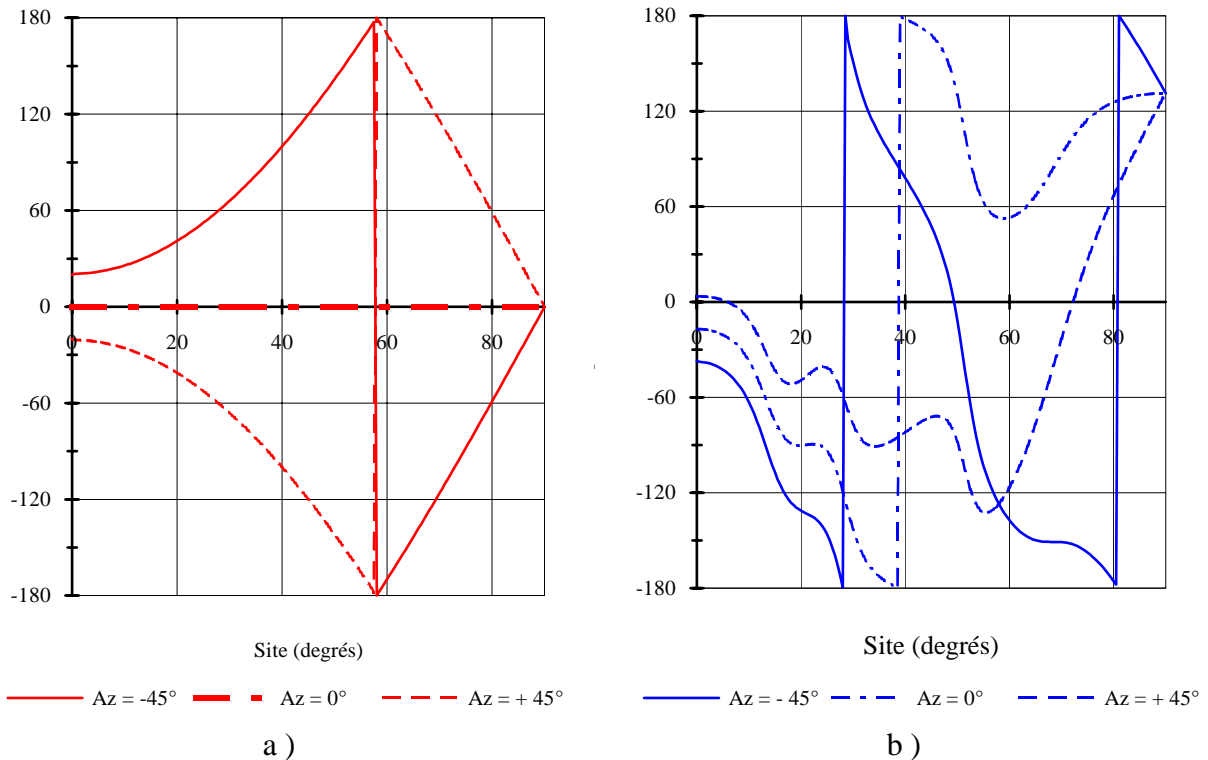


Figure II.1.22 : Réseau d'émission - Polarisation verticale :

Déphasage $\Phi_3(\theta, A_z)$ et $\Phi_4(\theta, A_z)$ à appliquer aux signaux issus respectivement de l'antenne (3) et (4), au-dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m), pour une fréquence de 40 MHz et une distance entre les mâts d'un même réseau de 20 m.

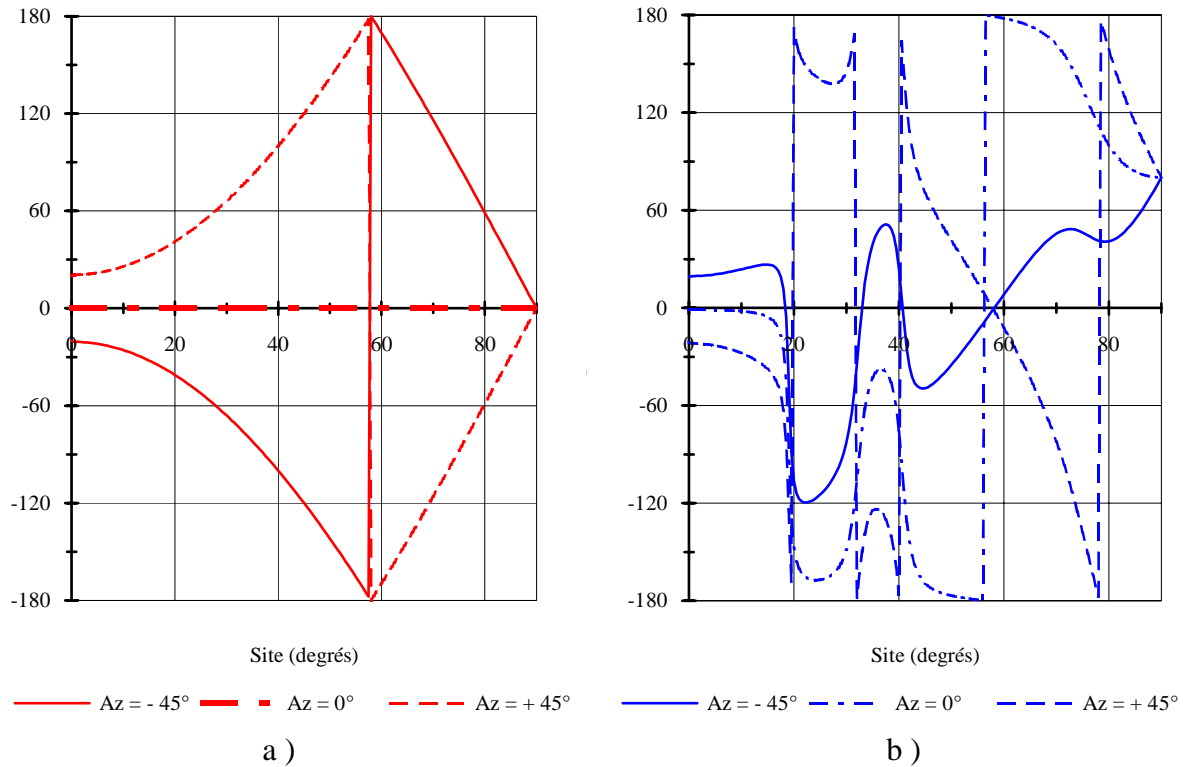


Figure II.1.23 : Réseau de réception - Polarisation horizontale :

Déphasage $\Phi_5(\theta, A_z)$ et $\Phi_6(\theta, A_z)$ à appliquer aux signaux issus respectivement de l'antenne (5) et (6), au-dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m), pour une fréquence de 40 MHz et une distance entre les mâts d'un même réseau de 20 m.

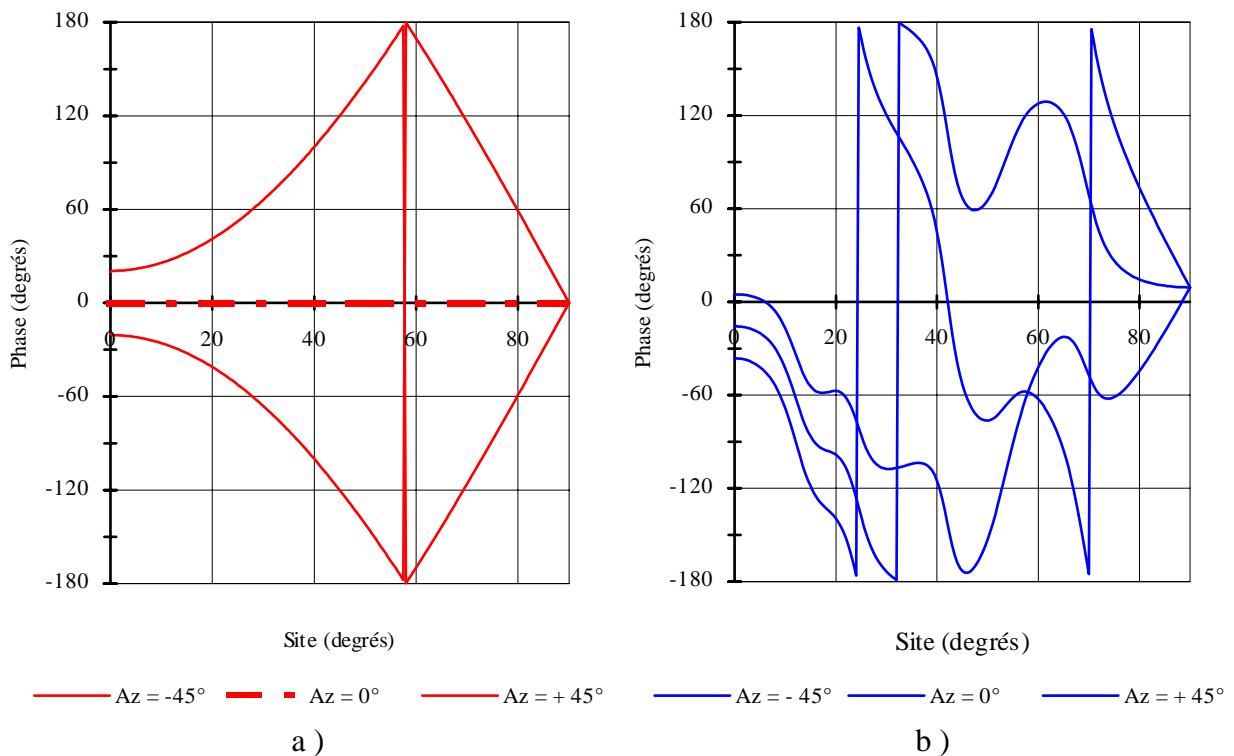


Figure II.1.24 : Réseau de réception - Polarisation verticale :

Déphasage $\Phi_7(\theta, A_z)$ et $\Phi_8(\theta, A_z)$ à appliquer aux signaux issus respectivement de l'antenne (7) et (8), au-dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m), pour une fréquence de 40 MHz et une distance entre les mâts d'un même réseau de 20 m.

II.1.3.3) Commande des Déphaseurs

II.1.3.3.1) Introduction

Du fait du nombre important d'opérations à effectuer, l'utilisation d'un ordinateur pour la commande des déphaseurs est nécessaire. De plus, il permet une très grande flexibilité dans l'optimisation des performances du réseau d'antennes.

Il va donc y avoir une quantification de la commande de la phase. Des erreurs inhérentes à ce procédé vont alors apparaître. Elles sont d'autant plus faibles que le nombre de bits est élevé. En contrepartie, le coût des déphaseurs augmente. Ainsi, un compromis entre l'erreur de phase maximale tolérée et le coût global est nécessaire.

II.1.3.3.2) Erreur de Phase

Comme la commande des déphaseurs est numérique, l'exactitude de la phase est fonction du nombre de bits. Pour simplifier les calculs, la commande des déphaseurs et diminuer le coût, un faible nombre de bits est souhaitable. Ce nombre va conditionner les performances du réseau en affectant le gain et l'exactitude de la direction (élévation et azimuth) de visée du radar. Avec un déphaseur commandé par P bits, la phase peut être réglée à la valeur désirée avec une erreur maximale de :

$$\Delta = \pm \frac{180^\circ}{2^P}$$

L'effet de la quantification de la phase sur le diagramme de rayonnement est similaire aux effets causés par des erreurs aléatoires [41]. Le gain d'un réseau d'antennes avec une erreur de phase quadratique $\overline{\delta^2}$ est approximativement [39] :

$$G = G_0 \cdot \left(1 - \overline{\delta^2}\right)$$

où G_0 est le gain sans erreur.

Pour un déphaseur commandé par P bits, l'erreur de phase δ se décrit par une densité de probabilité uniforme sur un intervalle $\pm \pi / 2^P$. L'erreur de phase quadratique moyenne pour une densité de probabilité uniforme est :

$$\overline{\delta^2} = \frac{1}{3} \cdot \frac{\pi^2}{2^{2 \cdot P}}$$

Le gain s'exprime sous la forme :

$$G = G_0 \cdot \left(1 - \frac{1}{3} \cdot \frac{\pi^2}{2^{2 \cdot P}}\right)$$

Les pertes sont donc de :

- 1 dB pour un déphaseur 2 bits,
- 0.23 dB pour un déphaseur 3 bits,
- 0.06 dB pour un déphaseur 4 bits.

Ainsi, sur la base des pertes de gain, un déphaseur avec une commande par 3 ou 4 bits est largement suffisant dans la plupart des applications.

D'un autre point de vue, le réseau d'antennes étant peu directif, les pertes de gain causées par les erreurs de phase dues à la quantification, sont faibles. Ainsi, le choix du nombre de bits pour la commande des déphaseurs sera basé, sur d'autres critères.

La maquette M.O.S.A.R. est une application multifréquence et multipolarisation. De ce fait, un nombre important de structures parallèles, sont à développer. Le nombre de structures dépend du nombre de fréquences (dans notre cas, 4) et des polarisations utilisées (ici 2). Pour que cet ensemble fonctionne correctement, il faut que toutes ces structures soient calibrées en phase. Les déphaseurs ont donc un double rôle : récupérer les différences de phase entre les signaux issus des antennes et calibrer les différentes chaînes d'émission et de réception. Le nombre de bits de commande des déphaseurs doit donc être suffisant pour que l'erreur de phase entre ces différentes structures, puisse être considérée comme négligeable. Ainsi, une commande de 8 bits est suffisante. Dans ce cas, l'erreur maximale de phase est de 0.7° . Le nombre de bits peut être huit si la commande de phase est linéaire. Si ce n'est pas le cas, il faudra augmenter le nombre de bits afin d'atteindre une précision au minimum de 0.7° .

Chaque déphaseur devant être configuré séparément, un certain nombre de bits est nécessaire pour réaliser un adressage. Les déphaseurs étant au nombre de trente-deux, il faut donc utiliser cinq bits d'adresses. Un bus de seize bits est employé pour la commande de ces déphaseurs. Seulement treize de ces bits sont utilisés (huit pour les données, cinq pour les adresses). Les trois bits restant serviront ensuite lors de l'augmentation du nombre de fréquences émises par la maquette M.O.S.A.R.

II.1.3.3.3) Vitesse d'Incrémentation

Supposons une cible volant à 900 km/h et à une altitude de 1 km. En considérant un système de déphaseurs avec huit bits de commande, soit 1.4° de précision, la cible devra parcourir 24.4 m avant qu'il y ait un changement de phase. La vitesse de la cible étant de 250 m/s, il faudra dans le pire des cas, changer la phase approximativement toutes les 100 ms.

Nous pouvons remarquer d'autre part, que les diagrammes de rayonnement en site et en gisement, varient peu pour des écarts d'angle de l'ordre de 5° . Si nous nous basons sur ce critère et considérons une cible à 10 km d'altitude, se déplaçant à une vitesse de 300 m/s, une variation de l'angle d'élévation de 55° à 60° , se fait pendant un temps de 4 s. Il n'est donc pas utile de changer les phases plus souvent.

II.1.3.4) Caractérisation des Déphaseurs

L'optimisation du diagramme de directivité et des systèmes d'émission et de réception, est assurée par des déphaseurs à commande numérique. La réalisation de ces équipements a été confiée à la société HELP (Perros-Guirec - 22).

La figure II.1.25 nous présente le schéma d'un déphaseur. Le principe repose sur la commande en courant de varicap mise en parallèle à l'aide de coupleur à -3 dB. La commande extérieure s'effectue sur 8 bits et est ensuite transformée en 12 bits afin d'assurer une meilleure linéarité de la commande. L'erreur dans ce cas n'excède pas $\pm 0.1^\circ$. Ce mot de 12 bits est converti en courant pour piloter les varicaps. De plus, un étage d'amplification de 12 dB est inséré en sortie des déphaseurs. Il permet de disposer d'un niveau de signal suffisamment élevé pour attaquer des mélangeurs. La photographie de la figure II.1.26 présente un des modules de déphasage (0° - 360°) utilisé.

La dispersion de phase entre les déphaseurs a été mesurée et prise en compte dans la commande numérique. Ces déphaseurs ont donc tous la même référence. Du fait de l'utilisation de ces déphaseurs à fréquence fixe, la différence de gain entre étages ne dépasse pas 0.1 dB.

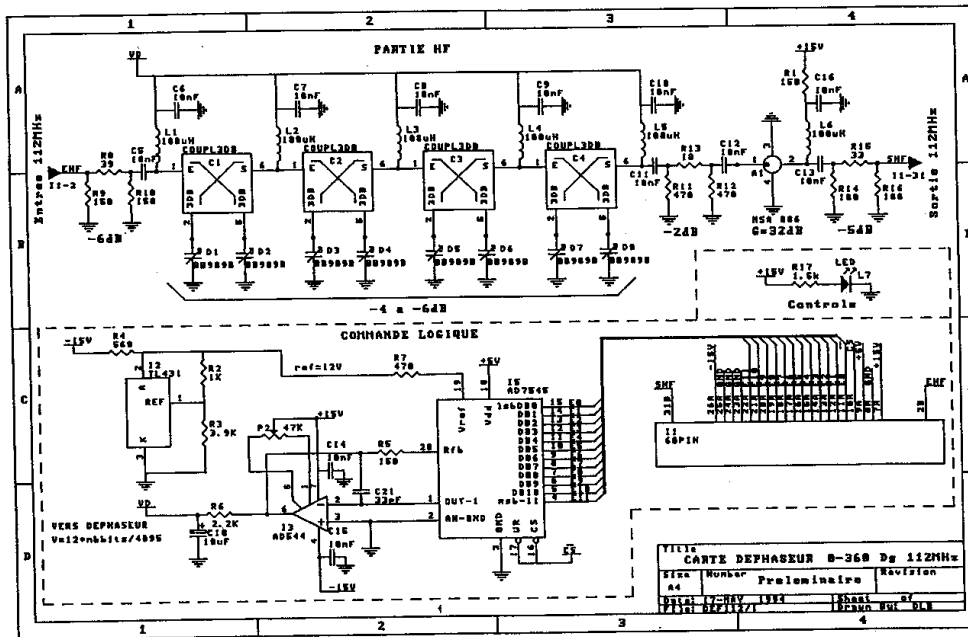


Figure II.1.25 : Schéma électrique d'un déphaseur.

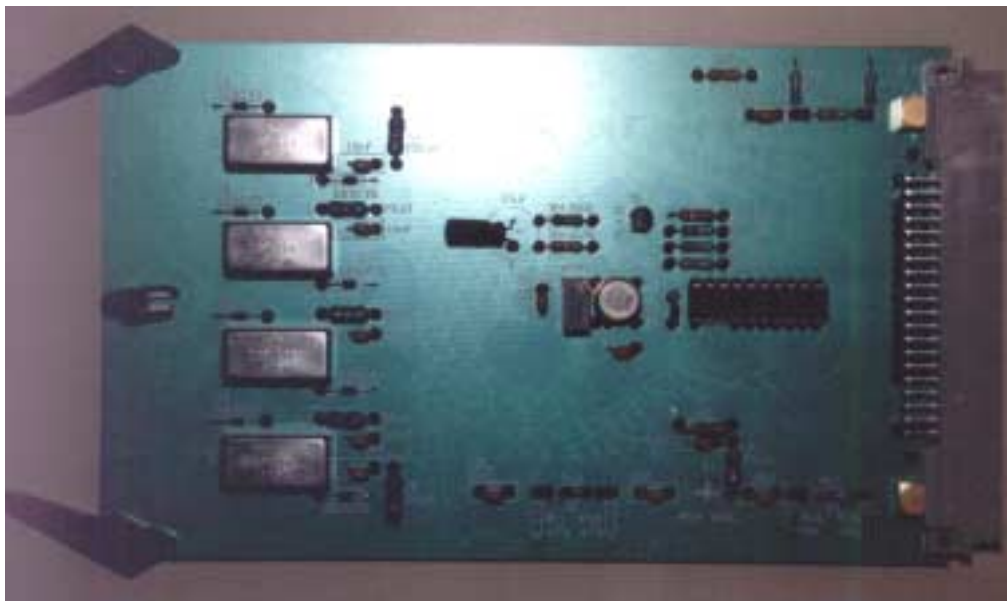


Figure II.1.26 : Vue d'un déphaseur (0° - 360°) à commande numérique (8 bits) utilisé dans le radar M.O.S.A.R.

II.1.4) CABLES

Deux réseaux de câbles relient les amplificateurs d'émission aux antennes d'une part, et les préamplificateurs d'antennes au récepteur d'autre part. Ces câbles ont été fournis par la COMPAGNIE GENERALE DE TELECOMMUNICATIONS INTERNATIONAL (Bezons-95).

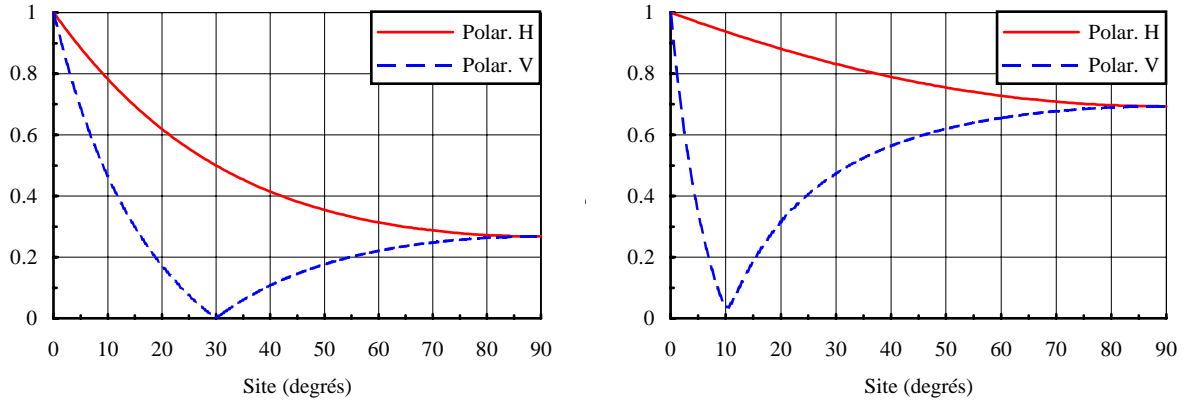
Ils sont de type coaxial 9,3/50 CCFP. Ils mesurent chacun 60 mètres de long et ont été coupés avec le plus grand soin. Ils ont été de plus choisis appariés en phase afin d'éviter les dispersions.

L'atténuation maximale apportée par ces câbles est de 0.6 dB pour 100 MHz. La dispersion de phase entre les câbles est très inférieure à 0.5°.

II.1.5) CARACTERISATION DU SOL

II.1.5.1) Introduction

Le calcul des pertes d'une antenne au-dessus d'un sol homogène montre, pour des caractéristiques répondant à un sol moyennement sec, que les performances se dégradent pour des sites de tir bas avec un maximum à 30° , correspondant à l'incidence Brewsterienne.



a) sol moyennement sec
($\epsilon_r = 3$; $\sigma = 10^{-4}$ S/m)

b) sol bon conducteur
($\epsilon_r = 30$; $\sigma = 10^{-2}$ S/m)

Figure II.1.27 : Module du coefficient de réflexion pour deux sols différents, pour $f = 40$ MHz.

Ces résultats sont désastreux pour des angles de site faibles, où les pertes peuvent être très importantes par rapport à un sol très conducteur. Dans ces conditions, la nécessité d'une terre artificielle est donc évidente quel que soit l'endroit d'implantation des antennes.

Cependant, l'amélioration d'une terre naturelle coûte chère. Il est donc nécessaire de faire un choix ou au moins un compromis entre l'augmentation de la puissance émise et l'amélioration du diagramme de directivité susceptible de restaurer l'ensemble des performances.

En fait, la situation est beaucoup plus critique dans le cas d'un réseau phasé. En effet, les problèmes qui se posent avec une terre naturelle ne sont pas ceux découlant de sa permittivité complexe de valeur finie, mais surtout ceux liés à l'inhomogénéité des sols.

De ce fait, selon les angles d'élévation et d'azimut, le coefficient de réflexion n'est pas le même en tout point. Alors que pour une terre homogène, il ne dépend pas de la direction d'arrivée de l'onde. La conséquence sur le diagramme de rayonnement est forcément importante sur les phases relatives à chacune des antennes. L'influence de ce coefficient est d'autant plus complexe que sa variation n'est pas continue, mais peut s'effectuer par sauts.

L'ensemble de ces conséquences est particulièrement gênant pour une antenne isolée. Il devient catastrophique pour un réseau phasé dans la mesure où les relations de phase et d'amplitude ne sont plus les mêmes pour chacune des antennes du réseau.

En somme, indépendamment de l'amélioration sur le gain des antennes, la terre artificielle a pour qualité première, l'homogénéisation. Ce qui entraîne la cohérence des performances attendues sur les rapports consécutifs entre les phases et les amplitudes respectives des antennes constituant le réseau.

II.1.5.2) Amélioration de la Terre Naturelle

L'espace entourant une antenne et en particulier celui proche de l'axe principal de rayonnement, peut être divisé en trois zones :

- la zone de l'antenne : c'est une sphère dont le centre coïncide avec celui de l'antenne et dont le diamètre est égal à la longueur de cette dernière,

- la zone de Fresnel : c'est la zone de formation du diagramme de rayonnement de l'antenne,
- la zone de Fraunhofer : cette zone s'étend de la limite de la zone de Fresnel à l'infini.

Chacune de ces zones a une influence marquante sur le diagramme de rayonnement de l'antenne. La zone de Fresnel en particulier, est celle dont l'action est prépondérante. Toute modification des paramètres physiques de cette zone se répercute sur le diagramme de rayonnement de l'antenne. En particulier, la première zone de Fresnel est celle qui participe effectivement à la formation du lobe de rayonnement le plus bas. Ainsi, l'amélioration de la terre naturelle doit couvrir la première zone de Fresnel.

Le respect de la planéité de la surface du terrain en avant de l'antenne, permet d'assurer une cohérence maximale de la réflexion sur la première zone de Fresnel. De plus, cette réflexion reste spéculaire dans tous les cas. Pour une surface de rugosité donnée, la région de transition entre réflexion spéculaire et réflexion diffuse donnée par le critère Rayleigh [40], apparaît lorsque la hauteur H d'une irrégularité de surface dépasse la valeur :

$$H = \frac{\lambda}{16 \cdot \sin(\theta)} = \frac{h}{4}$$

avec θ , l'angle d'élévation,
 h , la hauteur de l'antenne.

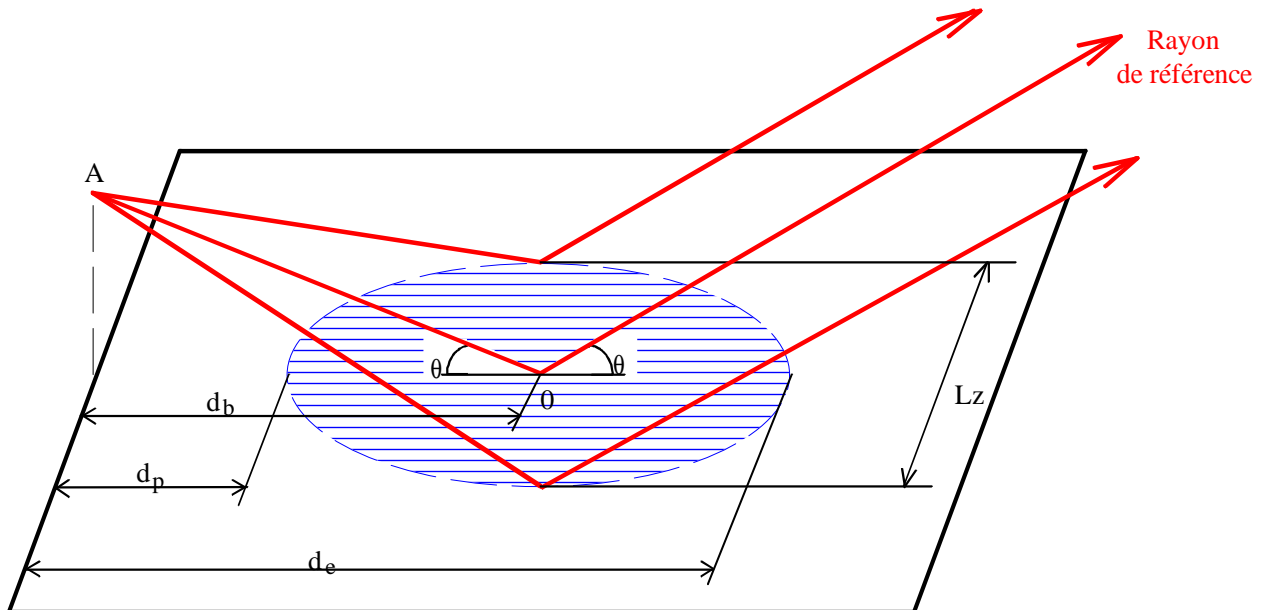


Figure II.1.28 : Géométrie de la première zone de Fresnel.

Dans notre cas, l'antenne la plus basse se trouvant à 6 m, il faut donc que l'irrégularité ne dépasse pas 1.5 m.

De plus, le terrain environnant l'antenne doit, dans la direction principale de rayonnement, pour permettre le fonctionnement efficace de l'antenne dans les gammes d'élévation et d'azimut utilisées, être raisonnablement plan sur une distance égale à [42] :

$$d' = \frac{2400 \cdot \lambda}{\theta^2}$$

Soit $d' = 360$ m pour $\lambda = 15$ m et $\theta = 10^\circ$.

Pour la première zone de Fresnel, la distance de la base de l'antenne au point de réflexion au sol, est donnée par :

$$d_b = \frac{h}{\tan \theta} \quad , \text{ soit } d_b = 79.4 \text{ m pour } \theta = 10^\circ \text{ et } h = 14 \text{ m.}$$

On peut alors calculer la distance entre la base de l'antenne et l'extrémité la plus proche de la première zone de Fresnel [39] :

$$d_p = \frac{h}{\tan \theta} \cdot \left(3 - \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\cos \theta} \right)$$

ainsi que la distance entre la base de l'antenne et l'extrémité la plus éloignée de cette zone :

$$d_e = \frac{h}{\tan \theta} \cdot \left(3 + \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\cos \theta} \right)$$

La largeur maximale de cette zone est alors donnée par : $L_z = 4 \times \sqrt{2} \times h = 5.66 \times h$.
Soit dans notre cas, pour $h = 14$ m et $\theta = 10^\circ$:

$$\begin{cases} d_p = 10 \text{ m} \\ d_e = 466 \text{ m} \\ L_z = 79 \text{ m} \end{cases}$$

En considérant une ouverture azimutale du réseau de 120° , la largeur maximale que doit couvrir l'amélioration du sol naturel, est de :

$$\frac{L_M}{2} = [d_e \cdot \sin(60^\circ)] + L_z \quad , \text{ soit } L_M = 965 \text{ m}$$

Théoriquement, l'amélioration de la terre naturelle doit couvrir un carré d'environ 480 m de côté, ce qui rend prohibitif le coût de cette exigence. Dans ce cas, une légère amélioration basée sur la couverture d'un quart de la première zone de Fresnel, peut être suffisante pour restaurer les moins bonnes performances dues à la terre naturelle [43]. Alors, une longueur L appropriée à ce problème, d'une zone d'amélioration dans la direction de tir, est donnée par la formule suivante [44][45] :

$$L = \frac{\lambda}{8 \cdot (1 - \cos \theta)}$$

Ce qui donne une longueur $L = 123.4$ m et une largeur $L_M = 214$ m pour $\theta = 10^\circ$ et $\lambda = 15$ m.

L'amélioration de la terre naturelle peut être obtenue soit par des fils parallèles ou radiaux quand la densité de courant est connue, soit par des fils formant des mailles lorsque la direction de la densité du courant est inconnue. Dans l'application qui nous concerne, c'est à dire le cas d'un réseau phasé, l'écran le plus adapté est celui constitué par un treillis soudé.

L'écran est constitué de fils quasiment orthogonaux formant des mailles de surface plus ou moins grandes suivant la qualité requise. Cependant, dans les ondes métriques et décimétriques, le diamètre des fils est relativement petit au point que l'induction dans la maille devient appréciable. Il n'est donc pas recommandé de choisir la taille de la maille beaucoup plus grande que $0.01 \times \lambda$ [44], soit 3 cm dans le pire des cas, et de ne pas utiliser de fils de diamètre trop petit. Là encore, c'est le rapport coût / performances qui détermine les caractéristiques de la maille.

II.1.6) CONCLUSION

L'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception, impose des contraintes sur le calibrage et la synchronisation des différentes structures. Il sera nécessaire à l'avenir de mesurer les différents gains d'antennes en fonction de l'azimut, du site et de la fréquence, à la fois en co-polarisation et en cross-polarisation.

CHAPITRE II.2 : SYSTEMES D'EMISSION / RECEPTION

II.2.1) SYSTEME D'EMISSION

II.2.1.1) Principe

Les signaux émis sont en polarisation linéaire (horizontale ou verticale). L'utilisation des techniques de diversité de polarisation implique un fonctionnement cohérent du système. C'est à dire une synchronisation en phase entre les structures d'émission des différentes polarisations et entre les systèmes d'émission et de réception. Cette condition est encore plus nécessaire si un codage de polarisation est utilisé par la suite [45]. Pour cela, il faut que les générateurs d'émission soient utilisés comme oscillateurs locaux à la réception. Ainsi, l'information de phase « relative » est exploitable à la réception.

Afin d'éviter les problèmes de commutation de puissance, un amplificateur est associé à chaque antenne. L'activation de cet amplificateur se fait ou non, suivant la polarisation choisie. En général, les temps de commutation de la polarisation sont d'environ quelques millisecondes.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, les générateurs d'émission sont séparés en deux sources distinctes, une de fréquence fixe et l'autre de fréquence variable, afin d'éviter l'emploi de déphaseurs à large bande. Les générateurs d'émission étant utilisés à la réception, le choix du partage des fréquences pour les différentes sources, est fait en fonction des changements pratiqués dans le récepteur, donc des filtres utilisés dans ce dernier (la valeur de la fréquence de l'oscillateur fixe d'émission correspond à la première fréquence F.I. du récepteur).

A l'émission, la génération des fréquences comprises entre 20 et 100 MHz, se fait après le déphasage, par le mélange des sources suivie d'un filtrage passe-bas de fréquence de

coupure 100 MHz. Les signaux de fréquences différentes sont ensuite additionnés quatre par quatre, amplifiés puis envoyés vers les antennes.

Pour une grande souplesse d'utilisation, la commande des différents générateurs d'émission se fait de manière informatique, par exemple par l'utilisation d'un bus I.E.E.E.488.2³³.

La modulation en impulsion est obtenue par la coupure des amplificateurs de puissance et le cas échéant, par des commutateurs insérés en série dans les structures d'émission. Les générateurs de fréquence ne peuvent pas être modulés puisqu'ils sont utilisés comme oscillateurs locaux à la réception.

II.2.1.2) Description du Système d'Emission

Le système d'émission se présente sous la forme donnée à la figure II.2.1. Cet ensemble a été développé par le laboratoire puis industrialisé par la société CHORUS ELECTRONIQUE (Verrières Le Buisson - 91). Il est réalisé sous forme de blocs reliés entre eux par des câbles coaxiaux RG 316. Une vue de ce système est présentée sur la photographie de la figure II.2.2.

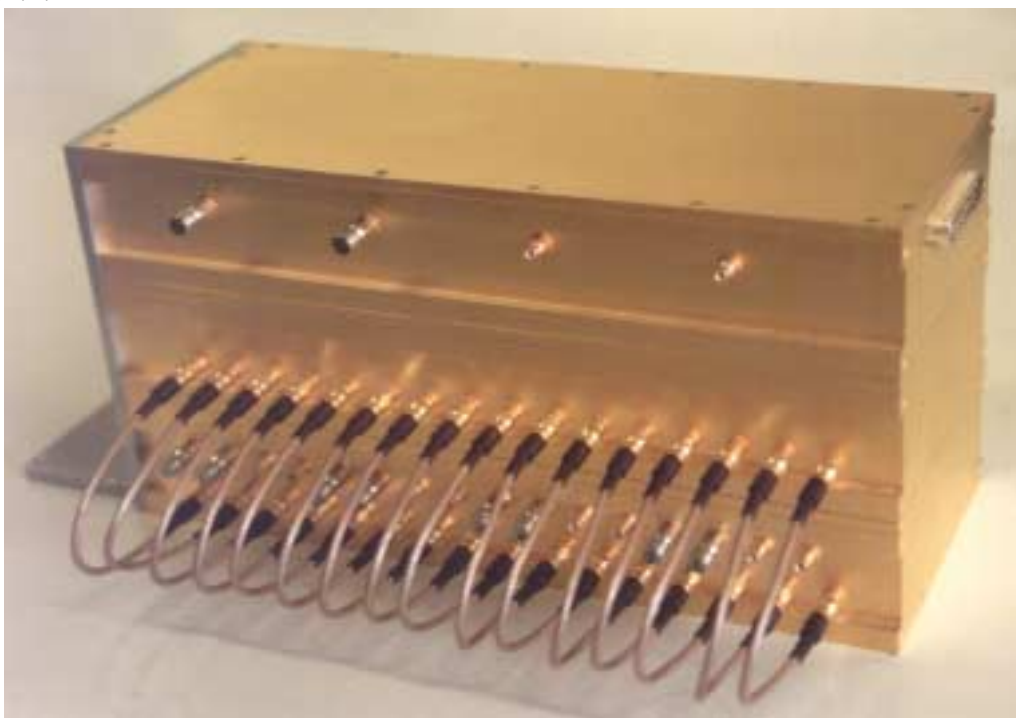


Figure II.2.2 : Vue du système d'émission du radar M.O.S.A.R.

Ces différents blocs sont :

- * Diviseur par 16

Son rôle est de diviser la source de fréquence fixe (112 MHz) en seize signaux sur lesquels sont appliqués les déphasages. Les pertes liées à son insertion sont de 13 dB avec une dispersion de niveau de ± 0.2 dB et de phase de $\pm 2^\circ$, pour une isolation entre voies d'environ 20 dB.

³³ I.E.E.E. : Institute of Electrical and Electronics Engineers.

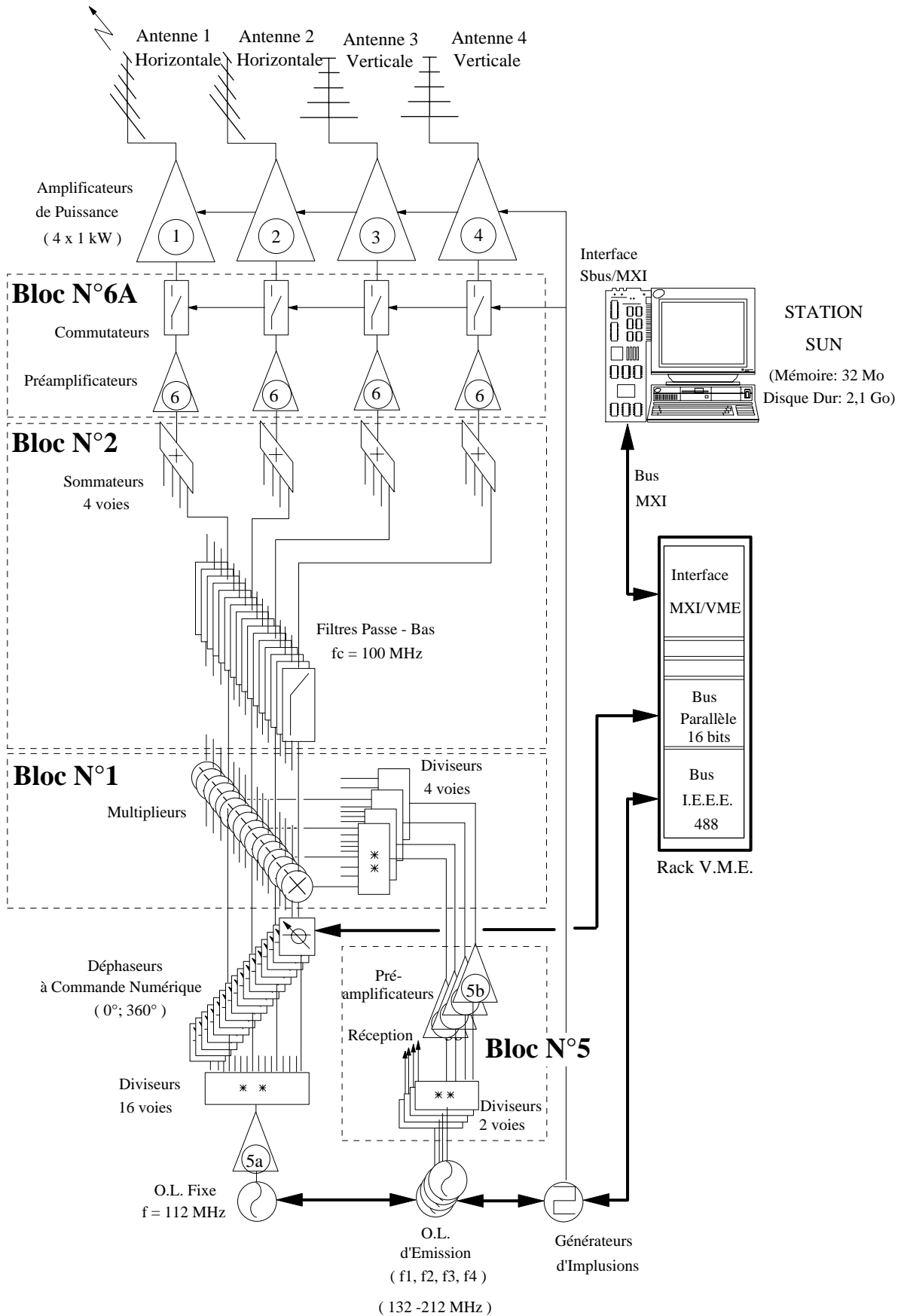


Figure II.2.1 : Schéma synoptique du système d'émission.

* Bloc N°1 : diviseurs par 4 + mélangeurs

Ce bloc sépare chaque fréquence en quatre signaux puis les mélange avec les seize fréquences fixes déphasées. Les pertes d'insertion pour ce module sont d'environ 13.5 dB avec

une dispersion de niveau de ± 0.6 dB et de phase de $\pm 5^\circ$, pour une isolation entre les voies L.O.³⁴ et R.F.³⁵ d'environ 45 dB, et entre les voies L.O. et I.F.³⁶ de 40 dB.

* Bloc N°2 : filtres passe-bas + sommateurs par 4

Les filtres passe-bande éliminent la bande latérale supérieure issue du mélange pour ne conserver que le signal utile ($20 \text{ MHz} < f < 100 \text{ MHz}$). Quatre signaux de fréquences différentes, sont ensuite additionnés à la sortie de ce bloc pour former le signal composite. Les filtres sont d'ordre 9 avec une fréquence de coupure d'environ 96 MHz (figure II.2.3). L'ondulation n'excède pas ± 0.15 dB dans la bande. Dans ce cas, le gain d'insertion est de 6.5 dB, les dispersions en niveau de ± 0.2 dB et en phase, de $\pm 5^\circ$.

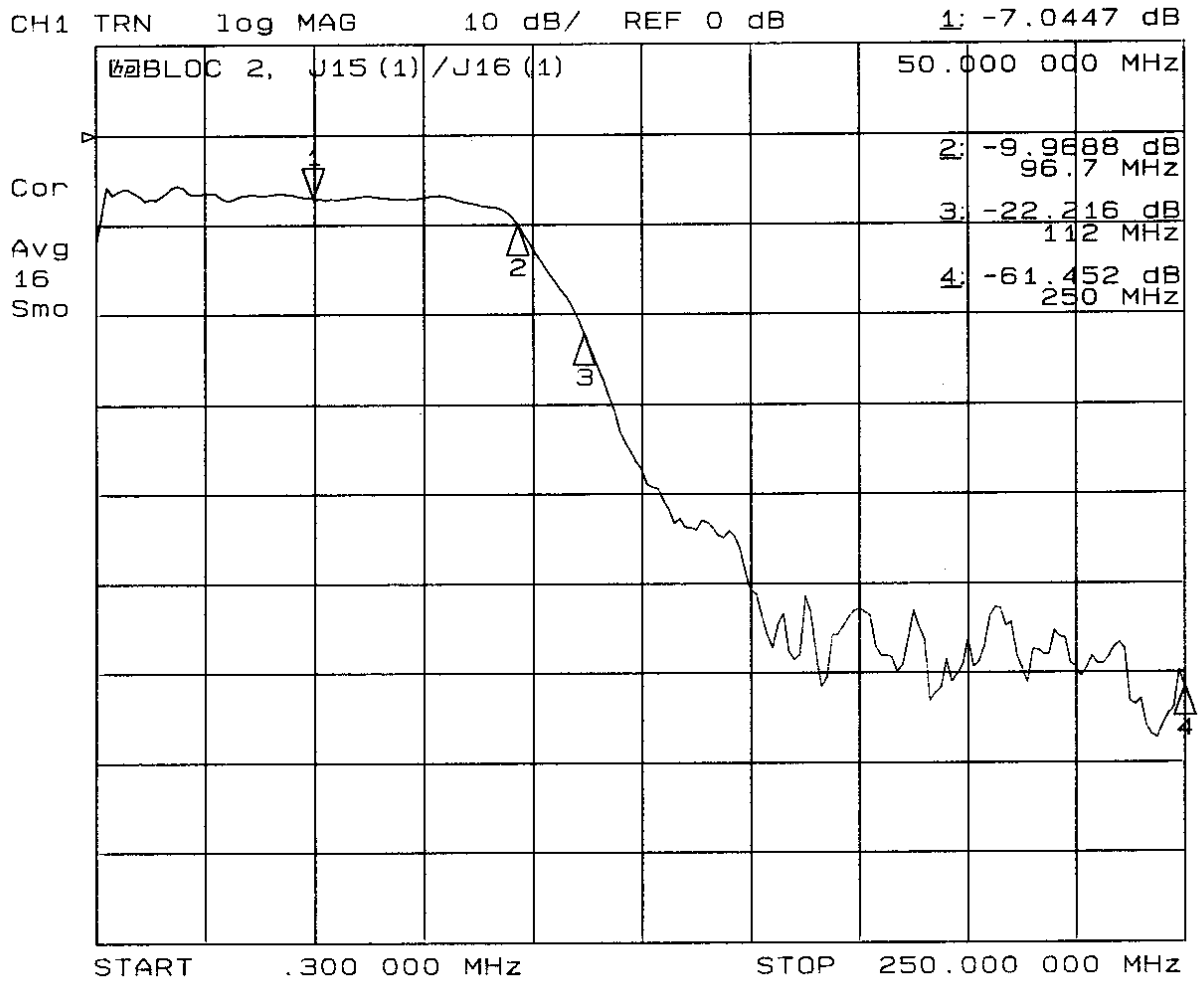


Figure II.2.3 : Système d'émission (bloc N°2),
 filtres passe-bas à 96 MHz.

* Bloc N°5 : diviseurs par 2 + préamplificateurs

Le bloc N°5 sert à répartir les signaux vers l'émetteur et vers le récepteur. Des amplificateurs sont insérés dans la structure afin de récupérer les pertes liées aux diviseurs de puissance. Les sources étant à large bande de fréquence, l'ondulation dans la bande passante doit être faible et dans notre cas, n'excède pas 1 dB. De même, les dispersions en niveau entre les sorties de ce bloc sont dans le pire des cas de ± 0.2 dB, et en phase de $\pm 5^\circ$.

³⁴ Local Oscillator.

³⁵ Radio Frequency.

³⁶ Intermediate Frequency.

* Bloc N°6A : préamplificateurs + commutateurs

Ce bloc amplifie le signal composite afin d'atteindre le niveau d'attaque nécessaire des amplificateurs de puissance. L'application multifréquence a imposé le choix de préamplificateur à large bande (MAV11-MCL) de gain 10.5 dB et possédant une faible ondulation dans la bande (± 0.3 dB) (figure II.2.4) et un très bon point d'interception d'ordre 3 (+ 30 dBm). Entre les voies, les dispersions sont de ± 0.1 dB en niveau et de $\pm 0.8^\circ$ en phase. Ce bloc possède un autre rôle qui est de moduler en impulsion le signal émis (§ II.1.2.4).

Du fait du parallélisme des structures, les paramètres importants pour la caractérisation du système d'émission, sont les dispersions en amplitude et en phase, entre les voies. Elles sont résumées dans le tableau II.2.1. (note : les dispersions apportées par les amplificateurs de puissance ne sont pas mentionnées).

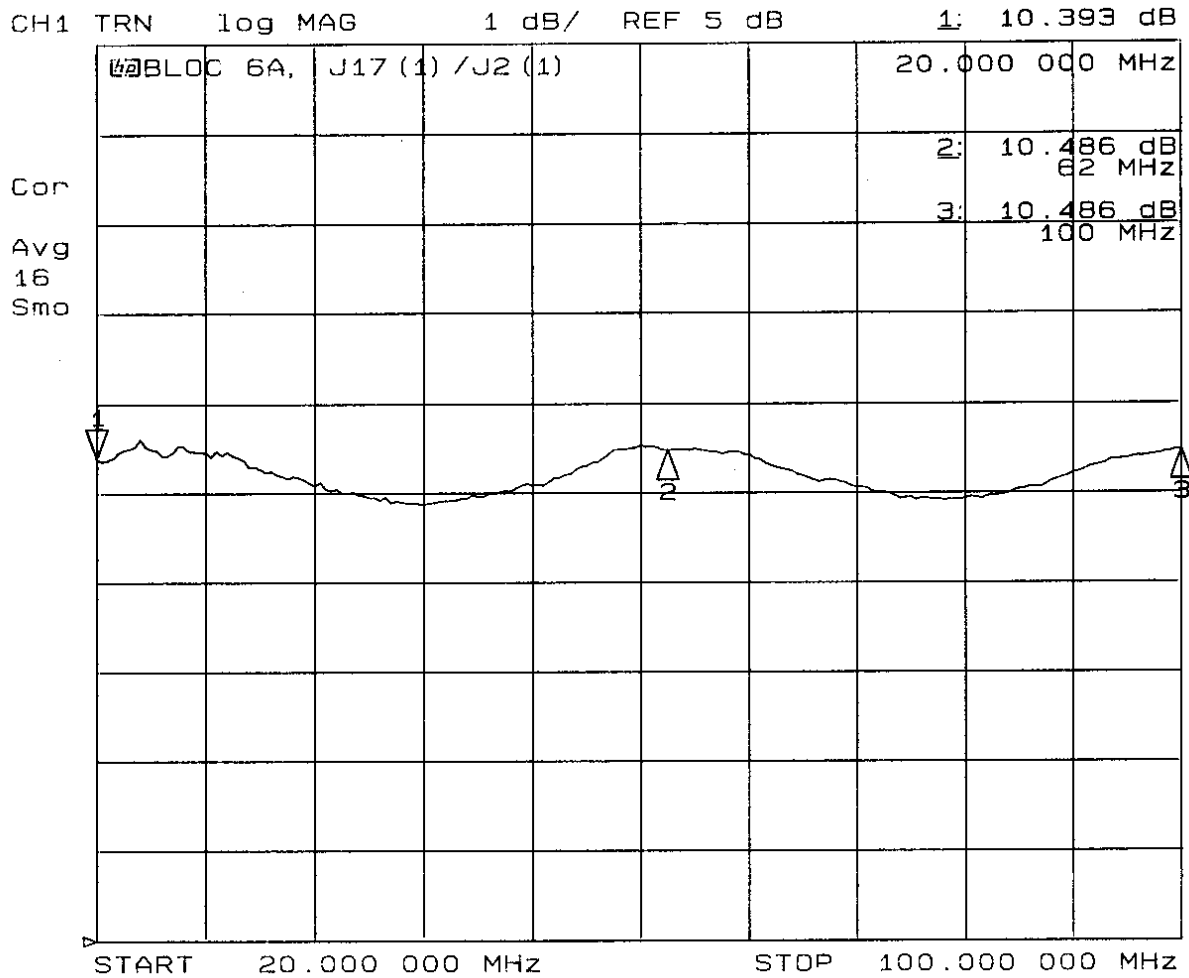


Figure II.2.4 : Système d'émission (bloc N°6A) - Gain des préamplificateurs.

Bloc	Diviseur/16	Bloc N°1	Bloc N°2	Bloc N°5	Bloc N°6A	Dispersion totale
ΔG (dB)	± 0.2	± 0.6	± 0.15	± 0.2	± 0.1	± 1.15
$\Delta \Phi$ ($^\circ$)	± 2	± 5	± 4	± 5	± 0.8	± 16.8

Tableau II.2.1 : Récapitulatif des dispersions d'amplitude et de phase

entre les voies du système d'émission.

Les dispersions en amplitude sont par la suite, compensées lors du calcul du bilan de puissance. Pour ce qui concerne les dispersions en phase, elles sont prises en compte lors du calcul des phases et corrigées par les déphaseurs.

II.2.1.3) Amplificateurs d'Emission

Les amplificateurs de puissance sélectionnés sont des LP1000 de la société KALMUS ENGINEERING (U.S.A.) et distribués en France par K.M.P. ELECTRONICS (Clamart-92).

Le choix de ces amplificateurs est basé sur trois critères :

- puissance d'émission (§ II.2.2.2),
- compromis performances / coût,
- facilité de maintenance.

Les spécifications du constructeur sont les suivantes :

- bande passante : 10 - 165 MHz,
- puissance de sortie : 1 kW pulse, 10 - 125 MHz,
600 W pulse, 125 - 165 MHz,
100 W - C.W.³⁷,
- gain : 60 dB,
- variation de gain : ± 2.5 dB maximum,
- rapport cyclique : 10 % maximum,
- largeur d'impulsion : 20 ms maximum,
- blocage du signal : 1.5 μ s (montée) - 0.5 μ s (descente),
- rapport de blocage : > 80 dB,
- facteur de bruit : 10 dB maximum,
- T.O.S. de sortie : < 2.5 : 1.

Les deux amplificateurs utilisés pour cette étude ont été testés et qualifiés sur la bande de 20 à 100 MHz. Ils se sont avérés avoir un gain supérieur (70 dB) à la valeur donnée par le constructeur (figure II.2.5).

³⁷C.W. : Continuous Wave.

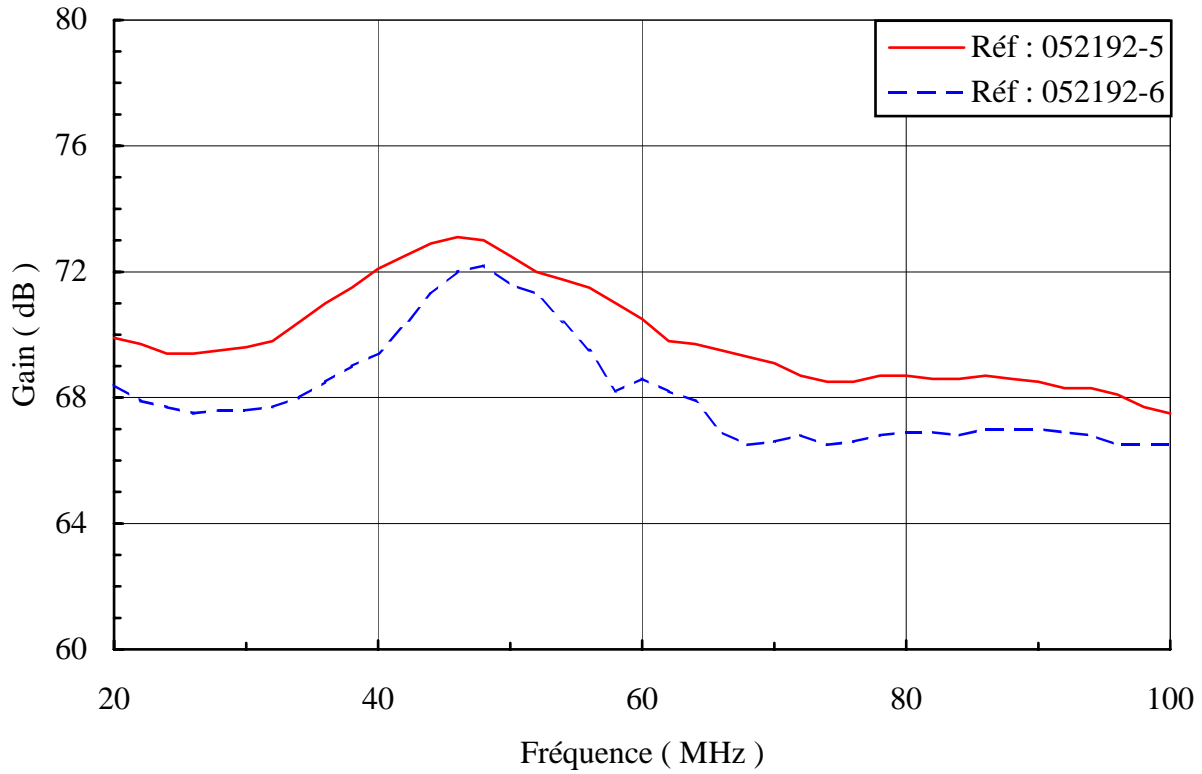


Figure II.2.5 : Système d'émission, gain en fonction de la fréquence des amplificateurs de puissance.

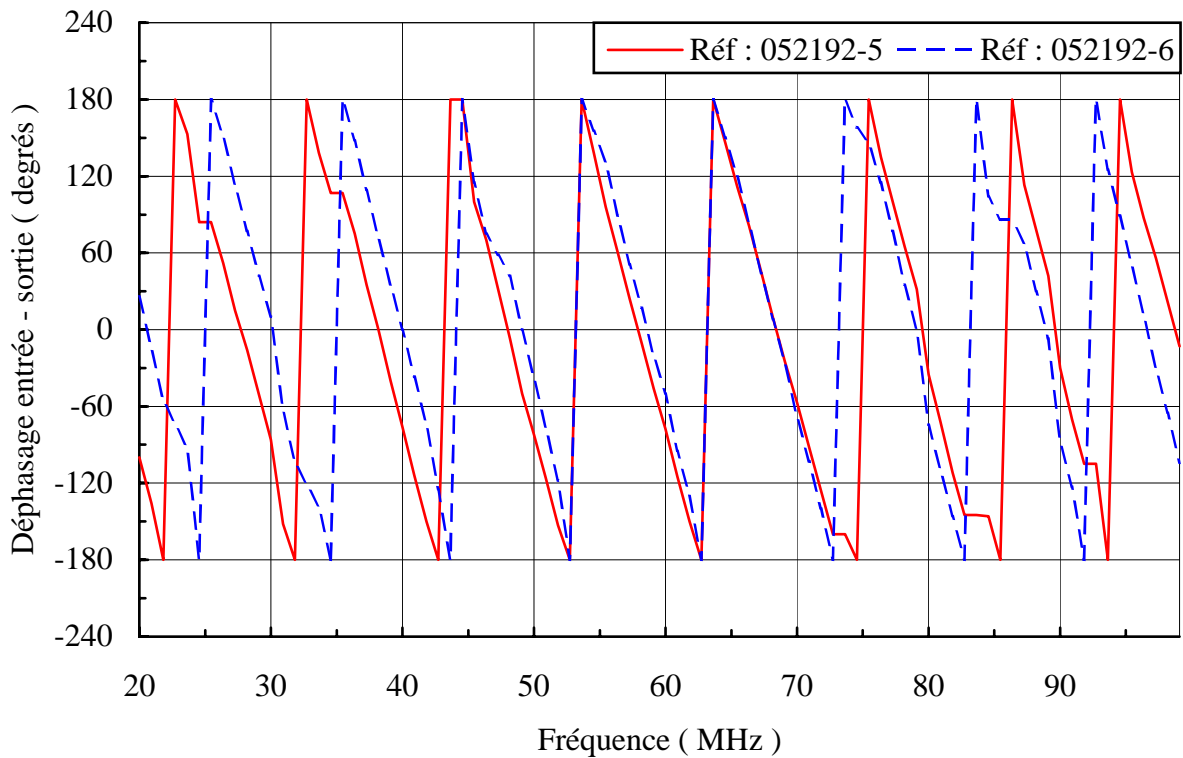


Figure II.2.6 : Système d'émission, déphasage entrée-sortie des amplificateurs de puissance.

Pour un niveau de signal d'entrée de - 10 dBm, l'amplificateur délivre une puissance crête de + 60 dBm. La variation de niveau de sortie en fonction de la fréquence, est inférieure à

± 3 dB, pour un amplificateur donné, avec un maximum à 68 MHz et un minimum aux alentours de 30 MHz (figure II.2.5). La dispersion en amplitude est de ± 2 dB pour les « basses » fréquences (jusqu'à 50 MHz) et peut atteindre pour les « hautes » fréquences, ± 3 dB.

La figure II.2.6 représente la variation du déphasage entrée-sortie en fonction de la fréquence. La dispersion de ce déphasage peut aller jusqu'à $\pm 60^\circ$. Cette dispersion est maximale en basse fréquence (< 40 MHz) et décroît lorsque la fréquence augmente, jusqu'à un minimum à 68 MHz. Puis, elle s'inverse et continue à être croissante avec la fréquence.

Le produit d'intermodulation d'ordre 3 a été mesuré (figure II.2.7) pour qualifier la capacité de l'amplificateur à rejeter les harmoniques créés par les éléments non-linéaires lors de la transmission d'un signal sur une large bande de fréquence. Le produit d'intermodulation correspond à la différence de niveau entre une de ces raies fondamentales et les harmoniques (figure II.2.8). Les amplificateurs étant utilisés dans des conditions normales (niveau d'entrée de -10 dBm), le produit d'intermodulation d'ordre 3 est de -16.8 dB à 20 MHz, -15.6 dB à 50 MHz et -17.9 dB à 80 MHz.

Ces amplificateurs ont donc des caractéristiques correspondant à nos spécifications. La compensation des variations d'amplitude en fonction de la fréquence, se fait lors du calcul du bilan de puissance. Pour les dispersions de phase entre les amplificateurs, elles sont corrigées par l'intermédiaire de la commande numérique des déphaseurs.

II.2.1.4) Modulation en Impulsion

Comme il est défini au paragraphe I.4.1.2, l'impulsion émise a les caractéristiques suivantes :

- durée T_i de l'impulsion : 40 μ s
- période T_r de récurrence : 400 μ s

La modulation en impulsion se fait par l'utilisation des commandes de blocage sur les amplificateurs de puissance et par l'utilisation de commutateurs montés en série dans le système d'émission. Les générateurs de fréquence ne sont pas modulés car ils sont utilisés pour conserver la cohérence du radar, comme oscillateurs locaux à la réception.

Dans une première approche, en faisant l'hypothèse que l'onde reçue par l'antenne de réception est plane et que nous nous trouvons dans le cas le plus défavorable ($G_e \cdot G_r = 20$ dB), la puissance reçue P_r s'exprime sous la forme :

$$P_r = \frac{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^2 \cdot D^2}$$

- avec
- D, la distance entre les réseaux d'émission et de réception,
 - P_e , la puissance d'émission (2 kW \Rightarrow 33 dBW),
 - G_e , le gain maximum du réseau d'émission (≈ 10 dB),
 - G_r , le gain maximum du réseau de réception (≈ 10 dB),
 - λ , la longueur d'onde,
 - $(4 \cdot \pi)^2 = 22$ dB.

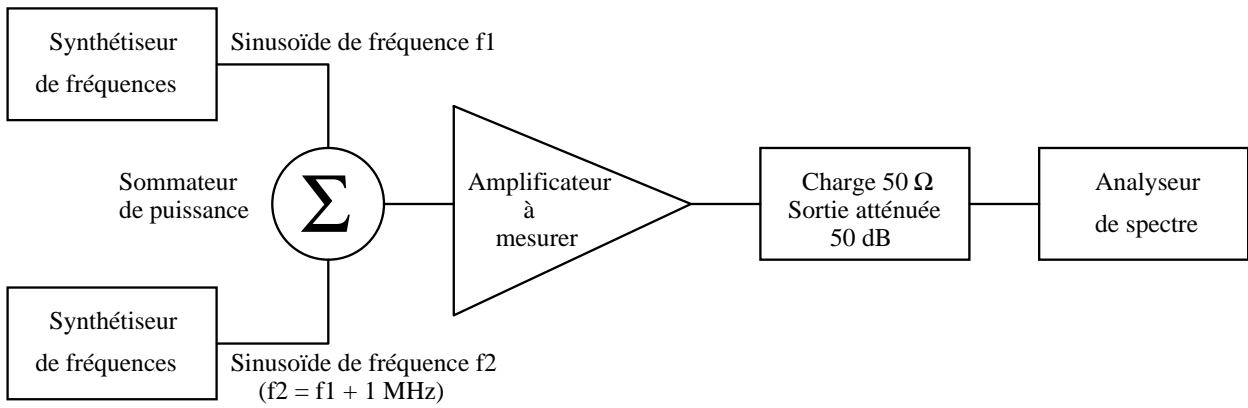


Figure II.2.7 : Montage expérimental pour la mesure du produit d'intermodulation.

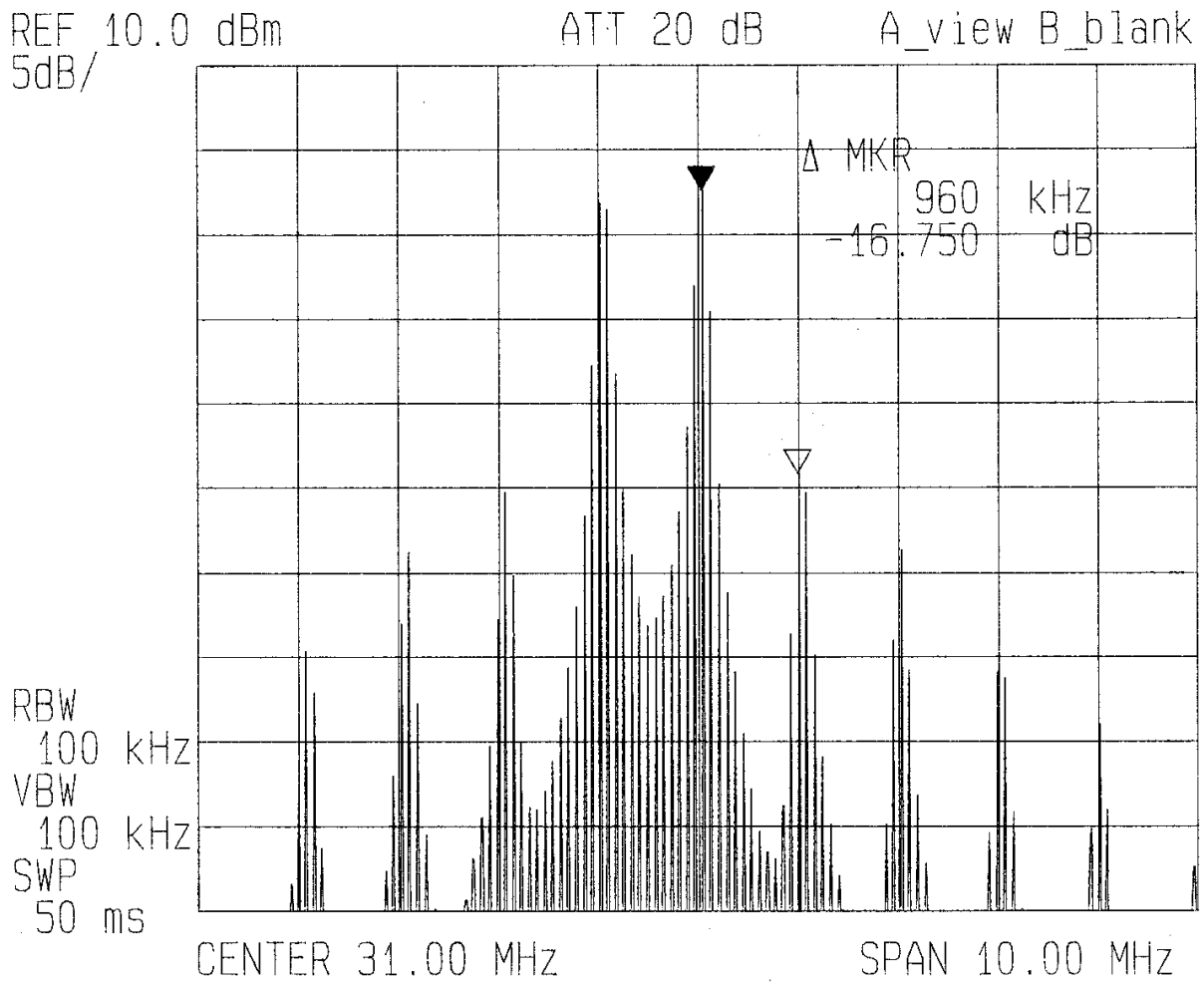


Figure II.2.8 : Réponse fréquentielle d'un amplificateur de puissance lorsqu'il est excité par 2 sinusoïdes ayant un décalage de 1 MHz.

tel-00085136, version 1 - 11 Jul 2006

Posons I_e , le rapport on/off de l'impulsion émise, soit :

$$P_r = \frac{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^2 \cdot D^2 \cdot I_e}$$

Le rapport on/off est adéquat lorsque le niveau des signaux encore émis pendant la réception, est inférieur au seuil de sensibilité du récepteur, soit - 140 dBm (§ II.2.2.2.4), d'où :

$$I_e \geq \frac{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^2 \cdot D^2 \cdot P_m}$$

soit :

$$I_e \geq 33 + 10 + 10 + (\lambda^2)_{\text{dB}} - 22 - (D^2)_{\text{dB}} + 140 + 30$$

$$I_e \geq 201 + (\lambda^2)_{\text{dB}} - (D^2)_{\text{dB}}$$

donc :

$$I_e \geq 224.5 \text{ dB} - 20 \cdot \log(D) \quad \text{pour } f = 20 \text{ MHz}$$

$$I_e \geq 210.5 \text{ dB} - 20 \cdot \log(D) \quad \text{pour } f = 100 \text{ MHz}$$

Si on considère deux antennes séparées de 10 m (10 dB.m), alors :

$$I_e \geq 204.5 \text{ dB} \quad \text{pour } f = 20 \text{ MHz}$$

$$I_e \geq 190.5 \text{ dB} \quad \text{pour } f = 100 \text{ MHz}$$

Avec un rapport on/off d'environ 80 dB pour les amplificateurs de puissance, il est nécessaire en plus, d'utiliser des commutateurs extérieurs et de moduler en impulsion l'oscillateur local fixe de fréquence 112 MHz.

A l'entrée des amplificateurs de puissance (bloc N°6A), des commutateurs AsGa du fabricant ALPHA ont été insérés. Leur rapport on/off est de 52.5 dB (figure II.2.9) pour un temps de montée et de descente de 5 ns.

Pour la bonne conformation de l'impulsion émise, le problème réside dans la commutation des amplificateurs de puissance ($T_{\text{on/off}} = 1.5 \mu\text{s}$) qui se fait par la coupure des étages de polarisation. Tandis que lorsque l'amplificateur est en « fonctionnement », étages d'amplification polarisés, le temps de réponse impulsionnelle est d'environ 200 ns. Les amplificateurs de puissance sont donc polarisés quelques instants avant l'émission de l'impulsion (40 μs), et coupés en même temps que le signal émis. Dans ce cas, le temps de montée de l'impulsion est de 260 ns et le temps de descente, de 210 ns.

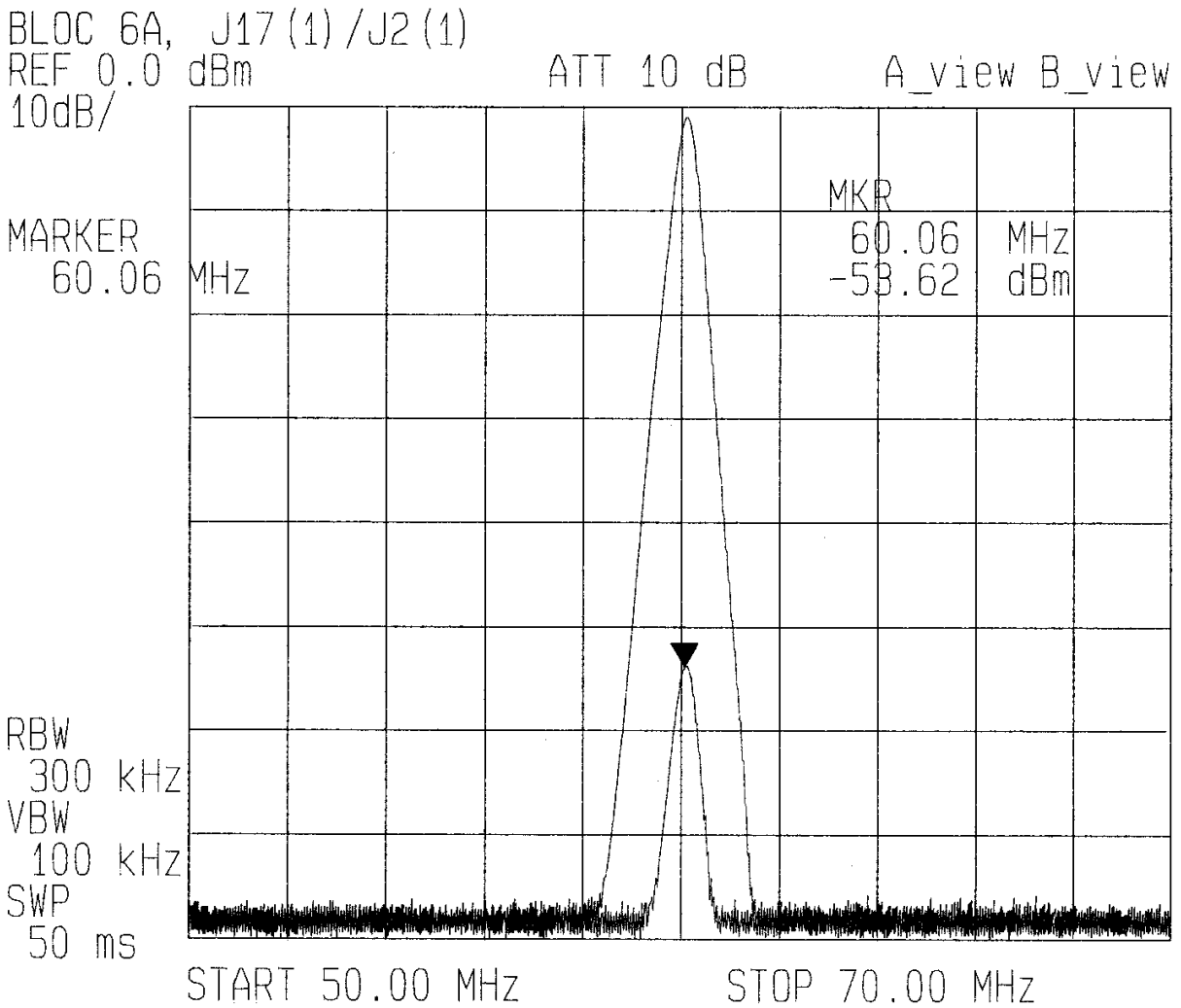


Figure II.2.9 : Système d'émission,
 rapport on/off des commutateurs AsGa.

II.1.2.5) Signaux d'Emission

Afin d'étudier le comportement fréquentiel de la cible, quatre fréquences sont émises simultanément. Les longueurs d'onde d'émission se situent entre 3 et 15 m. En considérant des cibles de type moyen ou long courrier, l'ensemble de la cible ne résonnera pas, mais seulement des parties de celle-ci.

Comme il est défini dans les paragraphes précédents, la forme de l'onde possède les caractéristiques suivantes :

- Impulsion d'émission :
 - largeur = 40 μ s,
 - bande passante instantanée = 25 kHz,
 - quatre fréquences émises simultanément dans la gamme 20 à 100 MHz.
- Période de récurrence : 400 μ s.
- Facteur de forme : environ 10 %.

II.2.2) SYSTEME DE RECEPTION

II.2.2.1) Principe

La fonction du récepteur radar est d'amplifier les échos rétrodiffusés par une cible et de les filtrer de telle manière que la discrimination soit maximale entre les échos désirés et les interférences parasites. Ces interférences peuvent être le bruit généré par le récepteur radar mais aussi l'énergie reçue des sources galactiques, des radars voisins, des équipements de communication environnants, des brouilleurs éventuels et des perturbations atmosphériques. La portion de l'énergie propre du radar qui est rétrodiffusée par des cibles indésirables (telles que la pluie, la neige, les oiseaux, les insectes, la végétation, ...), doit aussi être classée comme interférence, que l'on nomme aussi fouillis ou « clutter » dans la littérature anglo-saxonne.

En résumé, le récepteur doit séparer les signaux désirés et indésirables, et amplifier les signaux utiles. La conception d'un récepteur dépend non seulement du type d'onde à détecter mais aussi de la nature du bruit, des interférences et des échos parasites.

Dans notre cas, la conception du récepteur est principalement basée sur le problème de l'extraction du signal désiré dans le bruit. Le principe d'un bon récepteur repose sur la maximisation du rapport signal à bruit. Pour maximiser ce rapport, il doit être vu comme un filtre « adapté » [46] ou son équivalent. Le filtre « adapté » fournit la réponse fréquentielle de la partie F.I. du récepteur radar.

Le récepteur doit être conçu pour générer un bruit interne le plus faible possible, tout particulièrement dans les étages d'entrée où le signal utile est très faible (partie R.F.).

Il doit posséder les caractéristiques suivantes :

- gain suffisant et linéaire,
- phase linéaire,
- bonne stabilité en amplitude,
- dynamique et sensibilité adéquates,
- facteur de bruit faible,
- bon accord de fréquence.

Une protection doit aussi être prévue contre les surcharges et la saturation.

Des techniques diverses ont été essayées dans la conception des récepteurs. Le récepteur super-hétérodyne est le plus utilisé car il est robuste et possède une bonne sensibilité, un gain élevé, une sélectivité importante et permet l'élimination de la fréquence image [47].

Dans notre cas, le système de réception va se décomposer en trois sous-ensembles :

- le réseau d'antennes de réception,
- le récepteur super-hétérodyne,
- l'acquisition du signal.

Pour illustration, la figure II.2.10 présente le schéma synoptique du système de réception radar.

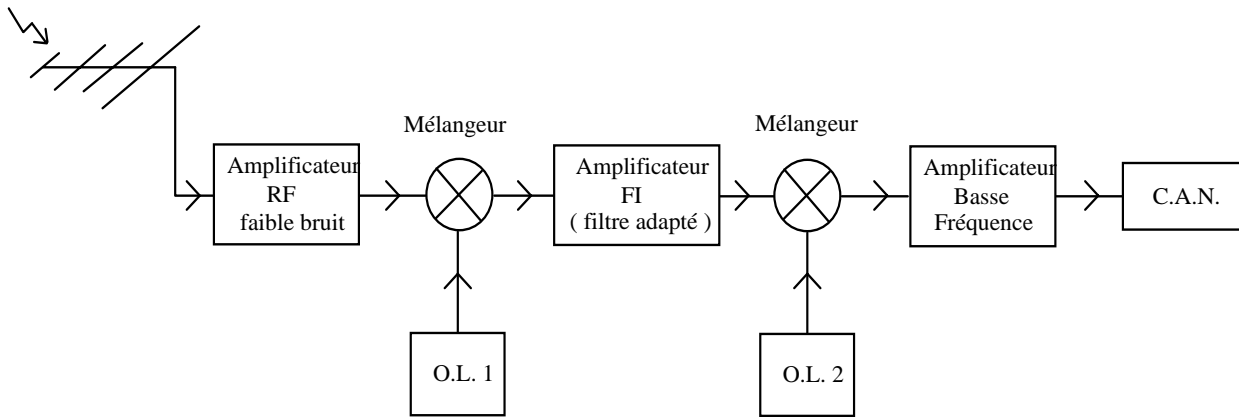


Figure II.2.10 : Diagramme simplifié d'un système de réception super-hétérodyne.

Le premier étage doit être un amplificateur R.F. faible bruit utilisant par exemple, un transistor faible bruit.

Le mélangeur et le premier oscillateur local (O.L.1) transfèrent le signal R.F. à une fréquence intermédiaire (F.I.). L'amplificateur F.I. doit être considéré comme un « filtre adapté ». C'est à dire que sa réponse maximise le rapport signal à bruit, à sa sortie. Pour un radar dont l'onde émise est approximativement une impulsion, les caractéristiques conventionnelles d'un filtre passe-bande F.I. doivent être telles que le produit de la bande passante B du filtre F.I. et la largeur de l'impulsion émise τ , soit de l'ordre de l'unité. C'est à dire :

$$B \cdot \tau = 1$$

Après avoir maximisé le rapport signal à bruit, un deuxième changement de fréquence (mélangeur + O.L.2) translate le signal utile à une fréquence basse permettant son acquisition, et sa conversion par un système numérique.

L'aérien de réception est un réseau constitué de quatre antennes (2 par polarisation) situées sur deux mâts différents. Le système de réception consiste en une double transposition de fréquence, qui doit effectuer le traitement en concomitance de 16 signaux (4 fréquences \times 4 antennes) et fournir 8 signaux de sortie (4 fréquences \times 2 polarisations).

Les signaux sont reçus simultanément en polarisation horizontale et verticale. L'utilisation de la diversité de polarisation implique un fonctionnement cohérent du système. C'est-à-dire une synchronisation en phase entre les structures de réception des différentes polarisations, et entre les systèmes d'émission et de réception. Cette condition est encore plus nécessaire si un codage de polarisation est utilisé à l'émission [45]. Pour réaliser cela, les générateurs d'émission sont utilisés comme oscillateurs locaux à la réception. Ainsi, l'information de phase « relative » est exploitable à la sortie du récepteur.

II.2.2.2) Sensibilité du Système de Réception

L'amplitude du signal minimum détectable par le récepteur est un des facteurs les plus importants, car elle détermine la portée maximale du radar. La connaissance de son influence est nécessaire pour faire un choix intelligent sur certains paramètres, tels que :

- la fréquence de récurrence de l'impulsion,
- la durée de l'impulsion,
- la bande passante du récepteur.

On peut dire par exemple que l'accroissement de la période de récurrence, diminue le rapport signal à bruit et allonge la portée. De même, l'augmentation de la longueur de l'impulsion, apporte une hausse du rapport signal à bruit mais elle dilate aussi la zone aveugle du

radar [48]. Dans notre cas, le problème est inverse. C'est à dire que nous ne voulons pas déterminer la portée du radar à partir de la sensibilité du récepteur, mais nous désirons connaître la sensibilité minimum en regard de la portée maximale du radar sans ambiguïté définie au chapitre I.4.1.2. Sachant que cette portée est de 60 km et connaissant la configuration des réseaux d'émission et de réception, il est possible d'effectuer le bilan de puissance de la liaison.

L'équation radar en considérant les bruits et les pertes, s'écrit sous la forme :

$$P_r = \frac{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot R^4 \cdot L_r \cdot L_p}$$

avec :

- P_r , la puissance reçue,
- P_e , la puissance émise,
- G_e , le gain du réseau d'émission,
- G_r , le gain du réseau de réception,
- λ , la longueur d'onde,
- σ , la section efficace radar de la cible,
- R , la distance radar cible,
- L_r , le facteur de pertes du radar,
- L_p , le facteur de pertes dues à la propagation.

Les gains des réseaux d'émission et de réception sont ceux présentés aux figures II.1.10 et II.1.11.

Afin de figer l'équation en vue de sa résolution, trois paramètres sont à évaluer :

- la section efficace ou surface équivalente radar de la cible, σ ,
- le facteur de pertes dues au radar, L_r ,
- le facteur de pertes dues à la propagation, L_p .

Les autres paramètres étant supposés connus et fixés à :

$$3 \text{ m} < \lambda < 15 \text{ m}$$

$$R_{\max} = 60 \text{ km}$$

II.2.2.2.1) Evaluation de la Section Efficace Radar d'une Cible

La surface équivalente (ou section efficace) radar σ est variable en fonction du site pour une cible donnée et dépend également de la position de l'axe de cette dernière par rapport à la direction radar / cible. Au stade de la détermination de la sensibilité du système de réception, il est possible [49] :

- soit de donner à la cible, sa valeur minimale et de la conserver pour tous les sites. On pose alors approximativement :

$$\sigma = 1 \text{ à } 2 \text{ m}^2 \quad (\text{avions de chasse ou d'interception}),$$

$$\sigma = 2 \text{ à } 10 \text{ m}^2 \quad (\text{bombardiers légers, avions de tourisme à réaction}),$$

$$\sigma = 10 \text{ à } 50 \text{ m}^2 \quad (\text{transporteurs légers, avions à hélices}),$$

$$\sigma = 50 \text{ à } 100 \text{ m}^2 \quad (\text{transporteurs lourds}).$$

- Soit de choisir un « profil » de variation de σ en fonction du site.

Afin de simplifier les calculs, la surface équivalente sera prise constante et égale à 10 m².

II.2.2.2.2) Evaluation du Facteur de Pertes liées au Radar

Les pertes dues au radar sont celles occasionnées par les composants des systèmes d'émission et de réception. Pour cela, il faut différencier deux types de pertes, celles liées à l'insertion des composants (mélangeurs, diviseurs de puissance, câbles, ...), et celles dues au rendement de l'antenne.

Pour compenser les pertes d'insertion, des étages préamplificateurs sont utilisés (blocs N°6A et 6B). Mais les étages de préamplification augmentent le facteur de bruit et diminuent le point d'intermodulation d'ordre 3 dans les systèmes d'émission et de réception. Une attention particulière doit être portée pour le choix de ces composants (par exemple, pour le bloc N°6A, I.P.3 = + 30 dBm).

Comme il est indiqué à la figure II.1.17, les antennes ont un T.O.S. de $1.4 : 1 \pm 0.3$, ce qui nous fait en moyenne une puissance réfléchiée de 130 W. Le rendement des antennes est donc d'environ 87 %. Cette valeur de puissance étant relativement élevée, nous pouvons négliger les pertes dans les câbles. Dans ce cas, le facteur de pertes liées au radar est de 0.87.

II.2.2.2.3) Evaluation du Facteur de Pertes dues à la Propagation

Les pertes causées par la propagation d'une onde dans l'atmosphère sont principalement dues aux deux phénomènes suivants [50] :

- l'absorption moléculaire par les gaz atmosphériques,
- l'absorption et la diffusion par les particules liquides et solides contenues dans l'atmosphère et principalement par les gouttes de pluie.

Les gaz atmosphériques (azote, oxygène, vapeur d'eau, ...) n'ayant pas de bandes d'absorption dans le domaine de fréquences H.F. et V.H.F., leur effet est négligeable. Pour illustration, la figure II.2.11 donne une estimation de l'absorption par l'oxygène et la vapeur d'eau en fonction de la distance [51].

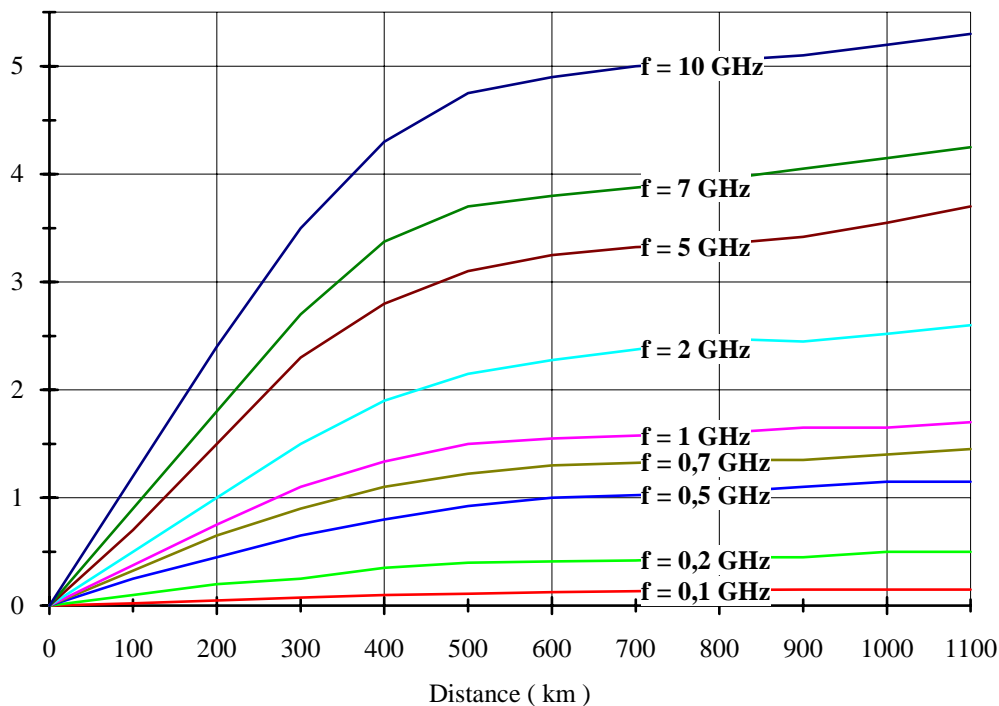


Figure II.2.11 : Estimation de l'absorption médiane de l'oxygène et de la vapeur d'eau [51].

Parmi les particules non gazeuses de l'atmosphère, ce sont les gouttes d'eau qui donnent l'atténuation la plus importante. Cette atténuation est due à deux mécanismes distincts, d'une part une absorption de l'énergie par pertes ohmiques dans les gouttes d'eau et d'autre part, une diffusion de l'énergie par ces gouttes d'eau. Comme précédemment, ces effets se manifestent dès que la fréquence dépasse quelques gigaHertz et augmentent rapidement d'importance à mesure que la fréquence croît.

En résumé, on peut dire que dans la gamme de fréquence qui nous intéresse, les pertes supplémentaires dues à la propagation sont négligeables. Le facteur L_p peut être pris égal à 1. Il ne faut donc considérer que les pertes en espace libre.

De la même façon, des études parallèles [52] ont permis de conclure que les effets de dispersion de phase liés à la dépendance fréquentielle de l'indice de réfraction sont de l'ordre du millième de degré, donc complètement négligeables.

II.2.2.4) Détermination de la Sensibilité du Système de Réception

Suite aux paragraphes précédents, l'équation du radar se simplifie et se met sous la forme :

$$P_r = \frac{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot R^4 \cdot L_r}$$

Dans les figures II.2.12 et II.2.13, la puissance reçue pour les polarisations horizontale et verticale, est donnée pour trois fréquences différentes, en considérant les réseaux d'émission et de réception définis au chapitre II.1, une puissance d'émission de 2 kW et une cible se trouvant à une altitude de 10 km avec une S.E.R.³⁸ de 10 m². Pour un avion long - courrier volant à une altitude moyenne de 10 km et se trouvant à une distance de 60 km du radar, soit un angle de visée d'environ 10° d'élévation et 0° d'azimut, la puissance minimale reçue par le récepteur est approximativement de - 110 dBm. De plus, en considérant une puissance minimale théorique de bruit en entrée de - 125 dBm (§ II.2.2.3), la sensibilité du récepteur a été choisie de - 140 dBm.

II.2.2.3) Rapport Signal à Bruit en Sortie du Récepteur

Le rapport signal à bruit en sortie du récepteur se calcule en fonction :

- de la puissance d'émission, P_e ,
- de la distance radar/cible, D ,
- des pertes dans les différentes chaînes du système de réception,
- de la section efficace radar de la cible, σ ,
- du gain des réseaux d'antennes d'émission et de réception, $(G_e \cdot G_r)$,
- de la fréquence, f .

Il va donc s'écrire sous la forme :

$$\frac{S}{B} = \frac{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot R^4 \cdot P_{BS} \cdot L_r \cdot L_p}$$

avec P_{BS} , la puissance de bruit en sortie du récepteur.

³⁸S.E.R. : Section Efficace Radar.

En posant F , le facteur de bruit du récepteur, la puissance de bruit à l'entrée P_{BE} , s'écrit :

$$P_{BE} = \frac{P_{BS}}{F}$$

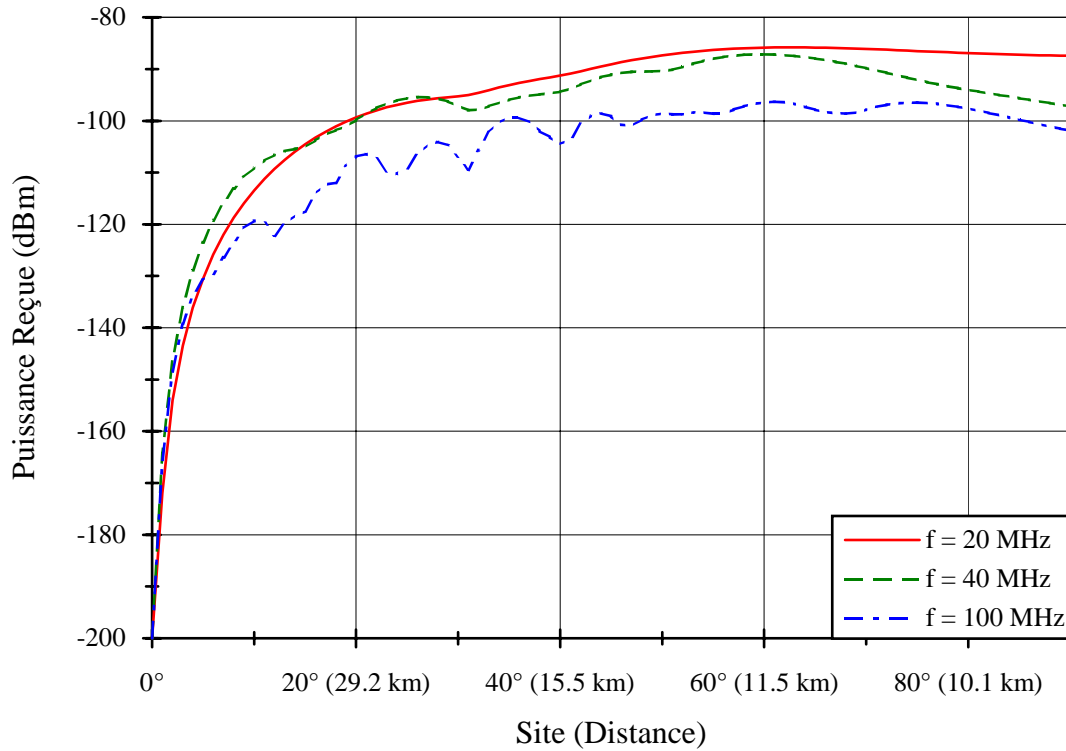


Figure II.2.12 : Puissance reçue en polarisation horizontale pour une puissance d'émission de 2 kW et une cible se trouvant à une altitude de 10 km avec une S.E.R. de 10 m².

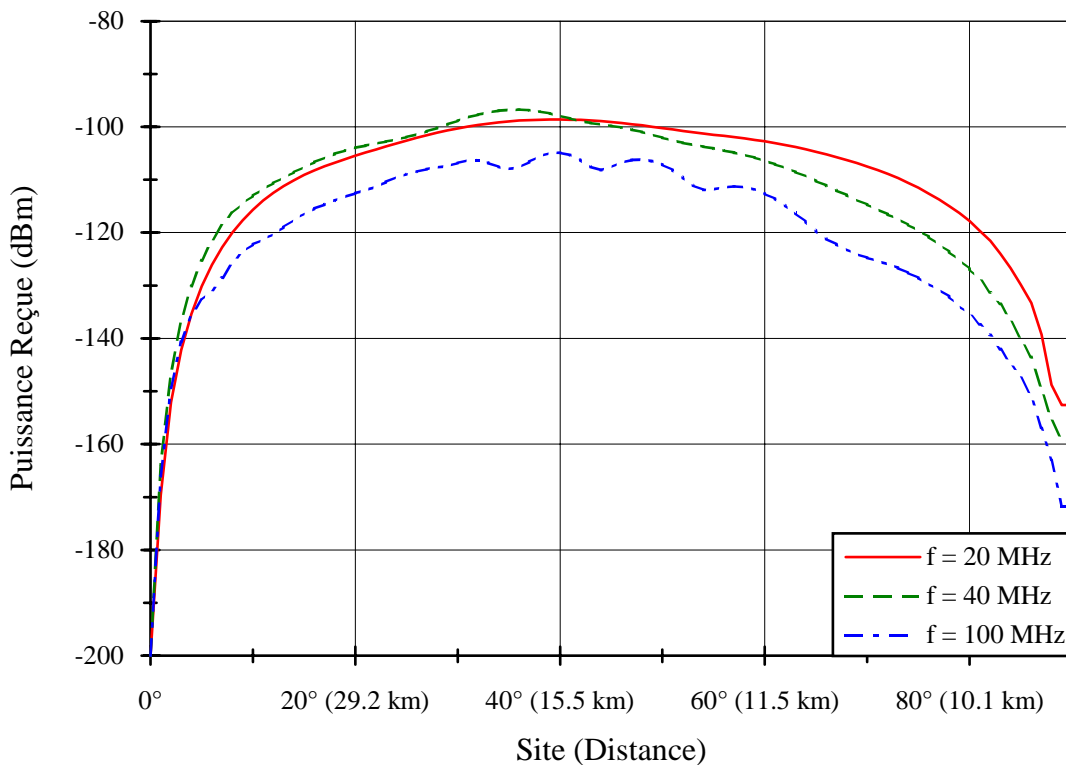


Figure II.2.13 : Puissance reçue en polarisation verticale pour une puissance d'émission de 2 kW et une cible se trouvant à une altitude de 10 km avec une S.E.R. de 10 m².

d'où :

$$\frac{S}{B} = \frac{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot R^4 \cdot F \cdot P_{BE} \cdot L_r \cdot L_p}$$

Dans les paragraphes précédents, la plupart de ces paramètres ont déjà été estimés, soit :

- Pe = 500 W par fréquence,
- Lr = 1,
- Lp = 1,
- Ge ≈ Gr ≈ 10 dB,
- 3 m < λ < 15 m.

Il nous reste donc à déterminer le facteur de bruit du système de réception F et la puissance de bruit à l'entrée du récepteur P_{BE}.

II.2.2.3.1) Evaluation du Facteur de Bruit du Radar

Afin d'évaluer le facteur de bruit du radar, nous nous donnons une représentation simplifiée du système de réception :

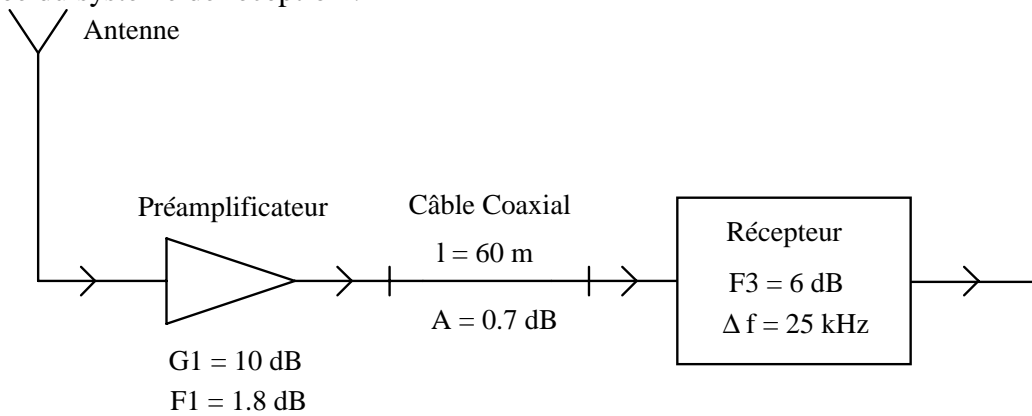


Figure II.2.14 : Configuration simplifiée du système de réception.

Le facteur de bruit d'un tel système s'écrit sous la forme (formulation de Friis) :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2}$$

Dans le cas d'un câble coaxial, son facteur de bruit est égal à son atténuation, soit F₂ = 0.7 dB.

d'où :

$$F = 1.51 + \frac{1.2 - 1}{10} + \frac{(4 - 1) \times 1.2}{10}$$

soit :

$$F = 1.88 = 2.74 \text{ dB}$$

II.2.2.3.2) Détermination de la Puissance de Bruit à l'Entrée du Récepteur

La puissance de bruit du récepteur dépend du bruit engendré par :

- les composants qui le constitue,
- les instruments qui l'entoure (antennes, préamplificateurs, câbles, ...),
- le bruit radioélectrique capté par l'antenne.

La puissance de bruit à l'entrée du récepteur P_{BE} s'exprime en fonction de sa température équivalente de bruit, sous la forme :

$$P_{BE} = k \cdot T_{\acute{e}q} \cdot \Delta f$$

- avec k , la constante de Boltzmann ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$),
 $T_{\acute{e}q}$, la température de bruit du système ramené à l'entrée du récepteur,
 Δf , la bande passante équivalente de bruit du récepteur ($\approx 30 \text{ kHz}$).

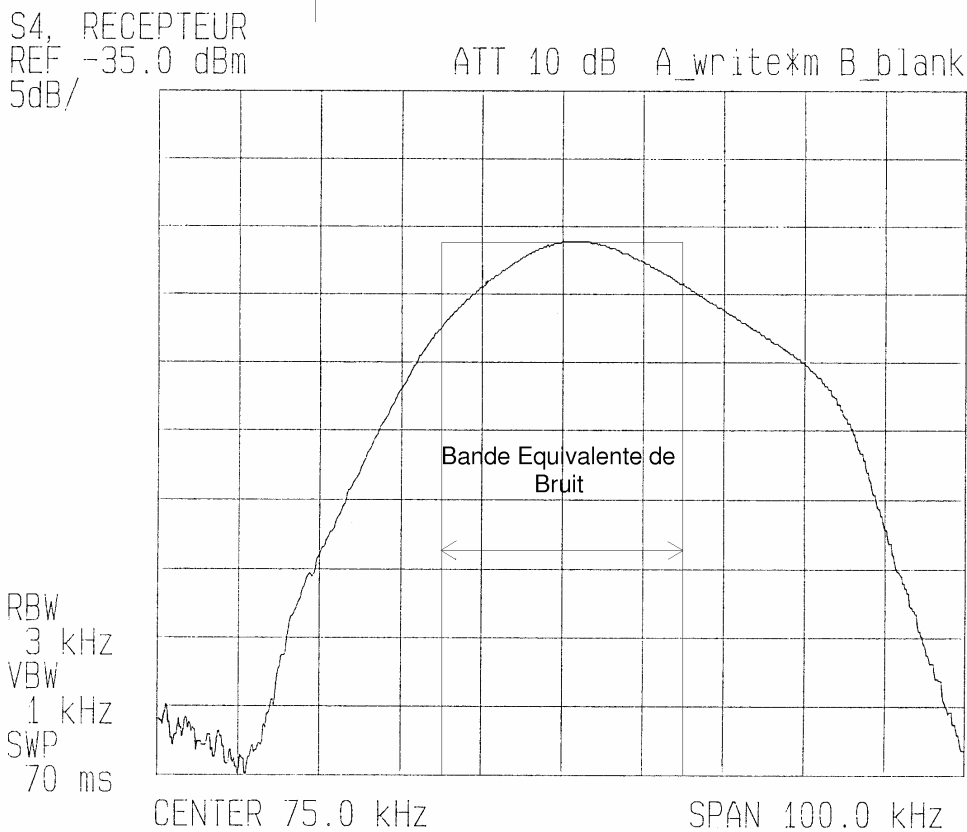


Figure II.2.15 : Bande passante mesurée et bande équivalente de bruit du système de réception.

or : $T_{\acute{e}q} = T_a + T_{ant}$

- avec T_a , la température de bruit apportée par le système,
 T_{ant} , la température de bruit à la sortie de l'antenne.

Suite au paragraphe II.2.2.3.1, nous pouvons calculer T_a sous la forme :

$$T_a = (F - 1) \cdot T_0 = (1.88 - 1) \times 290$$

Soit :

$$T_a = 255.5 \text{ } ^\circ\text{K}$$

Il faut donc maintenant déterminer la température de bruit de l'antenne.
 Du point de vue du bruit, une antenne se modélise sous la forme :

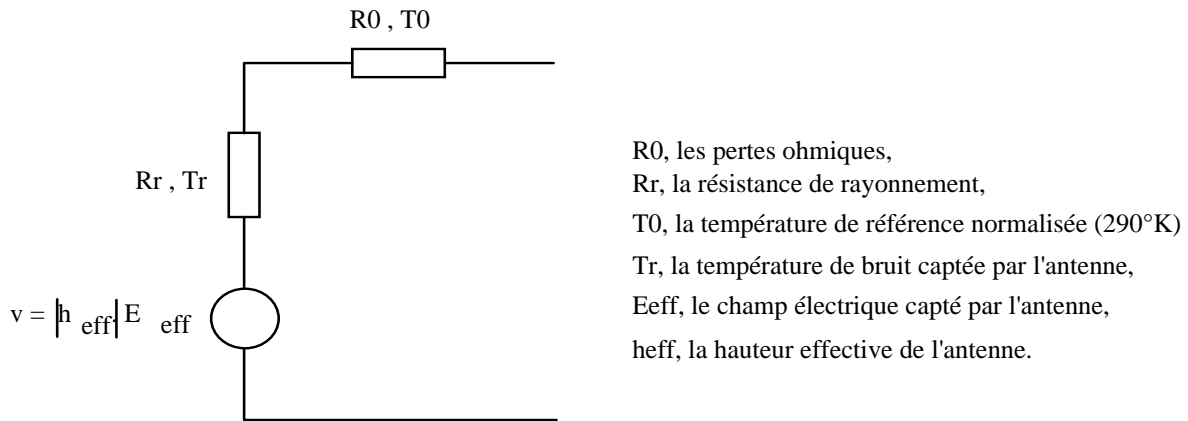


Figure II.2.16 : Modélisation d'une antenne du point de vue du bruit.
 La tension de bruit de l'antenne s'écrit :

$$e_{ant}^2 = k \cdot T_{ant} \cdot \Delta f \cdot (R_r + R_0) = k \cdot T_0 \cdot R_0 \cdot \Delta f + k \cdot T_r \cdot R_r \cdot \Delta f$$

soit :

$$T_{ant} = \frac{T_0 \cdot R_0 + T_r \cdot R_r}{R_r + R_0}$$

R_0 étant très faible (quelques ohms), on obtient :

$$T_{ant} \approx T_r$$

avec T_r , la température de bruit captée par l'antenne, qui est fonction :

- du bruit atmosphérique,
- du bruit dû aux activités humaines,
- du bruit cosmique.

On pose alors :

$$T_r = T_{atm} + T_c + T_{hum}$$

- avec T_{atm} , la température de bruit atmosphérique,
 T_c , la température de bruit cosmique,
 T_{hum} , la température de bruit associée aux activités humaines.

En outre, le bruit cosmique (ou bruit extraterrestre) est principalement du bruit galactique et du bruit émis par les corps du système solaire, soit :

$$T_c = T_{so} + T_{ga}$$

- avec T_{so} , la température de bruit solaire,
 T_{ga} , la température de bruit galactique.

Dans différents ouvrages [50][53][54], les températures de bruit sont quantifiées en termes de facteurs de bruit. Les figures II.2.17 à II.2.19 présentent les différents facteurs de bruit en fonction de la fréquence. Sachant que le radar sera implanté sur le site de Monterfil (30 km à l'ouest de Rennes), un lieu réputé pour son calme radioélectrique, les facteurs de bruit pour les extrémités de la bande de fréquence peuvent être résumés dans le tableau ci-dessous :

	F_{atm} (dB)	F_{hum} (dB)	F_{so} (dB)	F_{ga} (dB)
$f = 20 \text{ MHz}$	20	18	X	22

f = 100 MHz	X	X	X	6
-------------	---	---	---	---

(X : valeur négligeable)

Tableau II.2.1 : Facteurs de bruit « externe » pour f = 20 MHz et f = 100 MHz.

or :

$$F = 1 + \frac{T_a}{T_0} \rightarrow T_a = (F - 1) \cdot T_0$$

d'où :

	T_{atm} ($10^3 \text{ }^\circ\text{K}$)	T_{hum} ($10^3 \text{ }^\circ\text{K}$)	T_{so} ($10^3 \text{ }^\circ\text{K}$)	T_{ga} ($10^3 \text{ }^\circ\text{K}$)	T_{ant} ($10^3 \text{ }^\circ\text{K}$)
f = 20 MHz	28.71	18.01	X	45.67	92.39
f = 100 MHz	X	X	X	0.865	0.865

Tableau II.2.2 : Températures de bruit « externe » pour f = 20 MHz et f = 100 MHz.

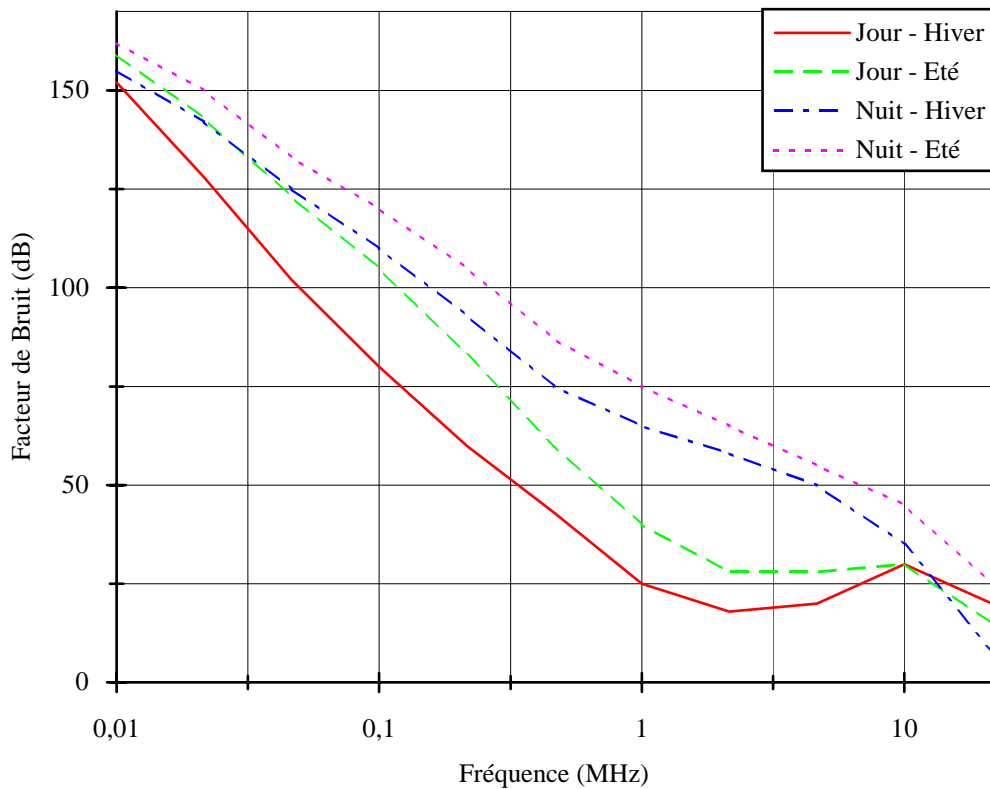


Figure II.2.17 : Niveau moyen du bruit dû aux « atmosphériques », zone européenne (décharge orageuse) [50].

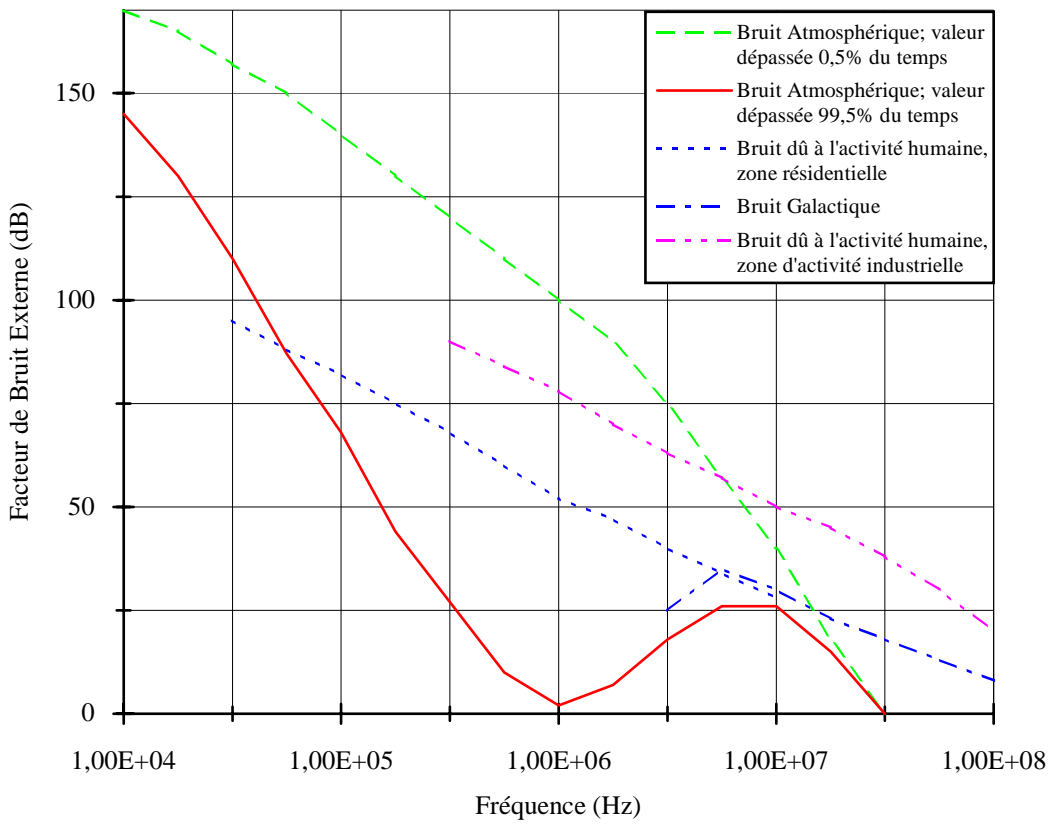


Figure II.2.18 : Facteur de bruit externe en fonction de la fréquence [53][54].

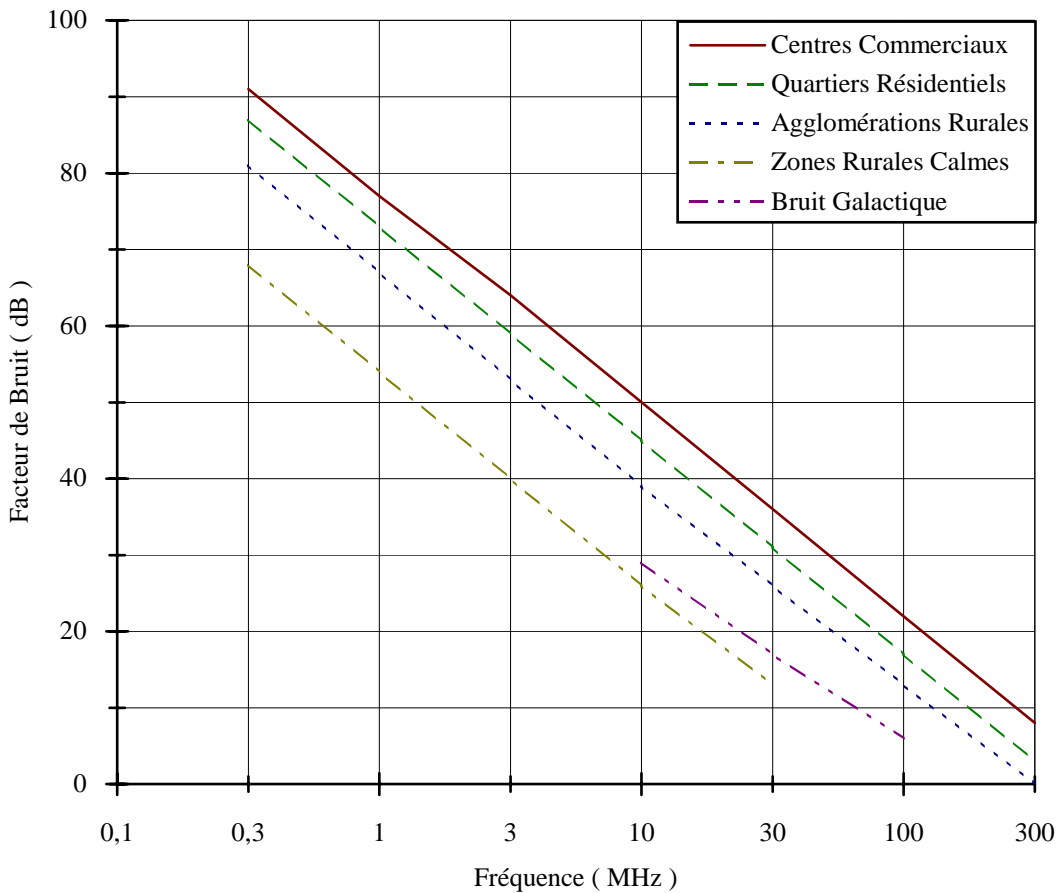


Figure II.2.19 : Facteur de bruit industriel en fonction de la fréquence [50]

(Valeurs médianes mesurées avec une antenne unipolaire verticale courte).

or : $T_{eq} = T_a + T_{ant}$

soit :
$$\begin{cases} T_{eq} = 92.64 \times 10^3 \text{ } ^\circ\text{K} & \text{pour } f = 20 \text{ MHz} \\ T_{eq} = 1120 \times 10^3 \text{ } ^\circ\text{K} & \text{pour } f = 100 \text{ MHz} \end{cases}$$

et : $P_{BE} = k \cdot T_{eq} \cdot \Delta f$

d'où :

$$\begin{aligned} P_{BE} &= -104.1 \text{ dBm} & \text{pour } f &= 20 \text{ MHz} \\ P_{BE} &= -93.3 \text{ dBm} & \text{pour } f &= 100 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Tous les calculs qui viennent d'être effectués, se basent sur l'utilisation d'une antenne omni-directionnelle. Dans notre cas, il faudrait faire le calcul en prenant en compte le gain des réseaux d'antenne et connaître la densité de puissance spatiale du bruit. Actuellement, nous n'avons pas à notre disposition une telle densité.

II.2.2.3.3) Détermination du Rapport Signal à Bruit en Sortie du Récepteur

On obtient donc les rapports signal à bruit suivants, en fonction de la distance :

$$D = 60 \text{ km} : \quad \left(\frac{S}{B} \right)_{1f} = -18.1 \text{ dB} + \sigma \quad \text{pour } f = 20 \text{ MHz}$$

$$\left(\frac{S}{B} \right)_{1f} = -12.8 \text{ dB} + \sigma \quad \text{pour } f = 100 \text{ MHz}$$

$$D = 6 \text{ km} : \quad \left(\frac{S}{B} \right)_{1f} = +21.9 \text{ dB} + \sigma \quad \text{pour } f = 20 \text{ MHz}$$

$$\left(\frac{S}{B} \right)_{1f} = +27.2 \text{ dB} + \sigma \quad \text{pour } f = 100 \text{ MHz}$$

Afin d'augmenter le rapport signal à bruit, une intégration cohérente sur plusieurs périodes peut être faite. Pour réaliser cela, il faut que la phase des signaux rétrodiffusés varie uniformément pendant la période d'intégration.

Cela implique trois conditions [55] :

- la période d'intégration des signaux doit être inférieure à la durée de cohérence de la cible,
- entre chaque impulsion d'émission, il ne doit pas y avoir de distorsion de phase,
- la combinaison des fréquences émises et de l'oscillateur local de réception doit fournir une fréquence F.I. stable.

Les deux dernières conditions sont réalisables, tandis que la première, dans sa forme la plus simple, limite la méthode aux systèmes à longueurs d'onde importantes. Dans une deuxième approche, la première condition n'est plus limitative puisque aucune hypothèse ne peut être faite sur la vitesse d'une cible qui n'a pas été détectée. En supposant que l'intégration se fasse pendant 100 périodes d'émission, le rapport signal à bruit augmente de 20 dB [55], soit :

$$\begin{array}{l}
 D = 60 \text{ km} : \quad \left(\frac{S}{B}\right)_{1f} = +1.9 \text{ dB} + \sigma \quad \text{pour } f = 20 \text{ MHz} \\
 \quad \quad \quad \quad \left(\frac{S}{B}\right)_{1f} = +7.2 \text{ dB} + \sigma \quad \text{pour } f = 100 \text{ MHz} \\
 \\
 D = 6 \text{ km} : \quad \left(\frac{S}{B}\right)_{1f} = +41.9 \text{ dB} + \sigma \quad \text{pour } f = 20 \text{ MHz} \\
 \quad \quad \quad \quad \left(\frac{S}{B}\right)_{1f} = +47.2 \text{ dB} + \sigma \quad \text{pour } f = 100 \text{ MHz}
 \end{array}$$

Les surfaces équivalentes radars étant typiquement de l'ordre de plusieurs dizaines de mètres carrés [57], nous fixons à partir des expressions précédentes du rapport signal à bruit, la dynamique du récepteur à 70 dB.

Pour cette application, la carte d'acquisition sélectionnée (§ II.3.1.3) possède une échelle de codage de ± 10 V sur 12 bits. Le gain du système de réception est donc de 100 dB. Ce qui nous fait un niveau maximal à l'entrée du récepteur d'environ - 70 dBm.

II.2.2.4) Système de Réception

II.2.2.4.1) Principe

Comme il a été dit dans les paragraphes précédents, le récepteur est de type super-hétérodyne à double changement de fréquence. De plus, chaque signal reçu doit être traité indépendamment. En effet, un déphasage dépendant de l'antenne de réception considérée, de la fréquence d'émission et de la position de la cible, doit être appliqué au signal reçu afin d'assurer la cohérence de phase du réseau de réception. Compte tenu que deux antennes par polarisation sont utilisées et que le récepteur traite simultanément quatre fréquences, il faut donc introduire seize déphasages dans la chaîne de réception.

Les signaux issus de chaque antenne se séparent en quatre à l'aide d'un diviseur de puissance. Un premier mélange s'effectue avec les oscillateurs locaux d'émission, afin d'amener les signaux reçus à une Fréquence Intermédiaire F.I. fixe. Le choix de cette fréquence est prise volontairement supérieure à la fréquence maximale d'émission (100 MHz) pour éliminer les problèmes liés aux fréquences images. Puis, un filtrage « adapté » autour de cette fréquence s'effectue afin d'accroître le rapport signal à bruit.

Les déphasages sont ensuite introduits lors du deuxième changement de fréquence. Les signaux sont transférés en bande de base à une fréquence non nulle afin d'éviter les problèmes de repliement du spectre et permettre par la suite, la génération de signaux complexes par traitements numériques. Finalement les signaux correspondant à la même fréquence et à la même polarisation, mais issus d'antennes différentes, sont additionnés. Un filtrage et une amplification sont ensuite réalisés afin d'amener les signaux utiles à l'échelle d'acquisition des convertisseurs analogiques/numériques.

II.2.2.4.2) Schéma Synoptique du Système de Réception

Suite aux considérations précédentes, le système de réception se présente sous la forme donnée à la figure II.2.20. Le choix des composants est fait selon les critères suivants :

- faible facteur de bruit,
- produit d'intermodulation faible,
- faibles pertes d'insertion,
- gain suffisant,
- linéarité en gain et en phase en fonction de la fréquence,
- bande passante,
- forte isolation entre les différentes voies,
- fort équilibrage amplitude/phase entre les voies.

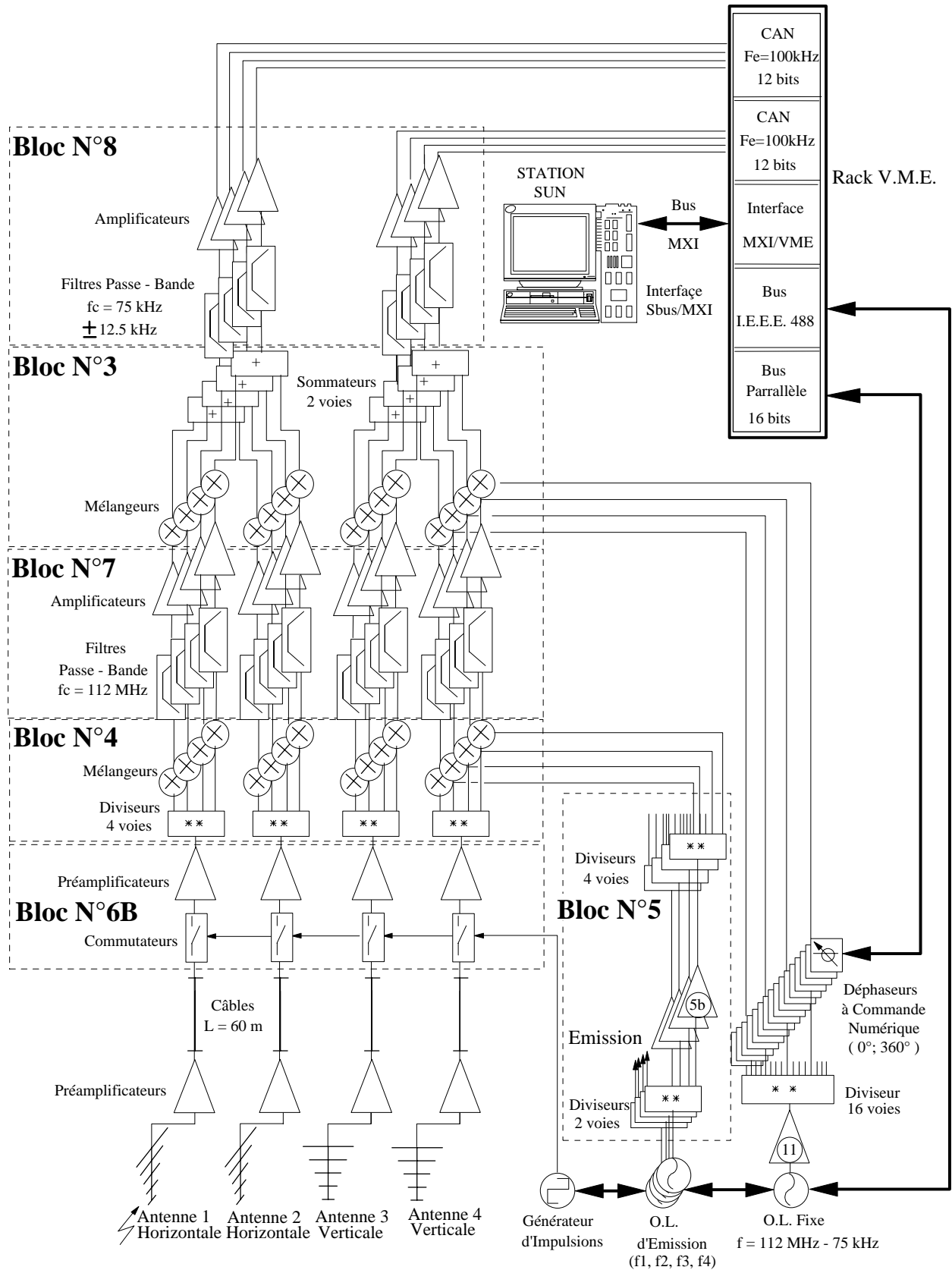


Figure II.2.20 : Schéma synoptique du système de réception.

De même que pour le système d'émission, cet ensemble a été développé au laboratoire [58] et industrialisé par la société CHORUS ELECTRONIQUE. Sa réalisation s'est faite sous forme de blocs reliés par des câbles coaxiaux RG316. Une vue de ce système est présentée sur la photographie de la figure II.2.21.

Les différents blocs de ce système sont :

- préamplificateurs d'antennes,
- bloc N°6B : commutateurs + préamplificateurs d'entrée,
- bloc N°4 : 1^{er} étage de réception,
- bloc N°7 : filtres F.I. adaptés,
- bloc N°8 : filtres passe - bande finaux,
- bloc N°5 : Oscillateurs locaux,
- diviseur par 16.



Figure II.2.21 : Vue du système de réception du radar M.O.S.A.R.

II.2.2.4.3) Préamplificateurs d'Antennes

Le rôle de ces préamplificateurs est de compenser les pertes introduites par les câbles reliant les antennes au récepteur.

Il faut donc qu'ils aient un gain suffisant pour ne pas dégrader le rapport signal à bruit, mais tout de même limité afin de ne pas augmenter le plancher de bruit de façon significative. De plus, les signaux issus de chaque antenne étant très faibles (-140 à -70 dBm), il faut qu'ils soient à faible bruit. Le radar étant multifréquence, le point d'interception d'ordre 3 (I.P.3³⁹) doit être élevé afin de ne pas augmenter les problèmes d'intermodulation.

Les préamplificateurs d'antennes sélectionnés pour cette application, sont des CDM 45 de la société A.D.E. (Les Ulis - 91). Ce sont des amplificateurs possédant un gain de 10 dB sur une bande passante allant de 25 à 95 MHz. L'ondulation dans cette bande n'excède pas ± 0.4 dB. Leur facteur de bruit est de 1.8 dB et leur point d'interception d'ordre 3 de + 35 dBm (figure II.2.22).

Pour des amplificateurs à grande dynamique, il peut être utile de calculer le facteur de mérite M, qui tient compte à la fois des trois paramètres importants que sont le point d'interception d'ordre 3, le gain et le facteur de bruit :

³⁹ I.P.3 : Third Order Interception Point.

$$M = IP3 - G - F$$

Dans notre cas, ce facteur est de 21.2 dB. Pour un amplificateur de performances conventionnelles, il est en général de l'ordre de 5 à 10 dB.

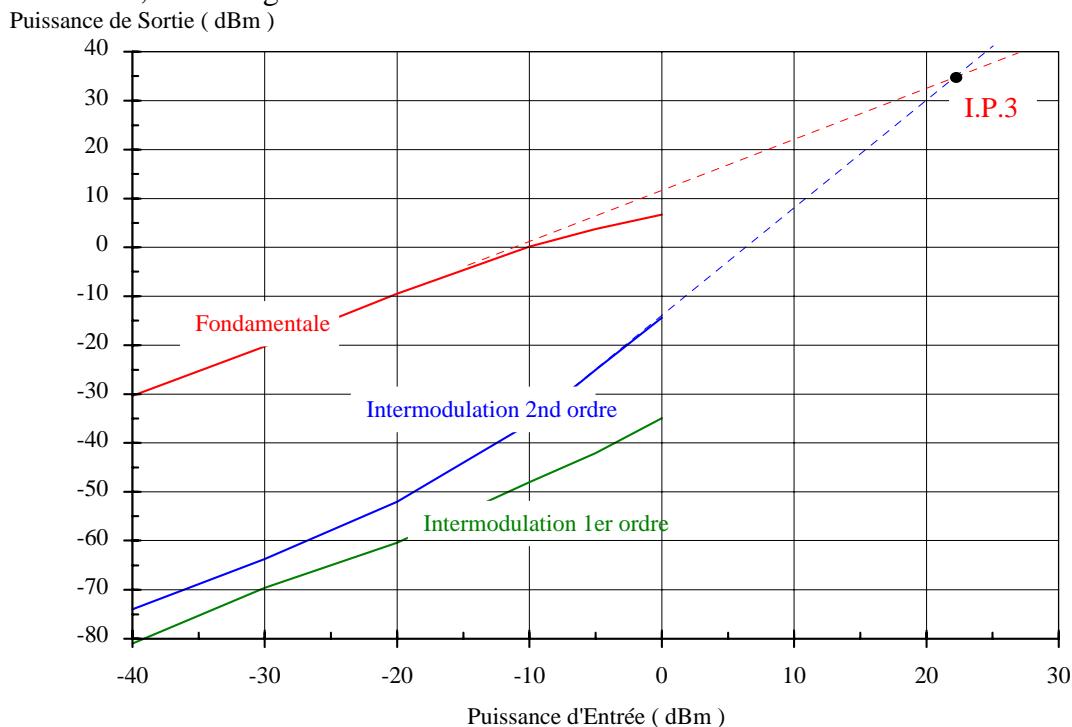


Figure II.2.22 : Système de réception - Préamplificateurs d'antennes, puissance de sortie en fonction de l'entrée.

II.2.2.4.4) Récepteurs

Une des fonctions d'un récepteur est de fournir à sa sortie, l'amplitude et la phase du signal à sa sortie. Pour cela, deux méthodes existent, l'une analogique et l'autre numérique :

- les D.A.P.⁴⁰,
- la transformée de Hilbert.

Schématiquement, ces deux techniques décomposent le signal réel en deux signaux en quadratures (I & Q), exploitables sous une forme complexe (I + j . Q).

Les D.A.P. sont basés sur l'utilisation combinée de diviseurs de puissance, de mélangeurs et de circuits « hybrides à 90° ». Nous disposons de 8 sorties pour notre application. Il faut donc utiliser 8 D.A.P. qui travailleront simultanément. Ces composants doivent être synchronisés et calibrés, ce qui, du fait de leur constitution, est difficilement réalisable.

L'application de la transformée de Hilbert sur des échantillons acquis, peut être comparée à un filtre qui apporte un déphasage de $-\pi/2$. Comparativement aux D.A.P., les problèmes liés à la synchronisation et au calibrage, n'existent plus. De plus amples renseignements seront donnés sur la transformée de Hilbert dans le chapitre II.4 sur le traitement des données.

La sensibilité du récepteur est de - 140 dBm avec une dynamique de 70 dB et une bande passante de 25 kHz. En se fixant une échelle allant de 0 à 10 V pour le port d'entrée du convertisseur analogique/numérique, le gain total de la chaîne de réception est de + 100 dB.

⁴⁰ D.A.P. : Détecteurs Amplitude - Phase.

Sur les sorties du récepteur, chaque voie est la résultante des signaux incidents pour une polarisation et une fréquence données. L'intermodulation entre les signaux lors des différentes étapes de traitement revêt donc une importance particulière.

* Préamplificateurs d'Entrée (Bloc N°6B)

Le rôle de ces préamplificateurs est de récupérer les pertes induites par le diviseur de puissance et les mélangeurs se trouvant en amont du filtre F.I. « adapté ». Ainsi, la détérioration du rapport signal à bruit est évitée. Du fait de leur position dans le système de réception et de leur rôle, leurs caractéristiques principales sont les mêmes que celles des préamplificateurs d'antennes, tout en étant moins restrictives du fait qu'ils ne sont pas les premiers amplificateurs.

Suivant les critères mentionnés plus hauts, un préamplificateur d'entrée est une association de deux MAV 11 (MINI-CIRCUITS) en série. Le gain total d'un préamplificateur est de 19 dB avec une ondulation dans la bande de ± 0.5 dB (figure II.2.23), pour un facteur de bruit de 4.2 dB et un point d'interception d'ordre 3 égal à + 18.5 dBm. La dispersion entre les voies, est de ± 0.6 dB en amplitude et de $\pm 5^\circ$ en phase. Ce bloc possède un autre rôle qui est la protection du récepteur lors de l'émission du signal.

* 1^{er} Etage de Réception

Le premier étage de réception est constitué d'un diviseur de puissance, d'un mélangeur, d'un oscillateur et d'un filtre « adapté ». Ces composants constituent les blocs N°4, 5 et 7. La figure II.2.24 présente le schéma simplifié du premier étage du récepteur.

L'entrée du 1^{er} étage de réception correspond au bloc N°4 du système. Les pertes d'insertion de ce module sont de 13.5 dB avec une dispersion d'amplitude de ± 0.3 dB, et de phase de $\pm 5^\circ$ pour une isolation entre les voies L.O. et R.F. d'environ 45 dB, et entre les voies L.O. et I.F. de 40 dB.

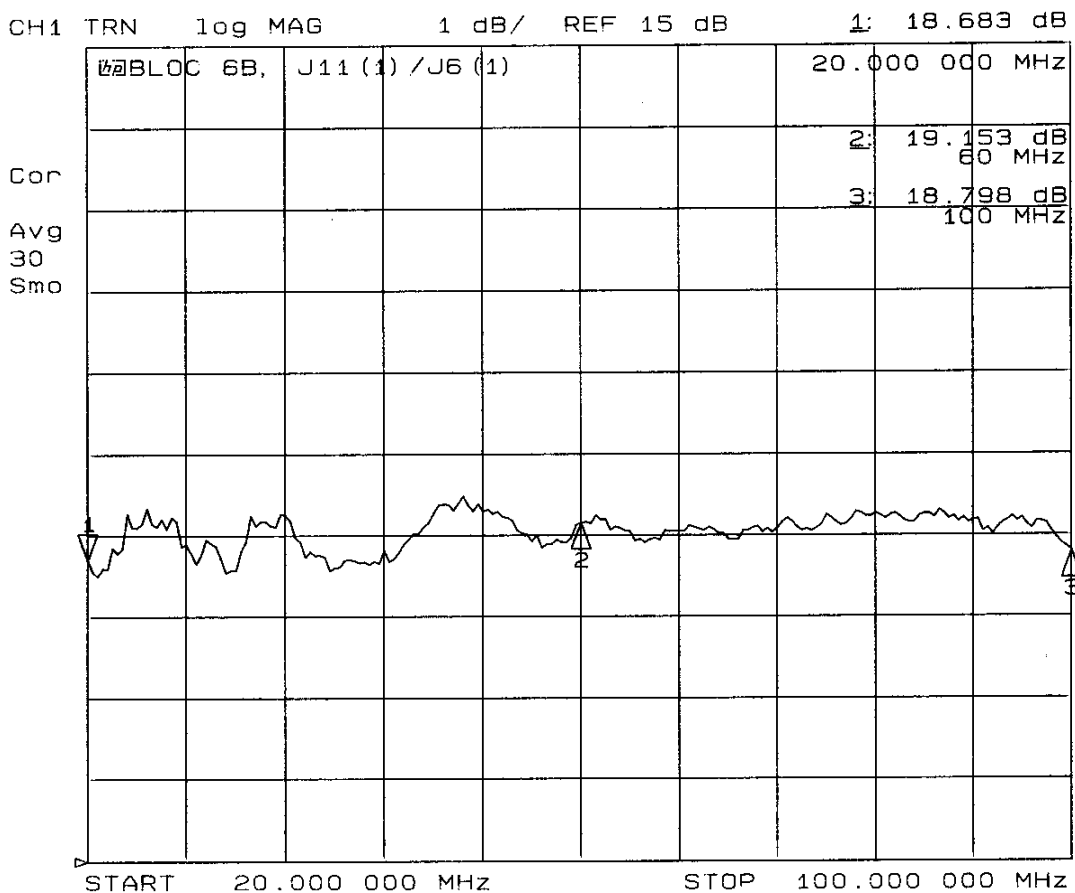


Figure II.2.23 : Système de réception (bloc N°6B), gain des préamplificateurs d'entrée.

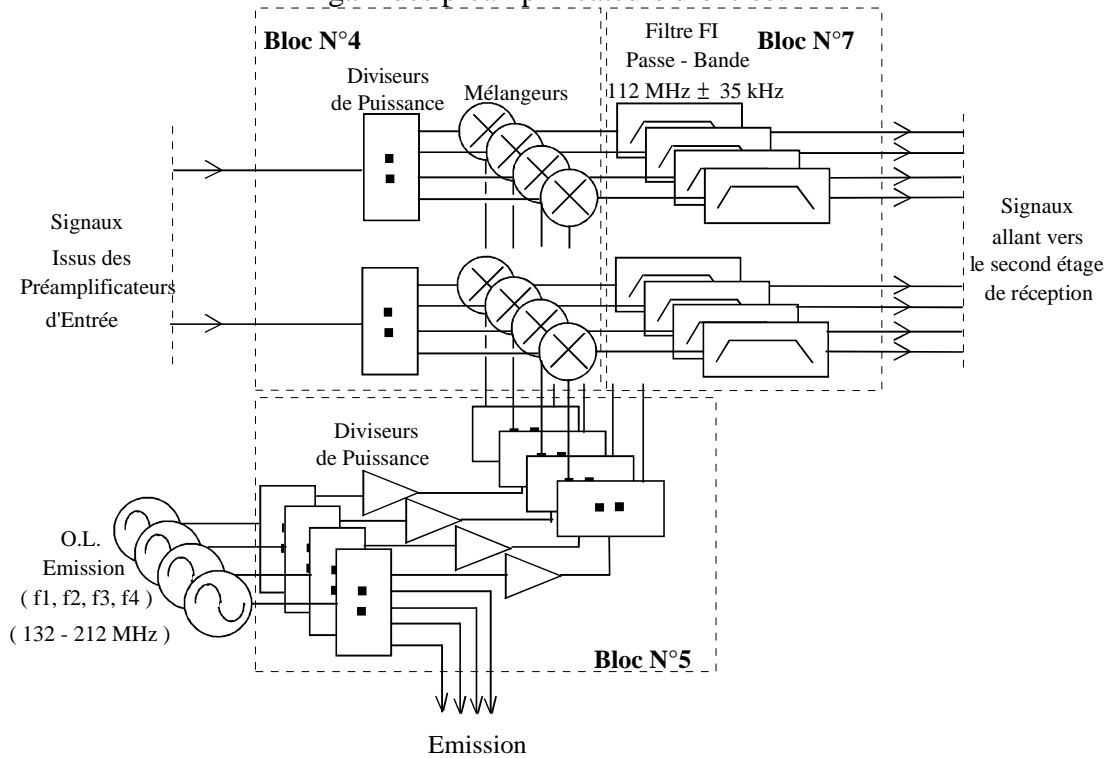


Figure II.2.24 : Schéma simplifié du premier étage du récepteur pour une polarisation.

Le dernier composant constituant la « tête » de réception est le filtre « adapté ». Sa réponse fréquentielle doit maximiser le rapport signal à bruit à sa sortie. Pour un radar dont la forme de l'onde émise est approximativement une impulsion rectangulaire, les caractéristiques conventionnelles du filtre F.I. passe-bande approchent la qualité d'un filtre « adapté » lorsque le produit de la bande passante B avec la largeur de l'impulsion τ est de l'ordre de l'unité, c'est à dire $B \times \tau = 1$.

Ainsi pour une impulsion émise de $40 \mu s$, la largeur du filtre adapté idéal doit être de 25 kHz . En pratique, le filtre adapté idéal n'est jamais obtenu exactement. Il peut donc être intéressant d'examiner l'efficacité d'un filtre « non adapté » par rapport à un filtre « adapté idéal ». Pour exemple, la figure II.2.25 représente l'efficacité d'un filtre de réponse fréquentielle rectangulaire, quand l'entrée est une impulsion rectangulaire de largeur T_i [47].

La largeur optimale du filtre est donnée pour :

$$B \cdot T_i = 1.37$$

Soit :

$$B = 34.25 \text{ kHz} \quad \text{pour } T_i = 40 \mu s$$

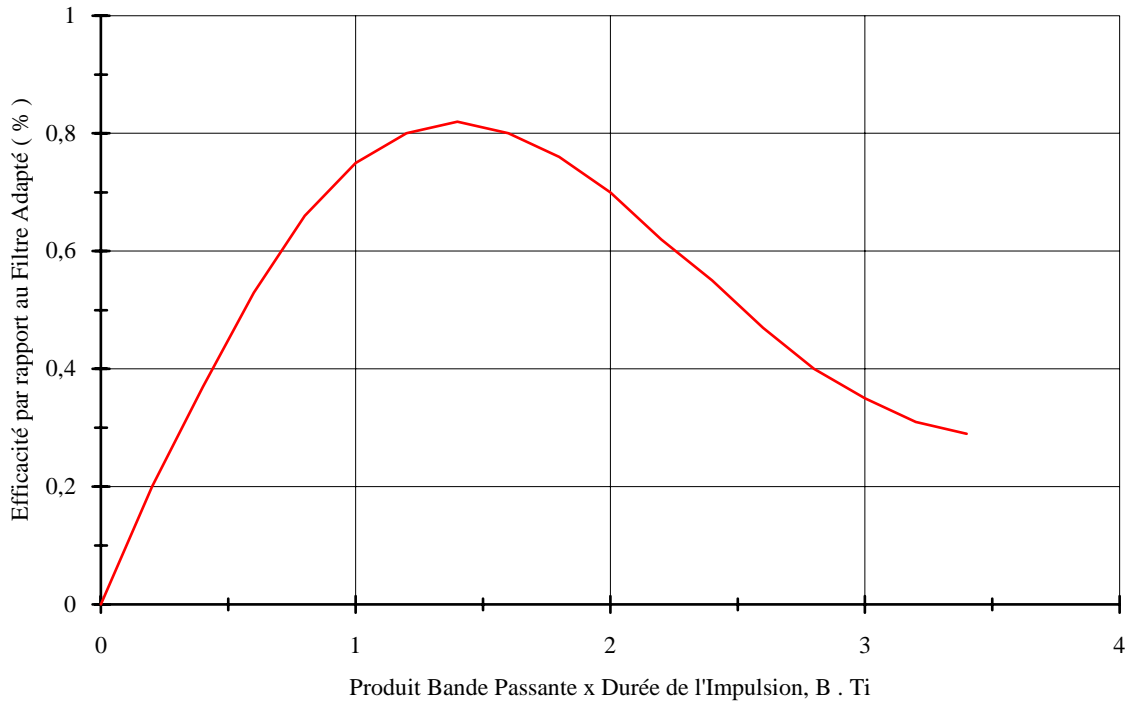


Figure II.2.25 : Efficacité relative au filtre « adapté idéal », d'un filtre de réponse en fréquence rectangulaire, lorsque le signal d'entrée est une impulsion rectangulaire de largeur $B \times T_i$ [47].

Les caractéristiques exactes du filtre ont été imposées par les modèles disponibles dans les catalogues des constructeurs. Le filtre choisi est un filtre à quartz de type BE60K fabriqué par la société C.E.P.E.⁴¹ (Argenteuil - 95).

Les caractéristiques mesurées (figures II.2.26 à II.2.28) de ces filtres, sont les suivantes :

- fréquence centrale F_0 : 112 MHz,
- bande passante : 70 kHz \pm 0.5 kHz,
- ondulation : \pm 0.2 dB,
- pertes d'insertion : 3 dB,
- atténuation : 32 dB à $F_0 \pm 60$ kHz,
58 dB à ± 100 kHz,
66 dB à ± 1 MHz,
- retard de groupe : 20 μ s,
- variation de phase : 8.2°/kHz.

Le coefficient de surtension de ces filtres est donc de 1580. Du point de vue de la structure du bloc, la dispersion de niveau entre les différents filtres n'excède pas ± 0.4 dB, et en phase $\pm 15^\circ$. Avec ce type de filtre, le rapport signal à bruit est diminué d'environ 4 dB par rapport au filtre idéal.

La valeur de cette fréquence centrale conditionne ainsi le fractionnement des sources d'émission, fixe ($f = F.I. = 112$ MHz) et variables ($132 \text{ MHz} < f_1, f_2, f_3, f_4 < 212$ MHz).

De la même façon que pour le système d'émission, le bloc N°5 assure la cohérence du radar. Il sert à répartir les quatre fréquences entre l'émetteur et le récepteur. Des amplificateurs sont intégrés à la structure pour récupérer les pertes liées aux diviseurs de puissance. Les sources étant à large bande de fréquence, l'ondulation dans la bande doit être

⁴¹ C.E.P.E. : Compagnie d'Electricité et Piézo-Electricité.

faible. Elle n'excède pas 0.6 dB. De même, les dispersions en amplitude entre les différentes sorties de ce bloc sont dans le cas le plus mauvais de ± 0.2 dB et de $\pm 3^\circ$ pour la phase.

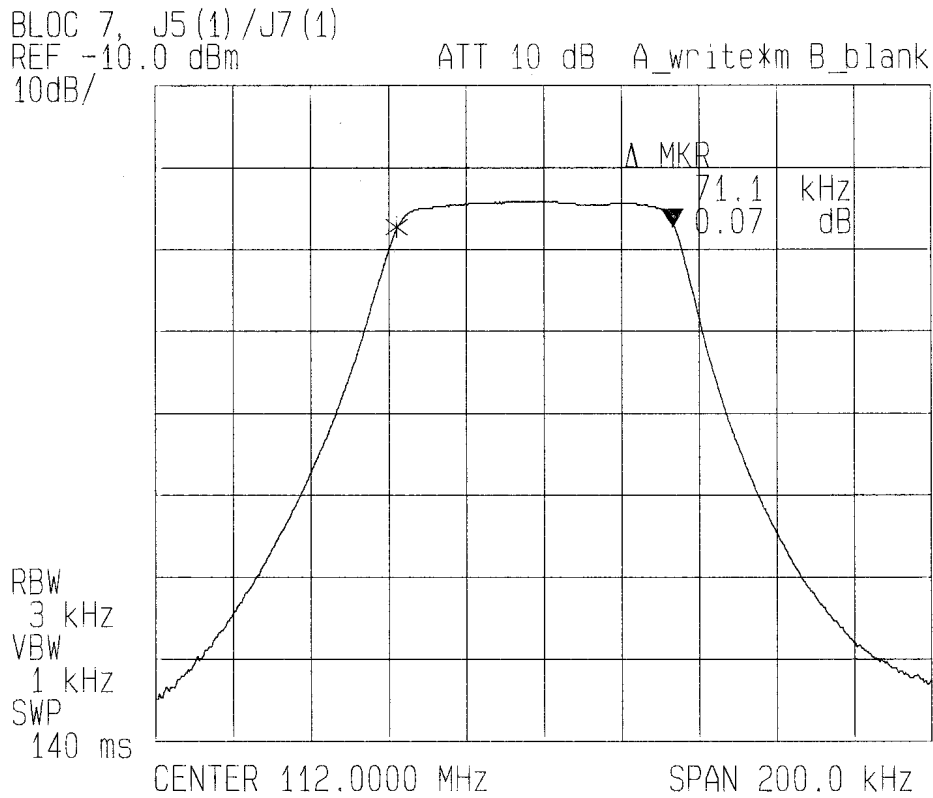


Figure II.2.26 : Système de réception (bloc N°7), bande passante des filtres à quartz.

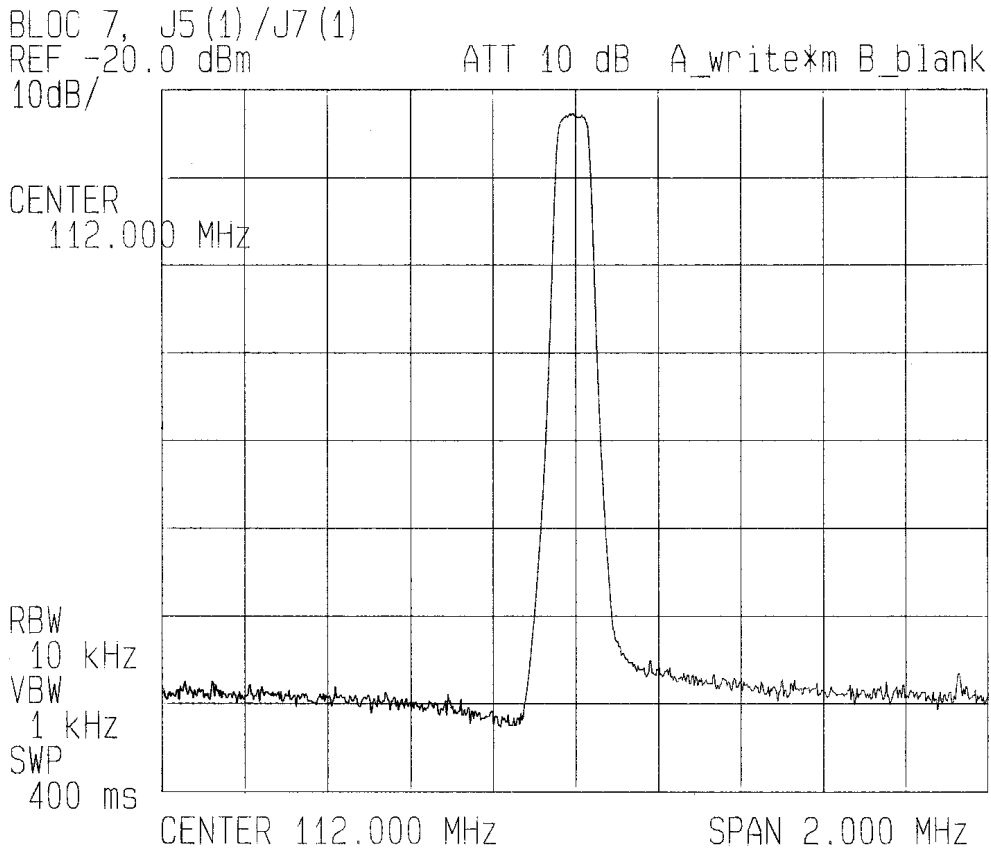


Figure II.2.27 : Système de réception (bloc N°7), bande passante des filtres à quartz.

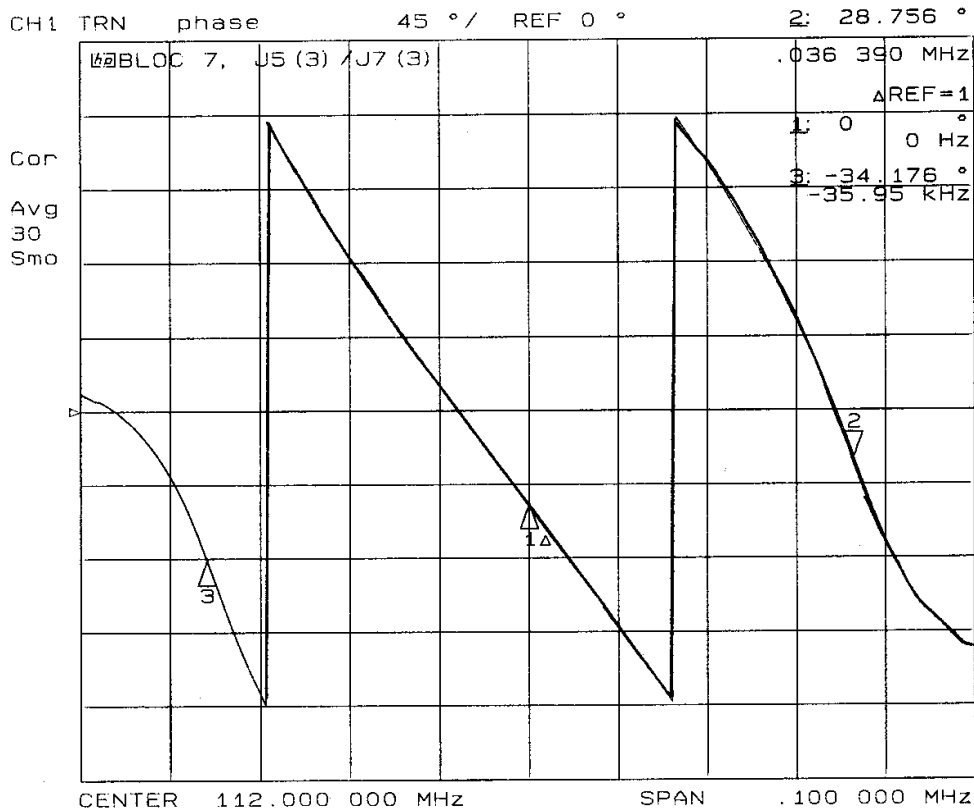


Figure II.2.28 : Système de réception (bloc N°7) - Filtres à quartz, variation de phase dans la bande passante.

* 2^{ème} Etage de Réception

Après avoir maximisé le rapport signal à bruit, la modulation d'impulsion est extraite par un second étage de réception et le signal est amplifié à un niveau adéquat pour permettre son acquisition.

La figure II.2.29 présente le diagramme simplifié du second étage de réception. Il se décompose en deux parties, une H.F.⁴² et l'autre B.F.⁴³. Chaque partie étant respectivement constituée de différents blocs :

- Partie H.F. :

- * diviseur par 16,
- * déphaseurs à commande numérique,
- * bloc N°3 : mélangeurs + sommateurs 2 voies.

- Partie B.F. :

- * bloc N°8 : filtres passe-bande + amplificateurs.

⁴² H.F. : Haute Fréquence.

⁴³ B.F. : Basse Fréquence.

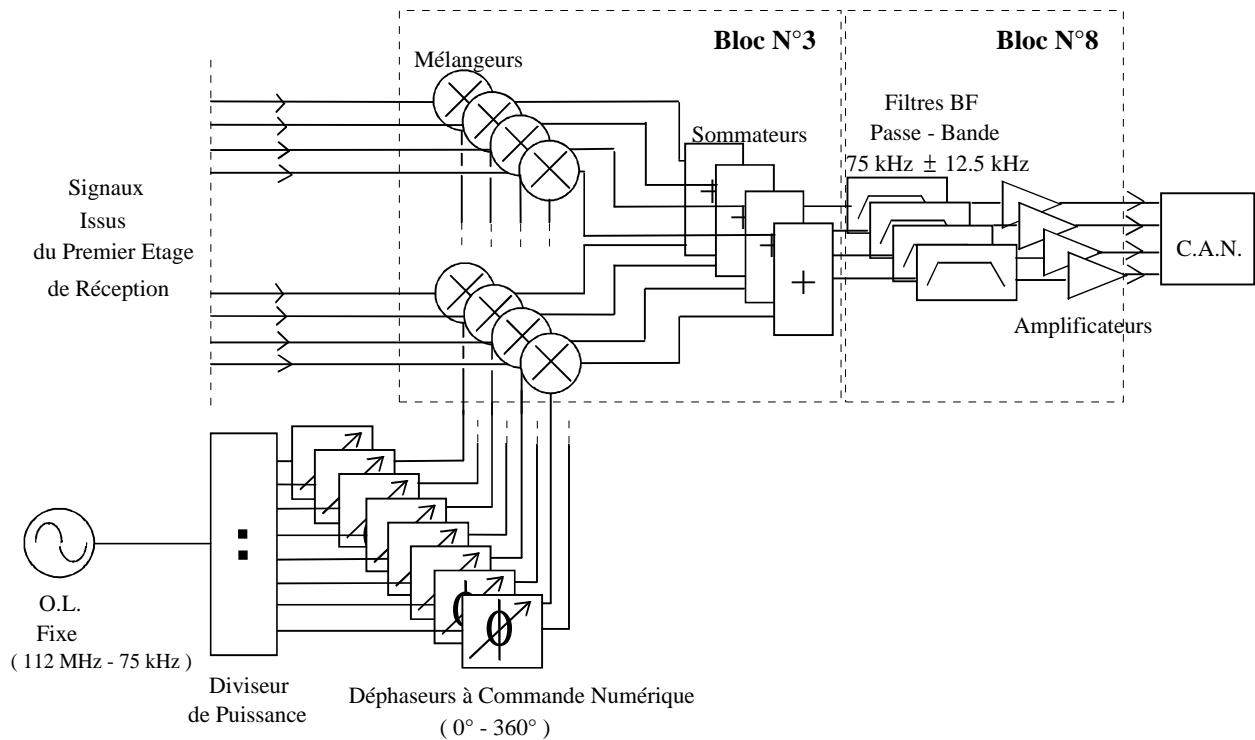


Figure II.2.29 : Schéma simplifié du second étage du récepteur super-hétérodyne, pour une polarisation.

La partie H.F. comprend le deuxième mélange du récepteur super-hétérodyne. Il s'effectue avec un oscillateur local à fréquence fixe, sur lequel sont appliqués les différents déphasages. En série sur cet oscillateur, sont mis les 16 déphasages nécessaires pour récupérer les différences de phase entre les signaux issus des antennes. Les signaux sont ainsi modulés avec une fréquence porteuse basse puis additionnés deux par deux suivant leurs polarisations et leurs fréquences. La valeur de cette dernière fréquence porteuse est fixée à 75 kHz. Ce choix a été fait afin d'éviter les problèmes de repliements du spectre lors de l'échantillonnage ($F_e = 100$ kHz) et surtout pour limiter le nombre d'opérations dans la transformée de Hilbert. Dans le chapitre II.4 sur le traitement des données, de plus amples détails seront fournis pour justifier le choix de la dernière fréquence porteuse.

Dans ce deuxième étage de réception, les qualités du mélangeur doivent être identiques à celles du premier étage, avec en plus un rendement plus élevé. Du fait de l'importance de la translation fréquentielle, un mélangeur avec un rendement élevé permet de limiter les pertes de conversion. Pour l'ensemble du bloc N°3, elles sont de 6 dB avec un déséquilibre entre voies de ± 0.5 dB en amplitude, et de $\pm 0.5^\circ$ en phase.

Suite à ce mélange, les signaux sont additionnés deux par deux puis de nouveau filtrés. La fréquence centrale de ce filtre passe-bande est de 75 kHz et sa bande passante de 25 kHz. Afin d'accroître de nouveau le rapport signal à bruit, un filtrage très sélectif est réalisé, tout en prêtant attention à la linéarité en amplitude et en phase dans la bande passante. Le filtre sélectionné est un MAX 274 du fabricant MAXIM (Voisins Le Bretonneux - 78). Il est réalisé par la mise en cascade de quatre filtres de Butterworth du second ordre. Chaque filtre est centré sur la fréquence de 75 kHz et possède une bande passante de 32.4 kHz (figure II.2.30). A la sortie de ce filtre, un amplificateur opérationnel adapte le signal au niveau de l'échelle d'acquisition du convertisseur analogique/numérique. La photographie de la figure II.2.31 présente une vue des filtres basse-fréquence utilisés. Pour une question d'encombrement, des composants C.M.S.⁴⁴

⁴⁴ C.M.S. : Composants Montés en Surface.

sont utilisés. Les performances de ces filtres en terme de gain et de phase en fonction de la fréquence, sont données sur les figures II.2.32 et II.2.33.

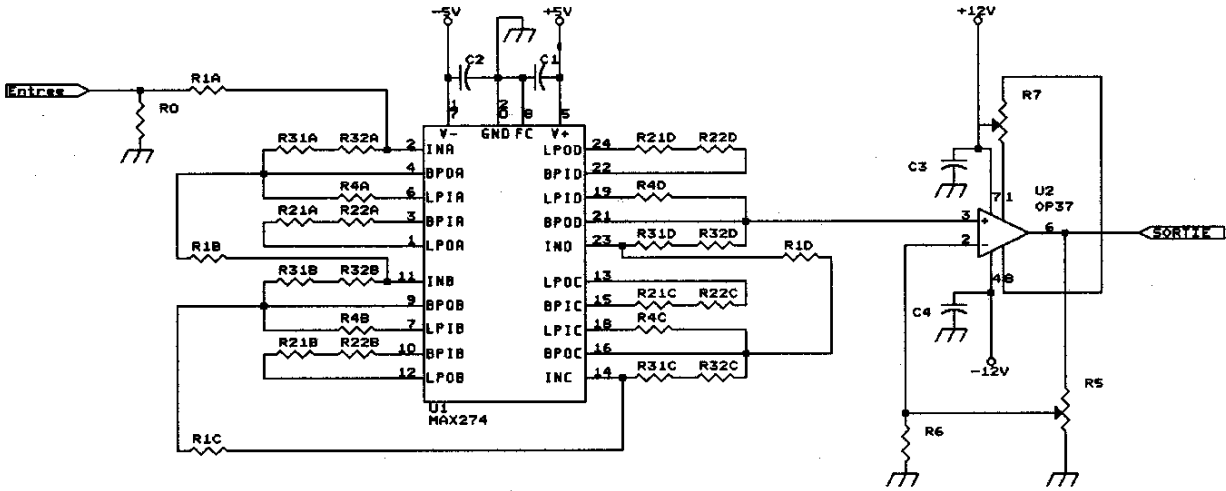


Figure II.2.30 : Système de réception (bloc N°8) - Filtres B.F. passe-bande.

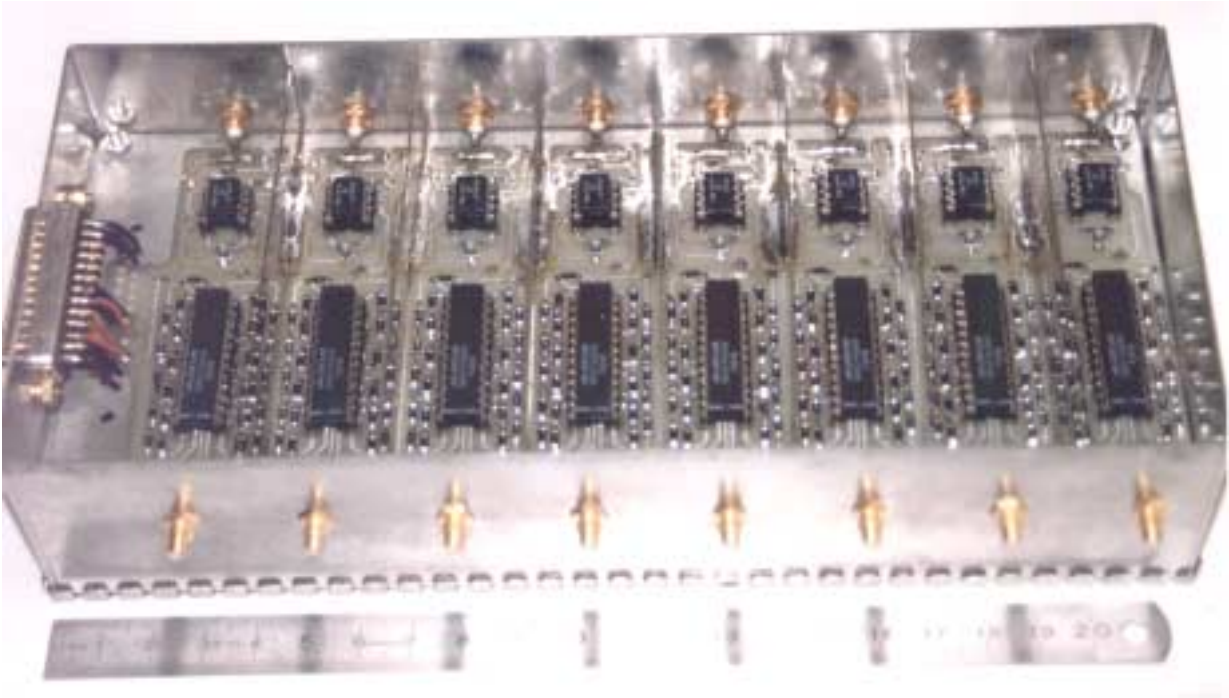


Figure II.2.31 : Système de réception (bloc N°8), vue des filtres B.F. passe-bande à 75 kHz utilisés.

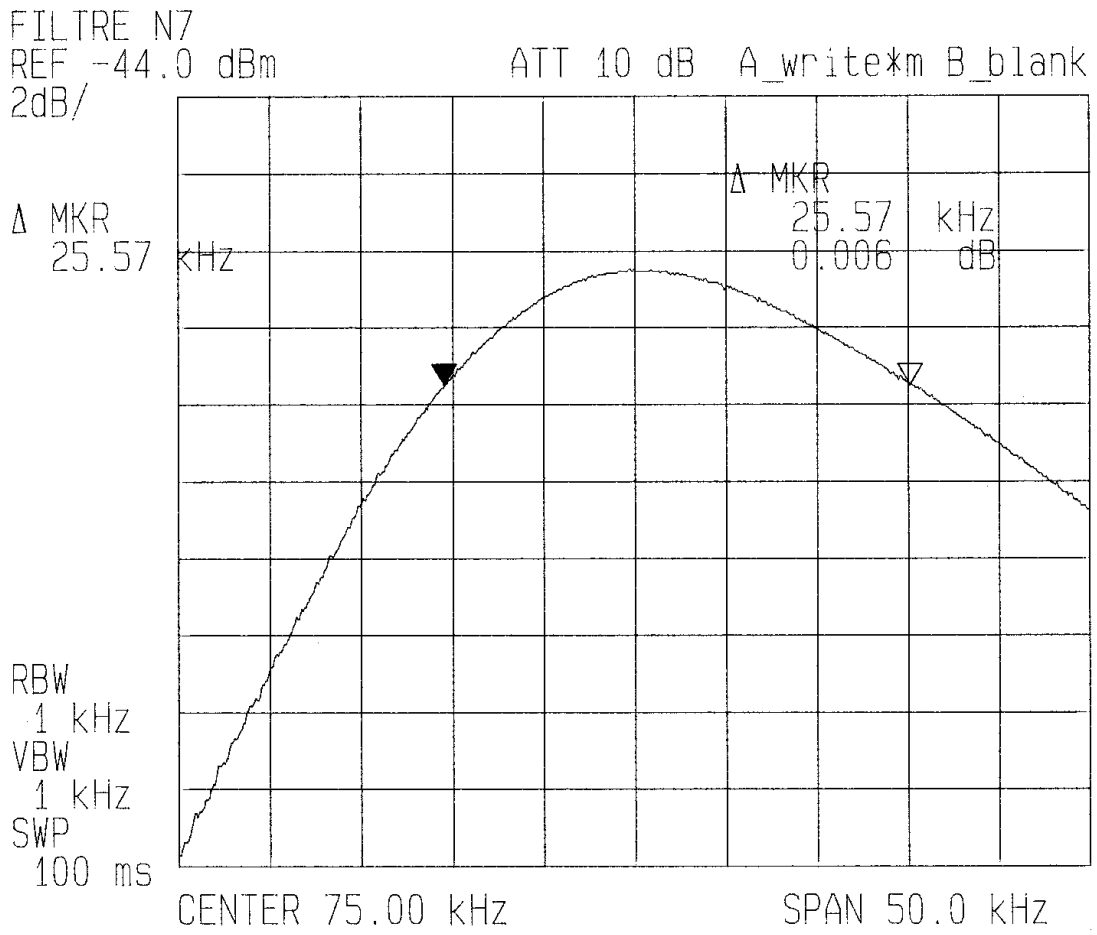


Figure II.2.32 : Système de réception (bloc N°8) - Bande passante d'un filtre basse fréquence.

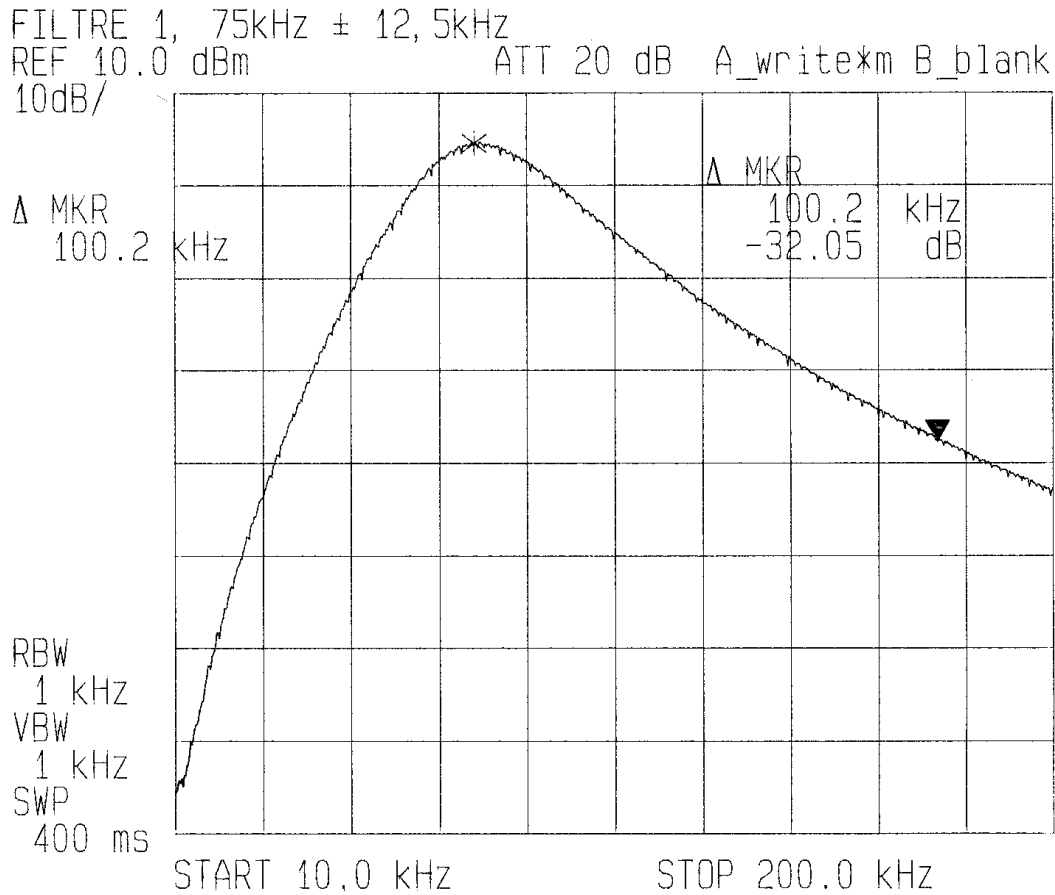


Figure II.2.33 : Système de réception (bloc N°8), bande passante d'un filtre basse fréquence.

II.2.2.5) Protection des Récepteurs

Du fait des fortes puissances émises, des systèmes de protection sont utilisés afin d'éviter la surcharge et donc la destruction des étages de réception. Les techniques les plus couramment utilisées sont des commutateurs s'insérant à l'entrée des récepteurs.

L'atténuation à appliquer aux signaux reçus se calcule en fonction de la puissance maximale admissible en entrée du récepteur, $P_{adm} = -70$ dBm.

Dans une première approche, si nous faisons l'hypothèse que l'équation de propagation est encore valide en champ proche, on a :

$$P_r = \frac{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^2 \cdot D^2}$$

- avec D, la distance entre les réseaux d'émission et de réception,
- P_e , la puissance d'émission (2 kW => 33 dBW),
- G_e , le gain maximum du réseau d'émission (≈ 10 dB),
- G_r , le gain maximum du réseau de réception (≈ 10 dB),
- λ , la longueur d'onde,
- $(4 \cdot \pi)^2 = 22$ dB.

Posons I_r , le rapport d'isolation on/off à la réception, soit :

$$P_{adm} = \frac{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^2 \cdot D^2 \cdot I_r}$$

d'où :

$$I_r \geq \frac{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^2 \cdot D^2 \cdot P_{adm}}$$

Soit : $I_r > 33 + 10 + 10 + (\lambda^2)_{dB} - 22 - (D^2)_{dB} - P_{adm}$
 $I_r > 31 + (\lambda^2)_{dB} - (D^2)_{dB} - P_{adm}$

Donc :

$$I_r \geq 155 \text{ dB} - 20 \cdot \log(D) \quad \text{pour } f = 20 \text{ MHz}$$

$$I_r \geq 140 \text{ dB} - 20 \cdot \log(D) \quad \text{pour } f = 100 \text{ MHz}$$

Si on considère deux réseaux distants de 10 m, alors :

$$I_r \geq 131.5 \text{ dB} \quad \text{pour } f = 20 \text{ MHz}$$

$$I_r \geq 116.5 \text{ dB} \quad \text{pour } f = 100 \text{ MHz}$$

A l'entrée du récepteur (bloc N°6B), des commutateurs AsGa du fabricant ALPHA ont été insérés. Leur rapport on/off est de 53 dB (figure II.2.34) pour un temps de montée et de descente de 5 ns. L'emploi de ces commutateurs ne va pas empêcher la saturation du récepteur. Il est nécessaire alors d'utiliser deux atténuateurs variables PAS 3 (MCL MINI-CIRCUITS) commandés en courant qui ont respectivement 40 dB de rapport on/off.

D'autre part, en amont du récepteur sont placés les préamplificateurs d'antennes. Pour éviter leur destruction, ils doivent être protégés. Pour cela, deux diodes de schottky sont montées tête-bêche à l'entrée et à la sortie des préamplificateurs. (figure II.2.35). Elles ont un temps de réponse rapide (typiquement quelques nano-secondes) pour une tension de seuil de 0.9 V et un courant direct de pointe d'environ 700 mA.

BLOC 6B, J11 (2) / J6 (2)
 REF -10.0 dBm
 10dB/

ATT 10 dB

A_view B_write

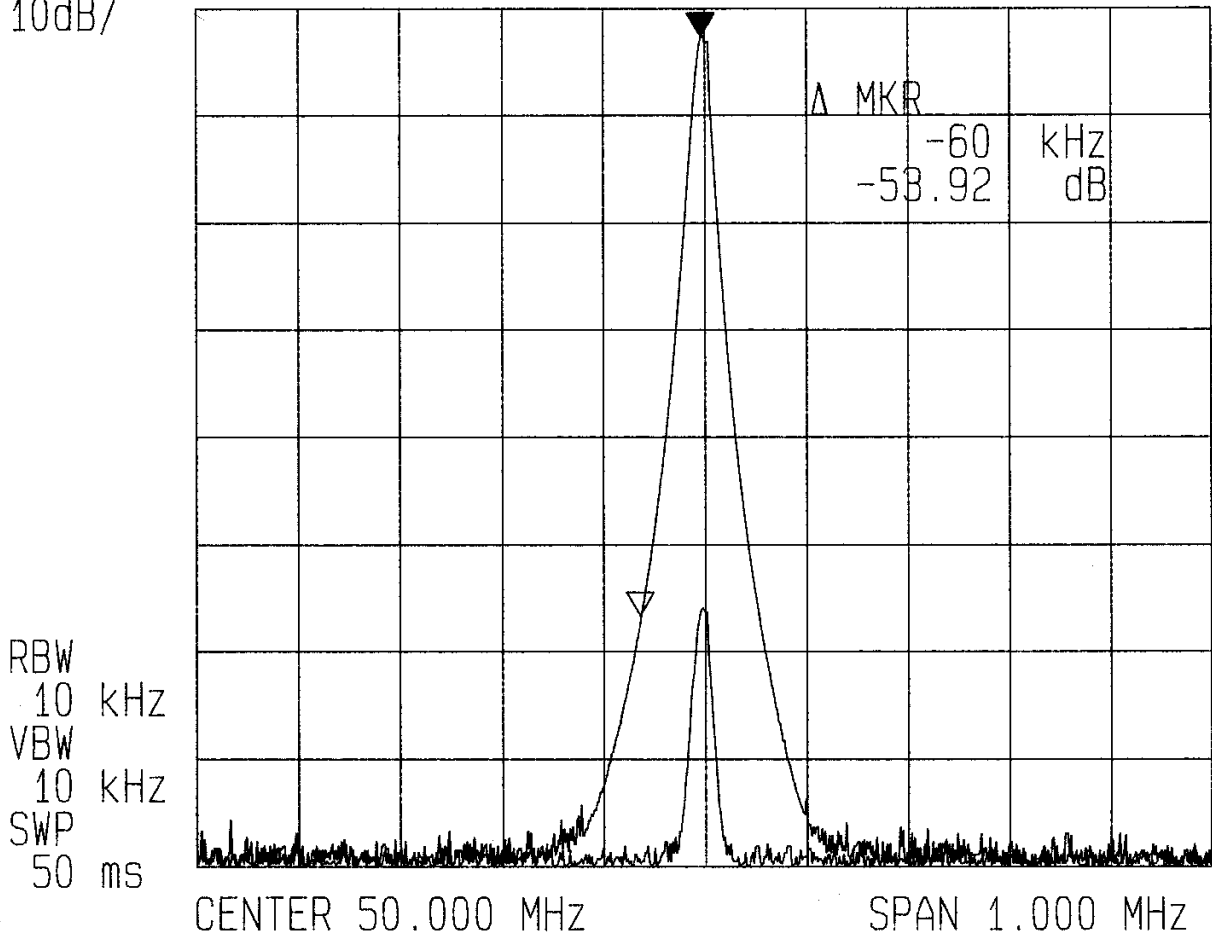


Figure II.2.34 : Système de réception (bloc N°6B), rapport on/off des commutateurs AsGa.

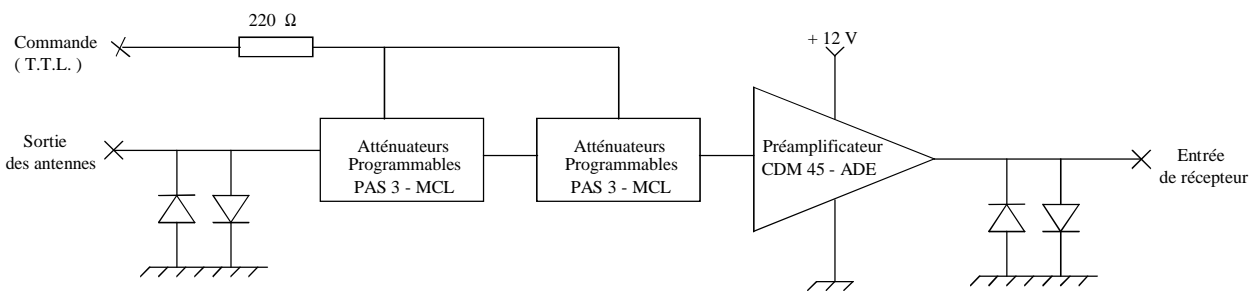


Figure II.2.35 : Système de réception, protection des préamplificateurs d'antennes et du récepteur.

tel-00085136, version 1 - 11 Jul 2006

CHAPITRE II.3 : **SYSTEME D'ACQUISITION ET DE PILOTAGE**

II.3.1) SYSTEME D'ACQUISITION

II.3.1.1) Principe

Pour transformer les signaux réels en signaux complexes, deux techniques peuvent être utilisées :

- les détecteurs amplitude/phase ou D.A.P.,
- la transformée de Hilbert après acquisition du signal.

Comme nous l'avons indiqué dans le chapitre précédent, la méthode de la transformée de Hilbert a été choisie car les détecteurs amplitude/phase posent entre eux, des problèmes de calibrage. De plus, l'utilisation de détecteurs amplitude/phase, double le nombre de voies d'acquisition et ainsi apporte un coût supplémentaire à la réalisation.

Le système de réception doit pouvoir discriminer des signaux ayant 4 fréquences et 2 polarisations. Huit voies d'acquisition cohérentes sont donc nécessaires. Pour le choix de la carte d'acquisition, les critères de sélection à prendre en considération, sont les suivants [59] :

- acquisition simultanée de toutes les voies,
- fréquence d'échantillonnage,
- nombre de bits de conversion et résolution,
- bruit de conversion,
- linéarité,

- erreurs d'offset et de gain.

En général, les caractéristiques les plus importantes dans tout processus de conversion analogique/numérique sont la fréquence d'échantillonnage et l'exactitude de la conversion [60].

II.3.1.2) Définition des Paramètres d'Acquisition

II.3.1.2.1) Fréquence d'Echantillonnage

Un signal analogique ayant une largeur de bande finie Δf ne peut être reconstitué exactement à partir de ses échantillons que si ceux-ci ont été prélevés avec une période Δt inférieure ou égale à $1/(2.\Delta f)$. C'est ce qu'on appelle le théorème de « l'échantillonnage idéalisé », de Shannon ou encore de Nyquist.

L'échantillonnage fait apparaître une succession de spectres secondaires identiques au spectre du signal analogique. Un effet de repliement a lieu si la condition de « l'échantillonnage idéalisé » n'est pas satisfaite. En pratique, cette condition n'est jamais satisfaite. L'inévitable repliement qui en résulte introduit donc une erreur. On cherche alors à diminuer la valeur Δt afin d'éloigner les spectres secondaires, de manière à rendre négligeable l'erreur introduite par le recouvrement [61].

Dans notre cas, la bande passante est fixée à 25 kHz. En choisissant une fréquence d'échantillonnage de 100 kHz par voie, le théorème de « l'échantillonnage idéalisé » est largement satisfait.

Nous sommes donc en présence d'un signal avec une largeur de bande de 25 kHz centrée autour de 75 kHz, et échantillonné à la fréquence de 100 kHz. Un phénomène de sous-échantillonnage se produit. Mais du fait de la périodicité du spectre, par un simple filtrage passe-bas, le signal utile en bande de base est obtenu et les spectres secondaires sont éliminés. Ce phénomène est illustré à la figure II.3.1.

II.3.1.2.2) Nombre de Bits de Conversion

Le nombre de bits de conversion impose la résolution et la dynamique globale de l'acquisition et du système de réception.

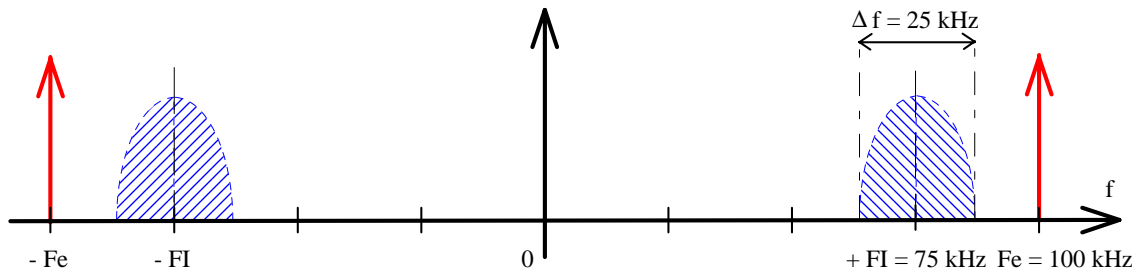
La dynamique du récepteur est de 70 dB. Il faut donc que celle du convertisseur analogique/numérique soit supérieure ou égale à 70 dB. Idéalement, en supposant une conversion sur 12 bits, la dynamique est de :

$$20 \cdot \log (2^{12} - 1) = 72.24 \text{ dB}$$

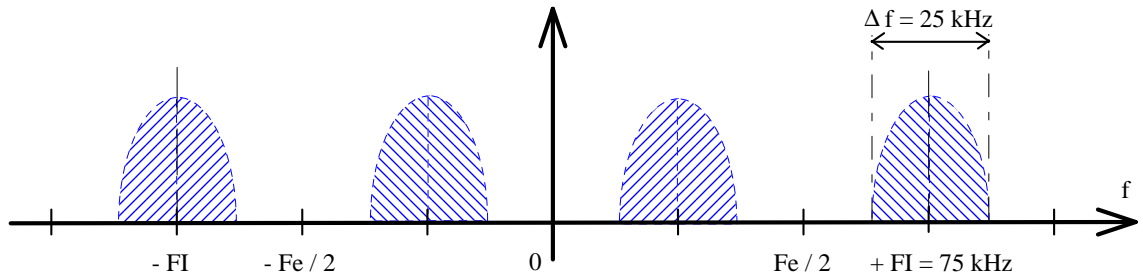
Il faut donc un convertisseur échantillonnant à 100 kHz avec 12 bits de conversion. Dans ce cas, la résolution du convertisseur est de $E_0 = 2.44 \text{ mv/bit}$.

II.3.1.2.3) Temps d'Acquisition et de Conversion

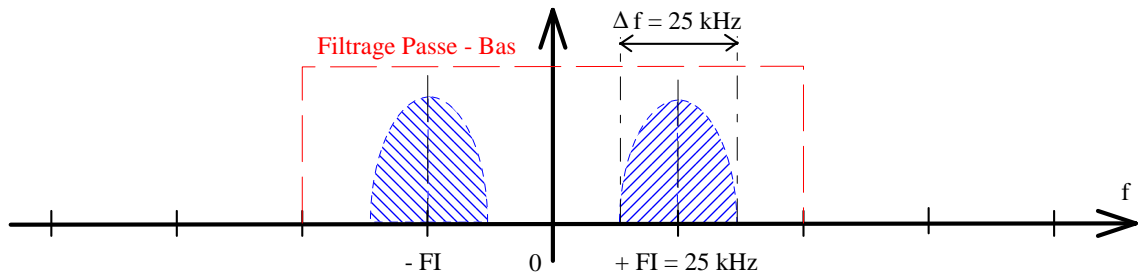
Le temps d'acquisition est le temps nécessaire pour placer le signal à convertir dans le circuit de stockage. Pour les circuits d'échantillonnage et de blocage utilisant une capacité comme élément mémoire, la chronologie de l'acquisition est celle présentée sur la figure II.3.2.



a) Spectre du signal avant échantillonnage.



b) Spectre du signal après échantillonnage.



c) Spectre du signal après échantillonnage et filtrage passe-bas.

Figure II.3.1 : Restitution du signal par le théorème de « l'échantillonnage idéalisé »

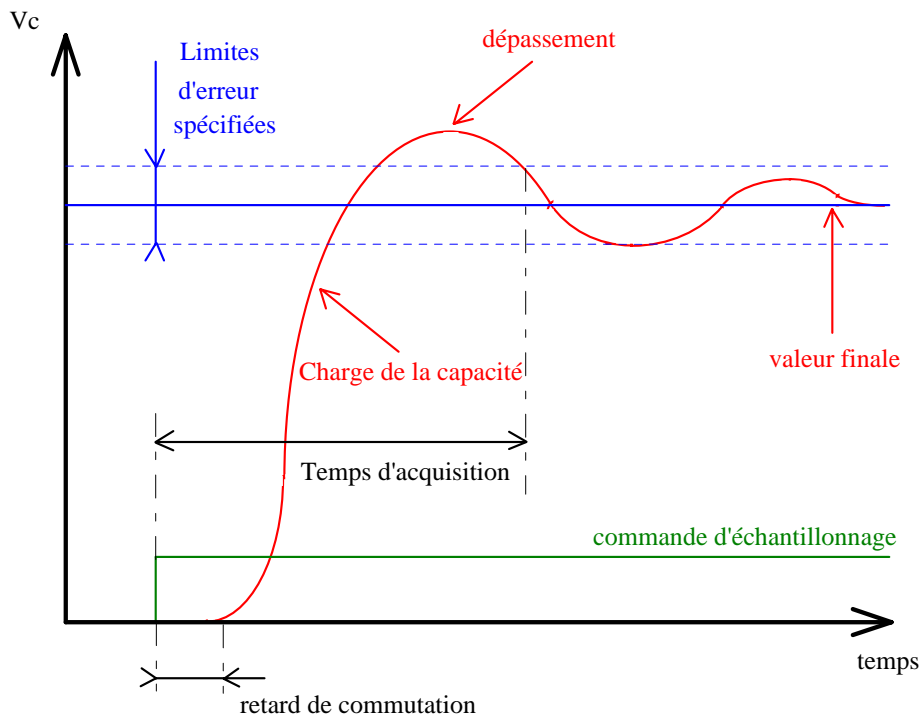


Figure II.3.2 : Chronologie de l'acquisition pour un convertisseur analogique/numérique à capacité.

Le second paramètre important est le temps de conversion. C'est le temps nécessaire entre l'instant où la commande de conversion est reçue, et le moment où la représentation numérique finale est disponible à une sortie extérieure avec une précision donnée.

Il faut donc que ces deux temps caractérisant le convertisseur analogique/numérique, soient très inférieurs à la période d'échantillonnage (10 μ s) afin de permettre l'acquisition et la conversion du signal avec la précision requise.

II.3.1.2.4) Erreurs de Linéarité, de Gain et d'Offset

La fonction de transfert idéale d'un convertisseur analogique/numérique est affectée par des erreurs, telles que :

- l'offset zéro,
- l'erreur de gain,
- la non-linéarité différentielle,
- la non-linéarité totale.

L'offset zéro est la valeur maximale de la tension d'entrée pour laquelle le code de sortie reste à zéro. L'erreur de gain est la différence entre la valeur réelle et la valeur idéale de la tension d'entrée lorsque le code numérique de sortie est maximum (la mesure se fait après correction de l'offset zéro). La non-linéarité différentielle est la différence en fonction de la tension d'entrée, entre la largeur d'un quantum réel et idéal pour un L.S.B.⁴⁵. La non-linéarité totale est la déviation des valeurs liant tous les points de conversion, par rapport à la droite idéale. On appelle l'erreur totale, la somme de toutes les erreurs citées ci-dessus.

L'offset zéro et l'erreur de gain peuvent être corrigés en les ajustant séparément. Mais dans la plupart des systèmes, cela entraîne un coût supplémentaire, à la fois en terme de composants additionnels sur la carte d'acquisition, et à la fois en terme de tests supplémentaires. Les non-linéarités totale et différentielle s'ajoutent au bruit et à la distorsion du système, dégradant ses performances par rapport à la valeur idéale, pour une résolution donnée.

Il faut donc choisir une carte d'acquisition suffisamment performante pour que l'offset zéro et le gain soient ajustés, et que les non-linéarités différentielle et totale soient au maximum de l'ordre de un L.S.B.

II.3.1.3) Gestion des Acquisitions

Afin d'évaluer les capacités de stockage du système informatique, il est nécessaire de connaître approximativement le volume des données à acquérir. Pour cela, trois paramètres sont à déterminer :

- le volume mémoire d'une impulsion,
- le volume « moyen » d'enregistrement pour une cible.

La durée de l'impulsion émise est de 40 μ s. En supposant que la localisation de la cible est connue, le calcul de la position de la porte d'acquisition peut être effectué, sa largeur minimale étant de 40 μ s.

Afin d'initialiser les processus de traitements informatiques, plusieurs échantillons doivent être pris avant ceux correspondants à l'impulsion émise.

De plus, pour bien encadrer la porte distance dans laquelle se trouve la cible, il faut que la largeur de la porte d'acquisition soit supérieure à la largeur de l'impulsion d'émission (figure II.3.3).

⁴⁵ L.S.B. : Less Significant Bit.

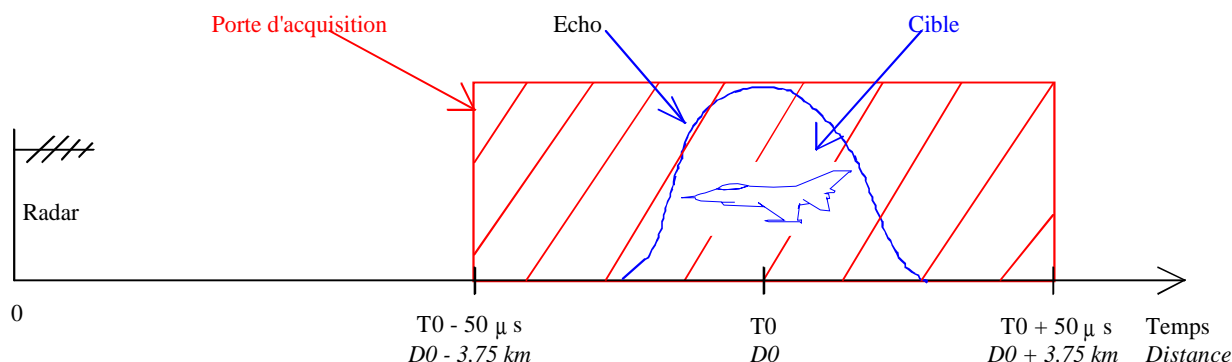


Figure II.3.3 : Position de la porte d'acquisition par rapport à la cible, dans le cas d'une acquisition pendant 100 µs.

Ainsi, en prenant une porte de 100 µs échantillonnée à 100 kHz, 10 échantillons sont prélevés par impulsion émise. Chaque échantillon étant codé sur deux octets, le volume mémoire d'une impulsion est de :

$$8 \text{ voies} \times 2 \text{ octets} \times 100 \text{ kHz} \times 100 \text{ µs} = 160 \text{ octets/impulsion}$$

Supposons un avion civil long-courrier se déplaçant à une vitesse radiale moyenne de 300 km/h, soit approximativement 83.3 m/s. Un échantillon est pris tous les 10 µs, soit une case distance de 1.5 km. Le temps moyen de présence de la cible dans cette case sera donc de 18 s correspondant à une rafale de 45000 impulsions d'émission. Lorsque la cible change de case distance, la continuité de la phase du signal acquis n'est plus maîtrisée. Le volume mémoire de chaque rafale est donc de :

$$160 \text{ octets/impulsion} \times 45000 \text{ impulsions} = 7.2 \text{ Mo/rafale}$$

En supposant une acquisition réalisée sur une cible pendant 5 mn, ce qui correspond à un déplacement de 60 km pour une vitesse de 200 m/s, le volume mémoire est de 120 Mo pour 8 voies d'acquisition. Afin d'éviter des interruptions dans la procédure d'acquisition, des mémoires tampons de type F.I.F.O.⁴⁶ sont utilisées.

Le second paramètre à considérer pour la gestion des acquisitions, est le débit entre la carte d'acquisition et de conversion et les unités de stockage de l'information. Nous avons 160 octets à stocker pour une impulsion émise, c'est à dire pour 400 µs. Le débit entre l'acquisition et la mémoire doit donc être de 400 ko/s.

II.3.1.3) Système d'Acquisition

Du fait de la planification du projet M.O.S.A.R., le radar ne fonctionne pour l'instant qu'en polarisation horizontale. Il nous faut donc quatre voies d'acquisition.

L'ensemble de numérisation du signal, est basé sur l'emploi d'une carte DVME-614 A2 du constructeur DATEL et distribué par TEKELEC AIRTRONIC. Cette carte est montée dans un rack V.M.E.⁴⁷ et a les caractéristiques suivantes :

- impédance d'entrée : 10 MΩ, 10 pF,
- temps d'acquisition maximum : 750 ns,
- temps de conversion maximum : 500 ns,
- résolution de conversion : 12 bits,
- échelle de codage : ± 10 V,

⁴⁶ F.I.F.O. : First In - First Out.

⁴⁷ V.M.E. : Virtual Memory Extended.

- non-linéarité différentielle : ± 0.75 L.S.B.,
- non-linéarité intégrale : ± 1 L.S.B.,
- nombre de voies : 4,
- échantillonnage simultanée sur toutes les voies,
- capacité mémoire F.I.F.O. : 4096 échantillons.

La fréquence d'échantillonnage, le mode de déclenchement (interne ou externe), le nombre d'échantillons prélevés sont configurables par des compteurs, ces derniers étant commandés par le système informatique. Pour garder la cohérence de phase, le déclenchement des acquisitions est externe.

Du fait du nombre important d'opérations que le calculateur doit effectuer, et afin d'éviter la perte d'échantillons, la gestion du transfert des données acquises, est attribué à un processeur externe. Ce processeur est une carte TSVME 113-3V du constructeur THEMIS COMPUTER. Elle est basée sur l'utilisation d'un microprocesseur 68EC030 à 25 MHz, et possède 4 Mo de mémoire R.A.M.⁴⁸ dynamique.

Cette carte processeur va donc lire les données acquises par la carte d'acquisition et les stocker temporairement dans sa R.A.M. (figure II.3.4). Cette gestion est faite à l'aide d'un programme en langage assembleur chargé à chaque démarrage du système.

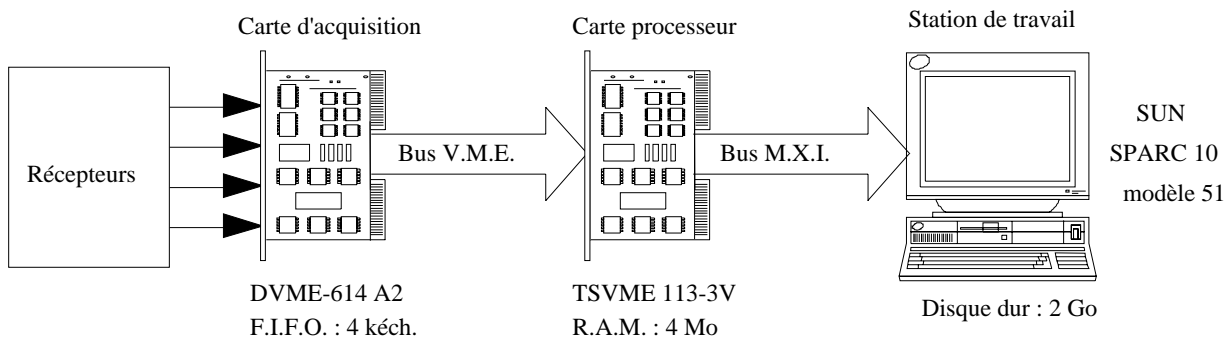


Figure II.3.4 : Architecture de la gestion et du stockage des acquisitions.

La lecture est rapide et des tests avec une acquisition continue à 800 kHz de fréquence d'échantillonnage sur une seule voie, ont été effectués sans problème.

Actuellement, du fait de la capacité mémoire de la carte processeur, une acquisition continue des échantillons ne peut se faire que pendant 20s, soit 50 000 périodes de récurrence. Au-delà, une interruption doit être faite pour stocker le contenu de la mémoire R.A.M. sur le disque dur de la station de travail.

II.3.2) SYSTEME DE PILOTAGE

II.3.2.1) Introduction

Le système informatique est une composante importante d'un radar, plus particulièrement dans le cas d'une utilisation de réseaux d'antennes phasés. Il devient vital dans des applications où la flexibilité et des opérations multifonctions sont désirées, telles que la surveillance satellite, les systèmes de défense aérienne, la commande des missiles et les radars multifonctions embarqués ou non [62].

L'ordinateur permet l'optimisation des réseaux d'antennes et la planification des opérations à effectuer. Bien sur, le coût d'une telle flexibilité n'est pas insignifiant et est un des facteurs qui rend la réalisation d'un réseau d'antennes coûteuse.

Le système informatique permet :

⁴⁸R.A.M. : Random Access Memory.

- le choix de la direction de visée du lobe principal du diagramme de rayonnement, par la commande numérique des déphaseurs,
- la gestion du signal en choisissant le type d'onde émise, le nombre d'échantillons prélevés, la période de récurrence, la puissance et les fréquences émises,
- le traitement du signal et des données en accord avec le mode opératoire,
- la sortie des données vers l'utilisateur, incluant ainsi l'affichage, l'enregistrement et l'impression des données,
- l'optimisation des performances du radar,
- la gestion temps réel du radar, en assignant des priorités à des tâches différentes pour réaliser un compromis entre les actions recherchées par l'utilisateur, et les ressources du radar et du système informatique.

II.3.2.2) Système Informatique

Le système informatique se compose d'une station de travail SUN SPARC Server 10 modèle 51, travaillant sous UNIX et équipée comme suit :

- écran graphique couleur 19",
- processeur SuperSPARC version 8 (96.2 M.I.P.S.⁴⁹-17.2 M.FLO.P.S.⁵⁰),
- 32 Mo de mémoire R.A.M.,

- 2 disques durs de 1.05 Go chacun,
- système d'exploitation : Solaris 1.1,
- système de fenêtrage : OpenWindows version 3,
- langage C.

Le système d'acquisition étant délocalisé par rapport à l'ordinateur, la connexion est réalisée par un kit d'interface VME-SB2020 de NATIONAL INSTRUMENTS (Le Blanc Mesnil - 93). Ce kit comprend :

- une carte d'interface S.B.⁵¹ - M.X.I.⁵²,
- un câble M.X.I. de 4 mètres,
- une carte d'interface M.X.I. - V.M.E.

La carte S.B.-M.X.I. est montée dans un emplacement de la station SUN, tandis que la carte M.X.I.-V.M.E. est implantée dans l'emplacement 0 du rack V.M.E. Cette dernière va ainsi gérer le rack V.M.E. et les transferts qui se font sur ce bus.

II.3.2.3) Commande de la Forme d'Onde Emise

Le problème à résoudre est la commande à distance d'un certain nombre d'oscillateurs locaux et la réception simultanée de l'information qu'ils délivrent (valeurs de fréquence, amplitudes, modulation, etc...). La commande et l'analyse des informations sont bien évidemment reliées au même ordinateur. Pour cela, nous avons choisi d'utiliser le bus I.E.E.E. 488.2.

Du point de vue de l'architecture matérielle [63], le câble comporte 24 conducteurs dont 16 transportent les données en parallèle, et 8 autres constituent les retours de masse. Le connecteur est lui aussi normalisé. Les résultats des mesures utilisent 8 fils (8 bits), les 8 autres

⁴⁹ M.I.P.S. : Mega Integer Per Second.

⁵⁰ M.FLO.P.S. : Mega Float Per Second

⁵¹ S.B. : Sun Bus.

⁵² M.X.I. : Multisystem eXtension Interface.

fils assurant la gestion générale (ordres envoyés par l'ordinateur aux différents appareils connectés). Cette structure limite à 15 le nombre d'appareils interconnectables. Chaque appareil reçoit ainsi des ordres de l'ordinateur. Il peut être à la fois « auditeur » (listener) ou « orateur » (talker).

Ainsi, grâce à ce bus normalisé, il est possible de commander à partir de l'ordinateur :

- pour le système d'émission :
 - l'oscillateur fixe O.L.1 ($f = 112 \text{ MHz}$),
 - les quatre oscillateurs d'émission ($132 \text{ MHz} < f_1, f_2, f_3, f_4 < 212 \text{ MHz}$).
- pour le système de réception :
 - l'oscillateur fixe O.L.2 ($f = 112 \text{ MHz} - 75 \text{ kHz}$).

La carte utilisée pour cette application, est une GPIB-SPRC-B de NATIONAL INSTRUMENTS, montée directement dans la station de travail SUN.

II.3.2.4) Commande des Réseaux d'Antennes

La création de réseaux constitués de plusieurs antennes se trouvant à des emplacements différents, impose une pondération en phase sur chacune des antennes, qui dépend :

- de l'angle de visée (élévation et azimut),
- de l'antenne considérée,
- de la fréquence d'émission.

Du fait du nombre important d'opérations à effectuer, l'utilisation d'un ordinateur pour la commande des déphaseurs est nécessaire. De plus, il permet une très grande flexibilité dans l'optimisation des performances des réseaux d'antennes.

Nous avons choisi pour cette fonction un bus parallèle. Les déphaseurs étant au nombre de 32, cinq bits d'adresses sont nécessaires. Un bus de 16 bits peut être employé pour la commande des déphaseurs. Seulement 13 de ces bits sont utilisés. Les trois autres bits serviront lors de l'augmentation du nombre de fréquences émises par le radar.

La carte sélectionnée pour cette application est une TSVME 405 de THEMIS COMPUTER, montée dans le rack V.M.E. Elle est bâtie autour de quatre circuits 68230 ou P.I./T.⁵³. Chacun de ces circuits possède deux ports de 8 bits d'entrée/sortie en niveaux T.T.L.⁵⁴

La carte se compose de deux connecteurs de 50 broches comprenant chacun 32 lignes d'entrée/sortie, les autres étant des lignes de contrôle.

Un seul circuit 68230 (16 bits d'E./S.) est dédié à la commande des déphaseurs, les autres étant utilisés pour le pilotage du radar et la lecture des informations provenant du radar de poursuite. La commande des déphaseurs se fait alors séquentiellement.

II.3.2.5) Gestion du Système

II.3.2.5.1) Interface de Gestion

Quatre parties principales sont à distinguer dans l'instrumentation (figure II.3.5) :

- l'acquisition,
- la commande,
- l'analyse,

⁵³ P.I./T. : Parrallel Interface/Timer.

⁵⁴ T.T.L. : Transistor-Transistor Logic.

- la présentation.

Chaque partie se compose d'éléments fondamentaux qui sont réalisés soit de façon logicielle, soit de façon matérielle.

L'interface de gestion utilisé, est le logiciel LABVIEW de la société NATIONAL INSTRUMENTS (93). C'est un langage de programmation graphique pour le contrôle, l'acquisition, l'analyse et la présentation des données. Son principe de programmation se base sur l'assemblage graphique de modules logiciels appelés « instruments virtuels ».

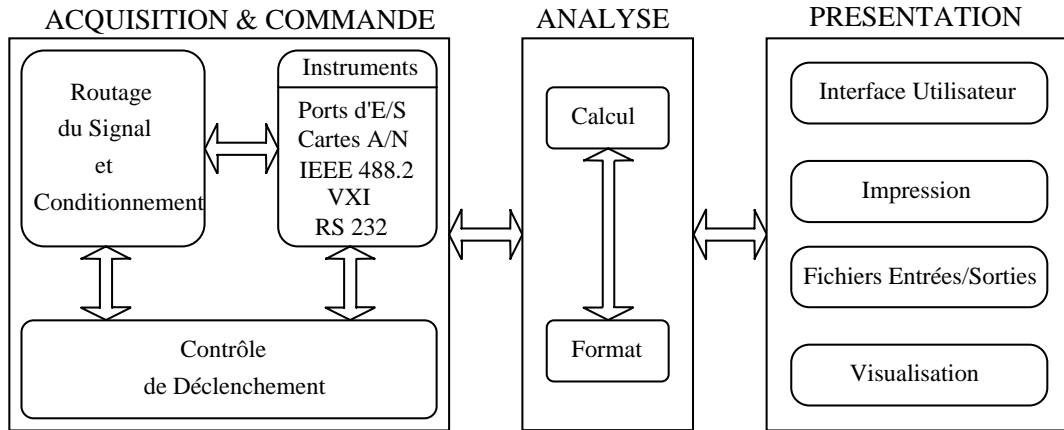


Figure II.3.5 : Architecture standard pour la mesure et l'instrumentation.

Ils sont construits pour acquérir des données issues de cartes d'entrées/sorties et d'instruments programmables, pour analyser ces données et les présenter au travers de façes-avant graphiques.

LABVIEW est une alternative graphique aux méthodes traditionnelles de programmation. Des instruments virtuels sont construits, au lieu d'écrire du code dans un langage informatique textuel. Un instrument virtuel de LABVIEW se compose :

- d'une façade-avant,
- d'un diagramme,
- d'une icône.

La façade-avant (figures II.3.7 et II.3.9), c'est l'interface utilisateur. Le diagramme (figure II.3.8), c'est le code source de l'instrument virtuel et l'icône, c'est ce qui permet de l'appeler et de l'intégrer dans des instruments virtuels plus sophistiqués.

Un diagramme contient des modules d'entrées/sorties, des algorithmes de calcul et des sous-instruments virtuels, représentés par des icônes et reliés entre eux par des fils qui représentent la circulation des données. Les modules d'entrées/sorties communiquent directement avec les cartes d'acquisition, les interfaces I.E.E.E. 488.2 ou avec les instruments extérieurs.

L'architecture logicielle (figure II.3.6) se découpe donc en « drivers » de bas niveau, utiles pour les applications proches du matériel, et en « drivers » de haut niveau, utiles pour les applications de développement logiciel.

La commande des synthétiseurs se fait à travers une façade-avant graphique (figure II.3.7) par le bus I.E.E.E. 488.2. Il est possible de choisir le nombre de fréquences émises et leurs valeurs. Une commande est prévue en plus pour la source de calibration du récepteur.

Le mode de fonctionnement du radar peut être de deux sortes, un mode avec le radar de poursuite et un autre correspondant à une « veille », les deux étant programmables au travers de façes-avant graphiques (figure II.3.9).

Les instruments virtuels développés pour notre application, sont de deux natures :

- la commande des sources d'émission,
- la gestion des paramètres du radar.

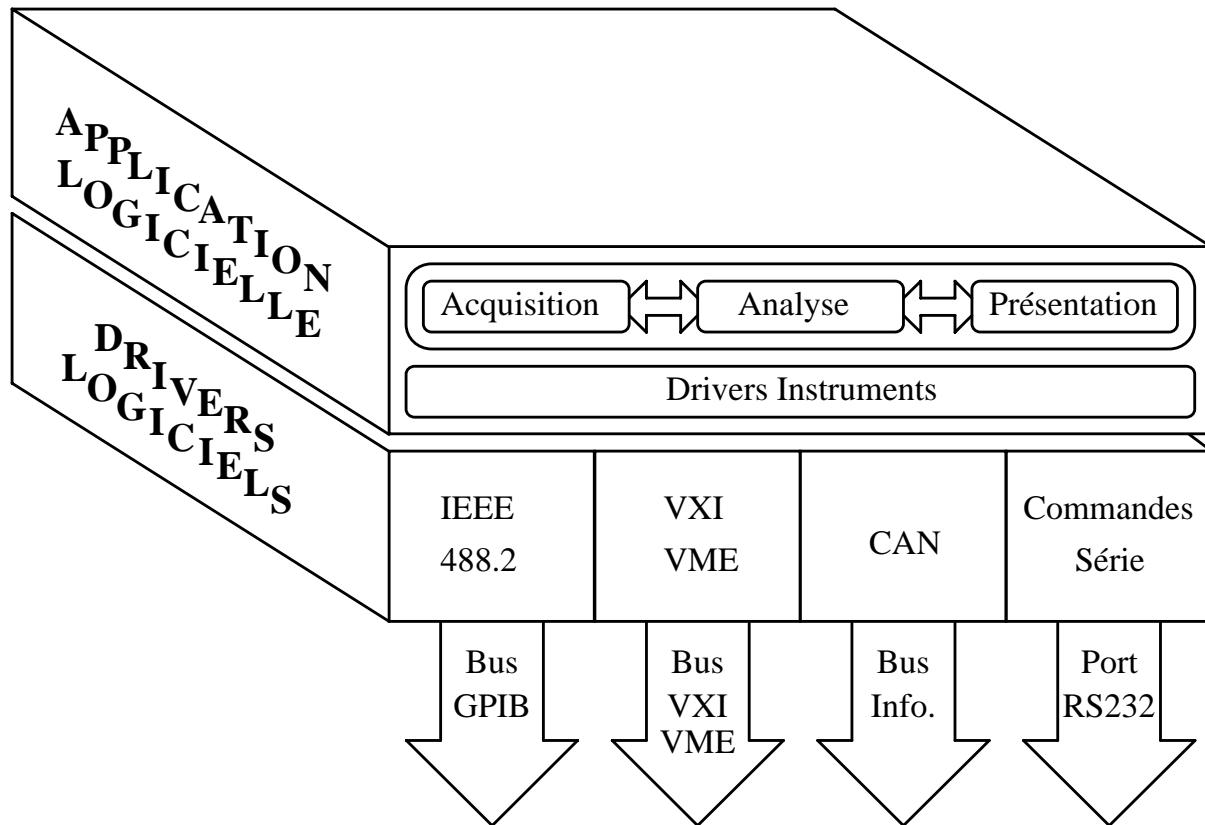


Figure II.3.6 : Architecture logicielle.

Dans le fonctionnement avec un radar de poursuite auxiliaire, les informations (x, y, z) de la cible sont converties en format numérique puis lues par la carte d'entrées/sorties parallèles TSVME 405. Elles sont ensuite intégrées dans le calcul des phases.

Dans le fonctionnement en mode « veille », l'utilisateur choisit la direction de visée du radar. L'acquisition se fait dans ce cas sur toute la distance parcourue par l'onde radar ($T_i < t < T_r$). Une visualisation des acquisitions ou de l'enveloppe de ces acquisitions est faite à l'écran, et permet de déterminer la présence ou l'absence d'une cible. Ce type de visualisation peut poser problème lorsque l'on est en présence d'un signal de faible rapport signal à bruit. Une évolution devra se faire et tendre vers une représentation de la fréquence Doppler en fonction de la distance.

Dans les deux cas, l'opérateur lance lui-même l'acquisition. Il a accès à différents paramètres, qui sont :

- la position de la porte d'acquisition (km),
- la largeur de la porte d'acquisition (km),
- la période de récurrence (μ s),
- le nombre d'impulsions par rafale,
- le nombre de rafales.

Toutes ces informations sont ensuite transmises par l'intermédiaire de la carte TSVME 405, à une carte de synchronisation montée dans le rack V.M.E.

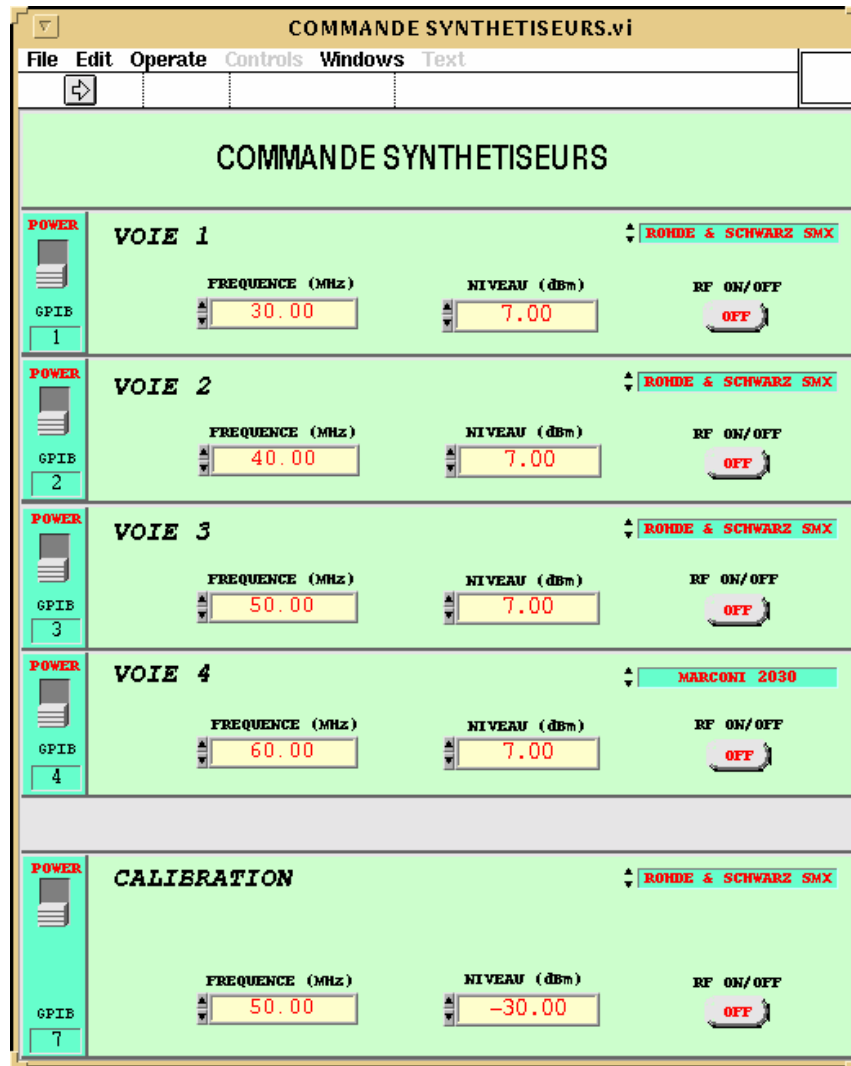


Figure II.3.7 : Vue de la façade-avant graphique commandant les sources d'émission.

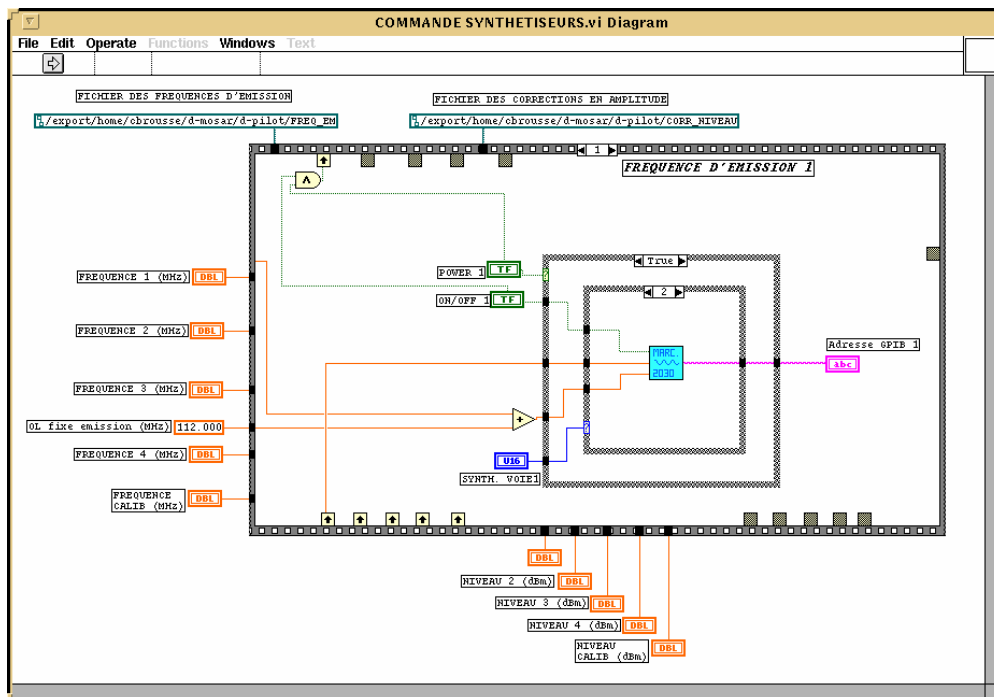


Figure II.3.8 : Vue du diagramme de la façade-avant commandant les sources d'émission.

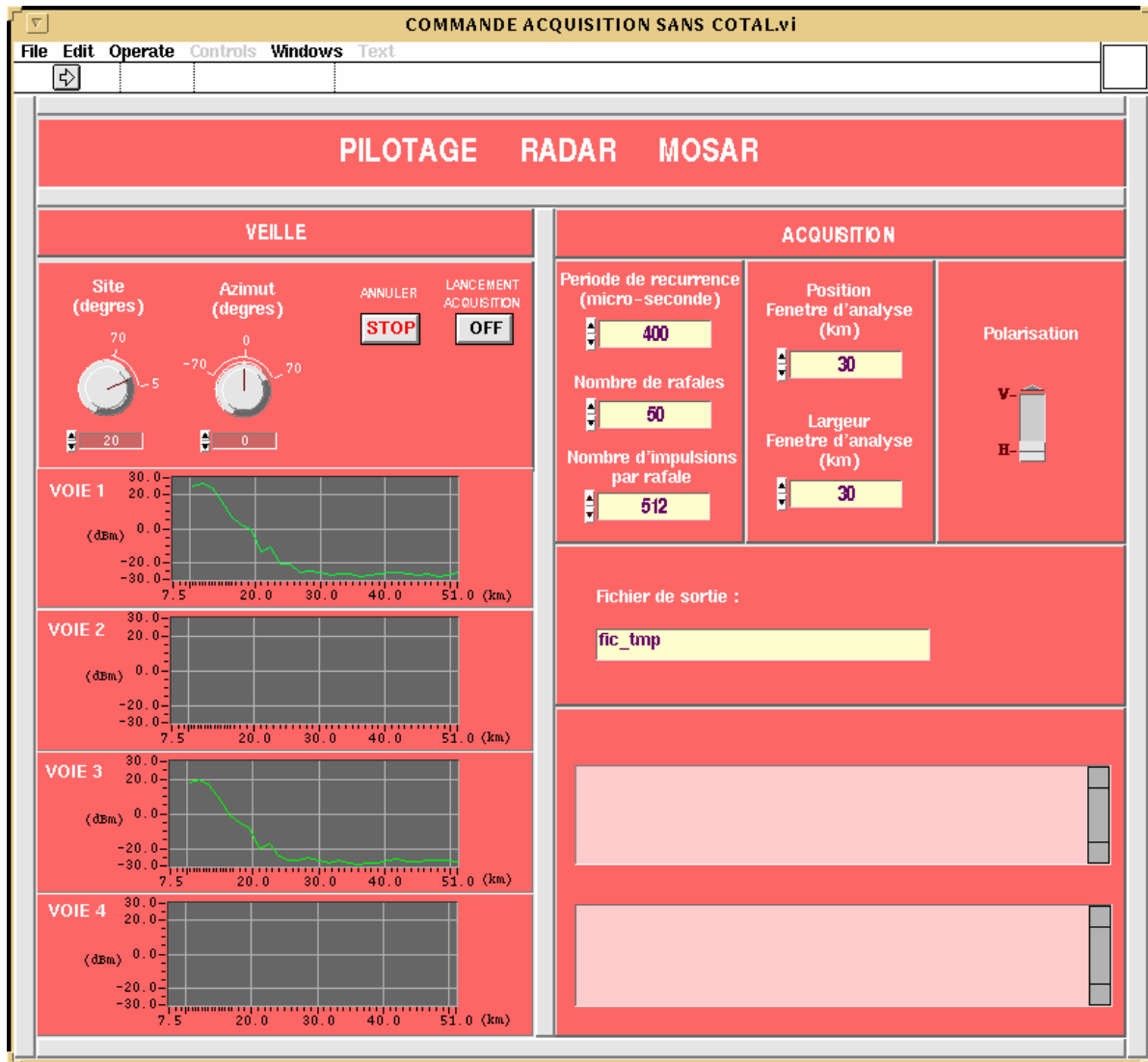


Figure II.3.9 : Vue de la façade-avant graphique gérant le radar en mode « veille ».

Cette carte, développée au laboratoire, permet :

- la commande des amplificateurs de puissance,
- la commande des commutateurs des systèmes d'émission et de réception,
- le déclenchement des acquisitions.

Elle a été prévue relativement souple et permet de régler, par pas de $20 \mu\text{s}$:

- la largeur de l'impulsion émise, $20 \mu\text{s} < T_i < 160 \mu\text{s}$,
- la période de récurrence, $20 \mu\text{s} < t_r < 2.56 \text{ ms}$,
- le début des acquisitions, $20 \mu\text{s} < t_{da} < 2.56 \text{ ms}$,
- la fin des acquisitions, $20 \mu\text{s} < t_{fa} < 2.56 \text{ ms}$.

Une commande supplémentaire de start/stop a été prévue pour la mise en route ou l'arrêt du radar.

Son principe repose sur l'utilisation de comparateurs 4 bits 74 HC 85 (figure II.3.10). La carte d'entrées/sorties TSVME 405 envoie simultanément trois mots de 7 bits, correspondant chacun aux réglages des paramètres cités ci-dessus.

tel-00085136, version 1 - 11 Jul 2006

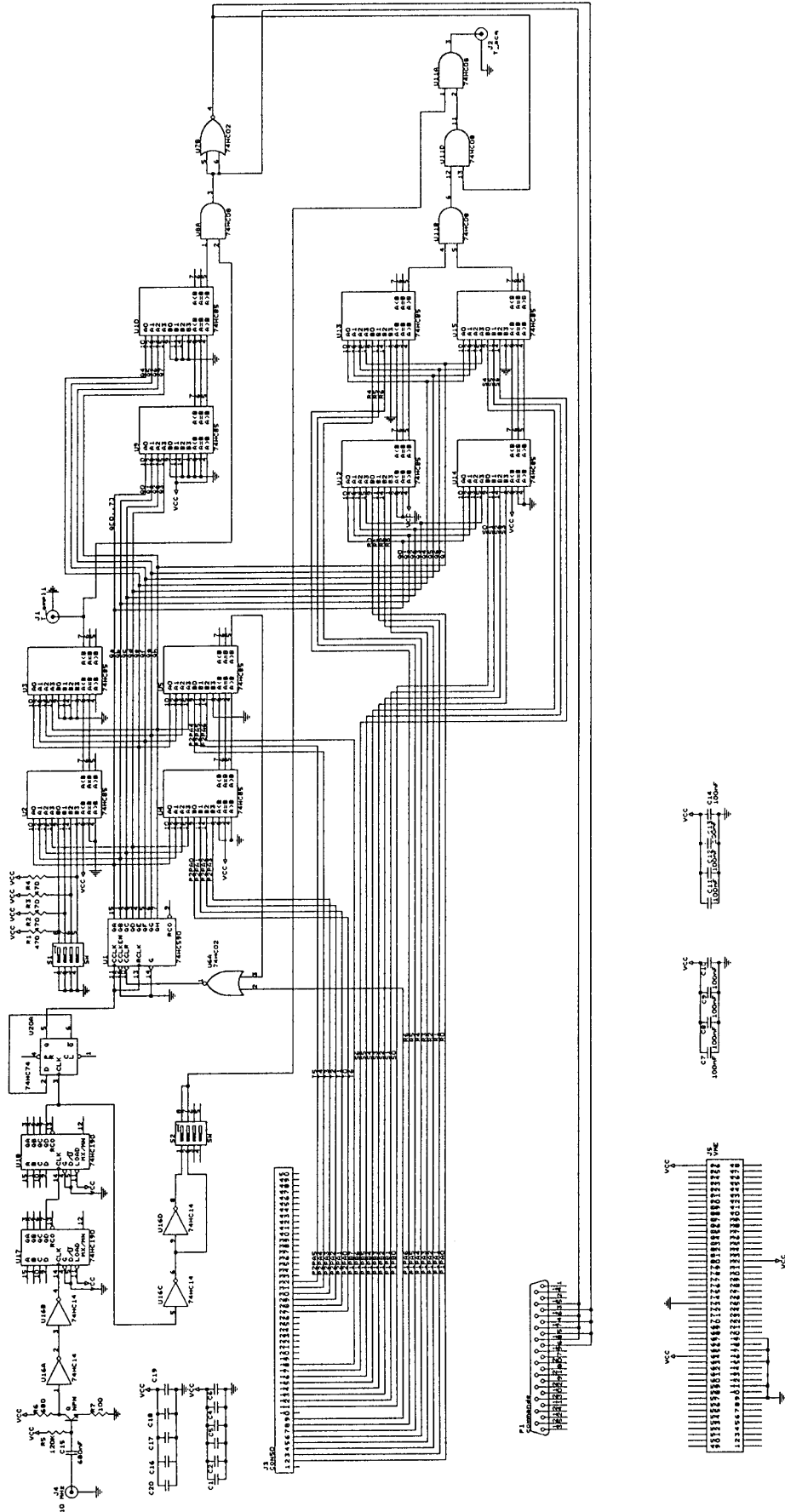


Figure II.3.10 : Schéma électrique de la carte de synchronisation.

Lorsque le bit de start/stop est positionné à un niveau 0, un compteur 8 bits se trouvant sur la carte de synchronisation, s'incrémente et une comparaison entre ses sorties et les mots de 7 bits, s'effectue.

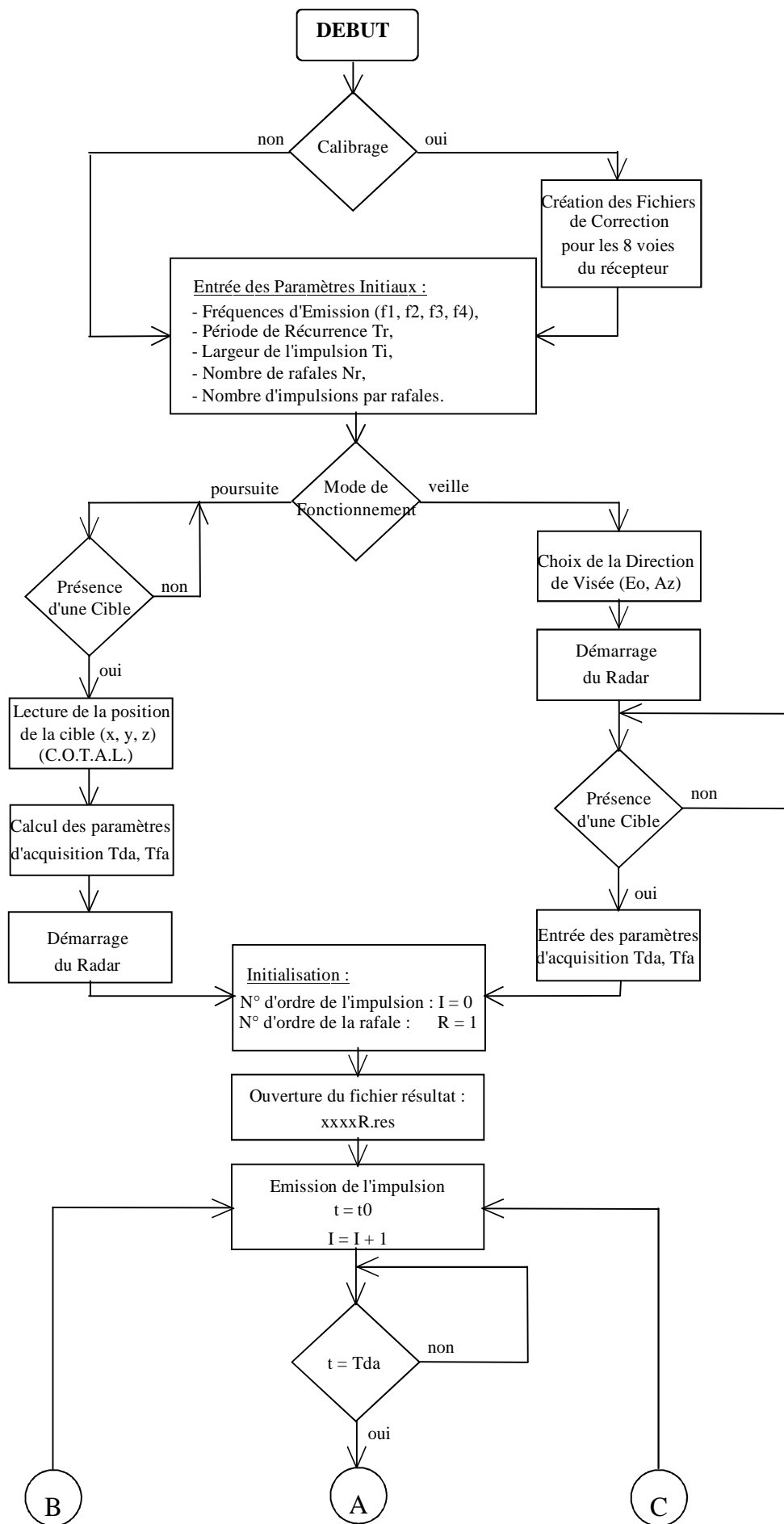
Afin de garder la cohérence en phase, cette carte est synchronisée sur le signal de fréquence 10 MHz, servant de référence aux sources d'émission et aux différents oscillateurs locaux.

II.3.2.5.2) Organigramme de la Gestion du Système

Dans ce système, différentes tâches doivent être traitées avec des degrés de priorité spécifiques. Elles sont de différentes natures :

- détermination de la position et de la largeur de la fenêtre d'acquisition,
- calcul des déphasages et commande des déphaseurs,
- commande de l'acquisition,
- pilotage des sources d'émission,
- gestion du transit et du stockage des données,
- calibrage du système.

La chronologie des opérations à effectuer, est présentée dans l'organigramme de la figure II.3.11.



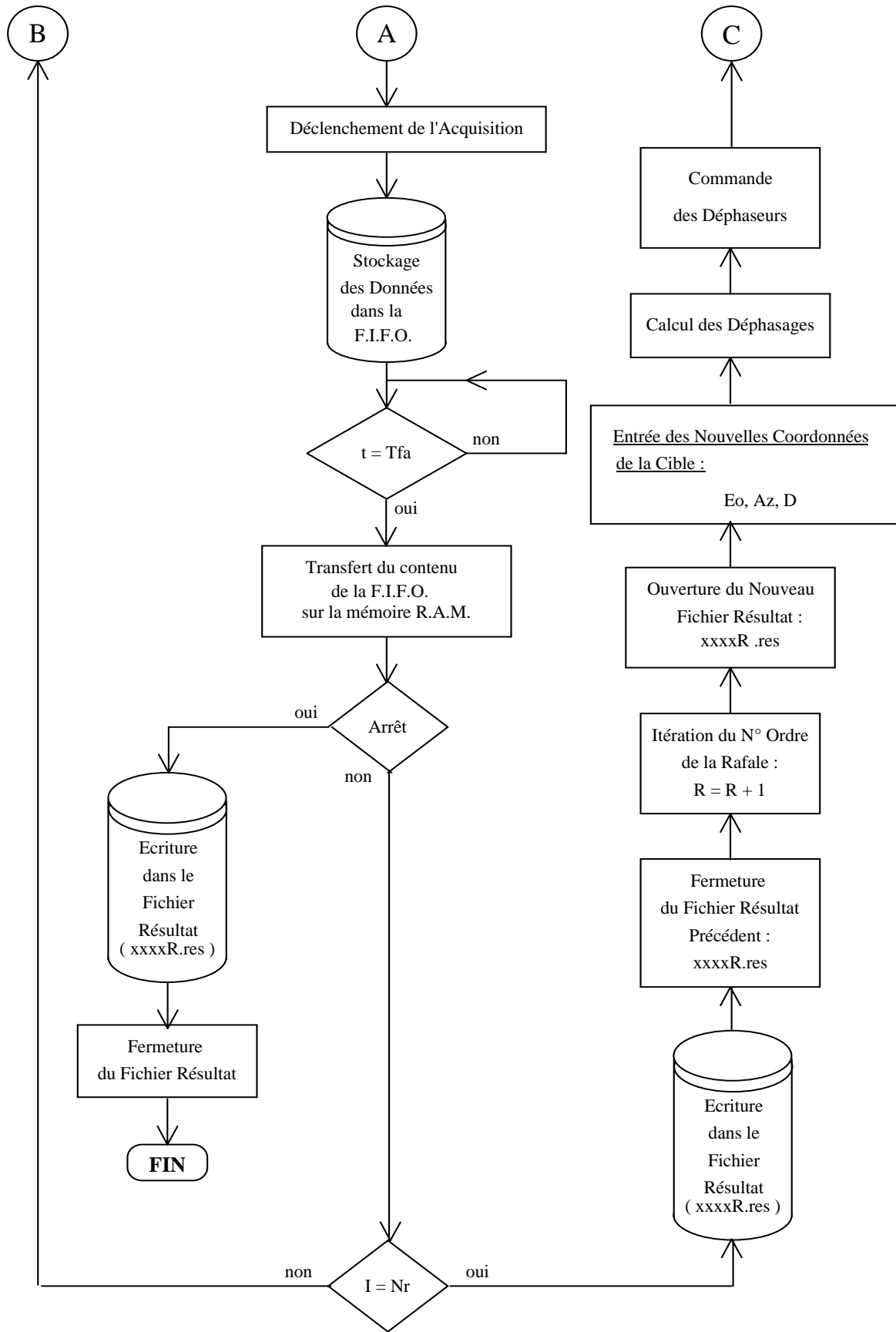


Figure II.3.11 : Organigramme de gestion du radar M.O.S.A.R.

CHAPITRE II.4 : TRAITEMENT DES SIGNAUX RADAR

II.4.1) PRINCIPE

Globalement, la chaîne de réception se présente sous la forme suivante :

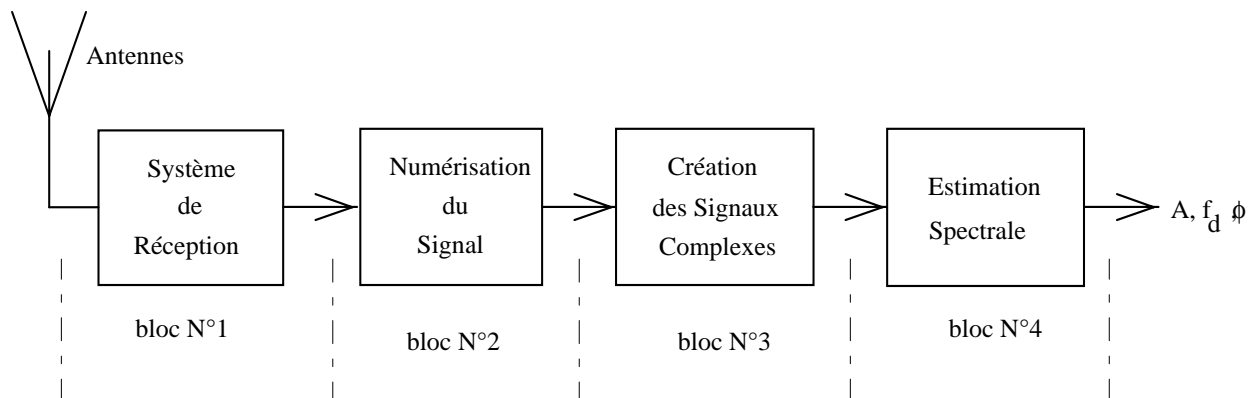


Figure II.4.1 : Schéma synoptique d'une chaîne de réception.

Dans cette chaîne, les blocs n°1 et 2 ont respectivement été étudiés aux chapitres II.2 et II.3, les blocs n°3 et 4 étant pour leur part, respectivement étudiés aux paragraphes II.4.2 et II.4.3.

Ce chapitre est consacré à la présentation des traitements effectués pour la transformation des signaux acquis en un « format standard de signaux radars ». Nous disons que les signaux sont présentés sous ce format standard lorsque trois données ont été extraites :

- l'amplitude,
- la phase,
- la fréquence Doppler.

En sortie du bloc N°2, nous avons à notre disposition des fichiers informatiques contenant le signal réel échantillonné. Si on désire retrouver les données caractérisant la cible, il est nécessaire de transformer le signal réel sous forme d'un signal complexe. Cette opération est effectuée par l'intermédiaire de la transformée de Hilbert (§ II.4.2).

A partir de ces échantillons complexes, nous déterminons par une méthode d'analyse spectrale, l'amplitude, la phase et la fréquence Doppler du signal acquis (§ II.4.3). La méthode d'analyse utilisée est la transformée de Fourier. L'inconvénient de cette méthode réside dans la résolution fréquentielle Δf qui est directement liée au nombre d'échantillons analysés N , et à la fréquence d'échantillonnage F_e , soit $\Delta f = F_e / N$. Ce qui dans notre cas, pour une fréquence d'échantillonnage spatiale F_e de 2.5 kHz, donne une résolution de 25 Hz pour 100 échantillons analysés. Afin d'améliorer cette résolution, nous faisons une prédiction du signal avant et après son échantillonnage. Si cette prédiction est de 100 % du nombre d'échantillons, la résolution est alors divisée par 2.

L'acquisition des signaux rétrodiffusés par la cible, est faite pendant un temps précis. Nous avons donc une troncature du signal liée à la fenêtre d'acquisition, qui apporte des lobes secondaires importants lors de l'analyse spectrale. Afin de limiter la remontée de ces lobes, une apodisation par une fenêtre de Hamming, est réalisée à la fois sur le signal complexe et sur sa prédiction passée et future.

II.4.2) CREATION DES SIGNAUX RETRODIFFUSES COMPLEXES

II.4.2.1) Introduction

Afin de retrouver l'enveloppe et la phase instantanée des signaux réels, ils doivent être représentés en notation complexe. Ainsi, le signal réel $A(t) \cdot \cos[2\pi f_0 t + \phi(t)]$ est représenté par le signal complexe $A(t) \cdot \exp[j \cdot (2\pi f_0 t + \phi(t))]$, appelé « signal analytique » [64][65]. A partir de ce signal analytique, il est possible d'extraire l'enveloppe et la phase instantanée du signal réel, en faisant abstraction de la position du spectre sur l'axe des fréquences.

Par définition, le signal analytique $Z_x(t)$, associé au signal réel $x(t)$, est tel que sa transformée de Fourier s'écrit :

$$Z_x(f) = \begin{cases} 2 \cdot X(f) & \text{pour } f > 0 \\ 0 & \text{pour } f < 0 \end{cases}$$

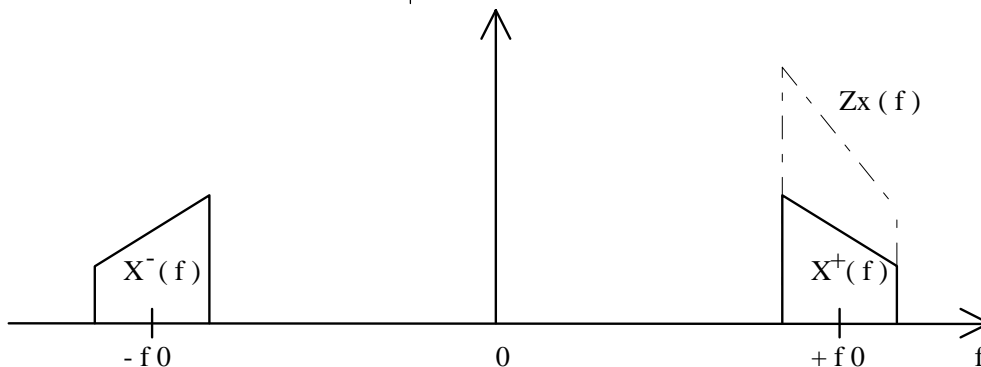


Figure II.4.2 : Représentation spectrale du signal analytique et du signal réel.

$Z_x(f)$ peut se mettre sous la forme :

$$Z_x(f) = [1 + j \cdot (-j \cdot \text{sign}(f))] \cdot X(f) \\ = X(f) + j \cdot Q(f) \cdot X(f)$$

avec $Q(f)$, le filtre de fonction de transfert $(-j \cdot \text{sign}(f))$, appelé filtre de Hilbert, que nous décrirons au paragraphe II.4.2.2.

Par linéarité, l'expression temporelle de $Z_x(t)$ s'écrit :

$$Z_x(t) = x(t) + j \cdot \hat{x}(t)$$

Le signal $Z_x(t)$ est donc un signal à bande de fréquence limitée centré autour de la fréquence f_0 . Afin d'extraire son enveloppe et sa phase instantanée, nous allons déterminer son enveloppe complexe.

Par définition [64][65], l'enveloppe complexe (ou amplitude complexe) d'un signal $x(t)$, est le signal $\alpha_x(t)$ de transformée de Fourier :

$$\alpha_x(f) = Z_x(f + f_0)$$

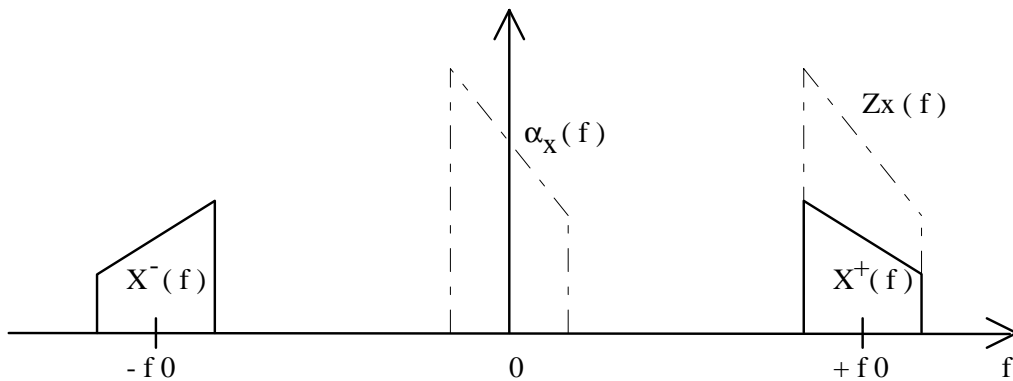


Figure II.4.3 : Représentation spectrale de l'enveloppe complexe $\alpha_x(f)$ d'un signal $x(f)$.

Le signal temporel va donc s'écrire sous la forme :

$$\alpha_x(t) = Z_x(t) \cdot \exp(-2 \cdot \pi \cdot j \cdot f_0 \cdot t)$$

Soit :

$$\alpha_x(t) = [x(t) + j \cdot \hat{x}(t)] \cdot \exp(-2 \cdot \pi \cdot j \cdot f_0 \cdot t)$$

Ce signal $\alpha_x(t)$ pouvant se décomposer sous deux formes distinctes :

- en module et en phase : $\alpha_x(t) = |m(t)| \cdot \exp[j \cdot \phi(t)]$.

Les signaux $|m(t)|$ et $\phi(t)$ sont appelés respectivement enveloppe et phase instantanées du signal réel.

- en phase et en quadrature : $\alpha_x(t) = p(t) + j \cdot q(t)$.

Les signaux $p(t)$ et $q(t)$ sont appelés respectivement composantes en phase et en quadrature du signal $x(t)$. Ces signaux sont aussi appelés I & Q⁵⁵.

II.4.2.2) Rappel sur la Transformée de Hilbert

Par définition [43][44], on appelle transformée de Hilbert, la réponse $\hat{x}(t)$ d'un filtre de fonction de transfert $Q(f) = -j \cdot \text{sign}(f)$ à un signal d'entrée $x(t)$.

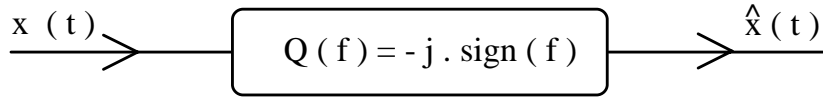


Figure II.4.4 : Synoptique de la transformée de Hilbert.

Par la transformée de Fourier inverse, on obtient :

$$\hat{x}(t) = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(u)}{t-u} \cdot du = \frac{x(t)}{\pi.t}$$

Le filtre de Hilbert est donc un déphaseur pur. Son gain est unitaire sur tout le spectre des fréquences. Il déphase les fréquences négatives de $\pi/2$, et les fréquences positives de $-\pi/2$.

II.4.2.3) Détermination des Composantes Complexes d'un Signal Réel

Deux méthodes sont principalement utilisées pour la recherche des composantes I&Q d'un signal réel :

- la démodulation cohérente,
- la démodulation I&Q numérique.

II.4.2.3.1) Démodulation Cohérente

La démodulation cohérente, déjà expliquée par ailleurs [66][67], peut être résumée par le schéma II.4.5 de la page suivante.

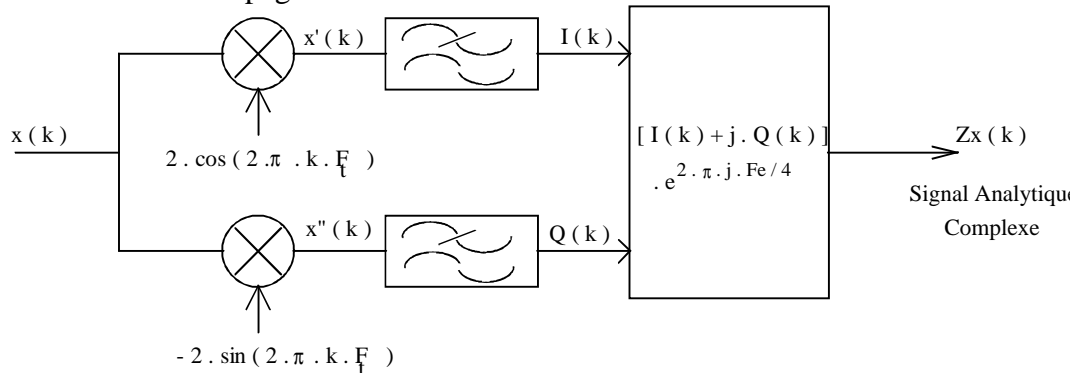


Figure II.4.5 : Détermination des composantes I&Q par démodulation cohérente.

Afin de diminuer le nombre de calculs lié aux transpositions de fréquence, la Fréquence Intermédiaire finale F_I avant échantillonnage, doit être choisie par la relation :

$$F_I = k \cdot F_e \pm \frac{F_e}{4}$$

avec F_e , la fréquence d'échantillonnage,

⁵⁵ I & Q : In Phase & Quadrature.

tel-00085136, version 1 - 11 Jul 2006

- k, le numéro d'ordre de la bande sur laquelle la démodulation va s'effectuer.
Ainsi, le signal à la sortie des mélangeurs, pour les fréquences décroissantes, s'écrit :

$$x' = x_n \cdot e^{-j.2.\pi.n.\frac{F_t}{F_e}}$$

où $n \in [0 ; N]$ avec N , le nombre d'échantillons.

Si la fréquence de transposition F_t est égale à $F_e / 4$, cela revient à multiplier le signal par les valeurs (1; -1; j; -j) et donc simplifier les opérations par la réalisation d'un tri sur les échantillons.

Les performances de cette méthode dépendent de la qualité des filtres passe-bas utilisés. Idéalement, une opération de convolution peut être effectuée, mais cette méthode devient très vite longue si le nombre d'échantillons est important [68]. Pour réduire le temps de calcul, des filtres à phase linéaire peuvent être utilisés [66][69], mais l'initialisation de ces filtres impose une perte importante d'échantillons. De ce fait, cette méthode n'est pas applicable pour notre application.

II.4.2.3.2) Démodulateur I&Q Numérique

Le signal analytique $Z_x(t)$ associé à un signal réel $x(t)$, s'écrit :

$$Z_x(t) = x(t) + j.\hat{x}(t)$$

avec $\hat{x}(t)$, la transformée de Hilbert du signal $x(t)$.

Or la transformée de Hilbert est un filtre non-causal de réponse impulsionnelle $(1/\pi.t)$, donc physiquement irréalisable. Il est possible néanmoins de réaliser par des techniques numériques, une approximation de ce filtre avec un retard fini sur une bande de fréquence limitée.

Soit le signal analytique $Z_x(k)$ associé au signal échantillonné $x(k)$, de transformée de Fourier :

$$Z_x(f) = \begin{cases} 2.X(f) & \text{pour } f \in [0; +1/2] \\ 0 & \text{pour } f \in [-1/2; 0] \end{cases}$$

avec f , la fréquence normalisée (fréquence/ F_e).

De même, la transformée de Hilbert est définie par sa fonction de transfert :

$$Q(f) = -j.\text{sign}(f) \quad \text{pour } f \in [-1/2; +1/2]$$

Par la transformée de Fourier inverse, on en déduit sa réponse impulsionnelle :

$$q(k) = \int_{-1/2}^{+1/2} Q(f).e^{2.\pi.j.k.f}.df = - \int_{-1/2}^{+1/2} j.\text{sign}(f).e^{2.\pi.j.k.f}.df$$

Soit :

$$q(k) = \begin{cases} \frac{2}{\pi.k} \cdot \sin^2\left(\frac{k.\pi}{2}\right) & \text{pour } k \neq 0 \\ 0 & \text{pour } k = 0 \end{cases}$$

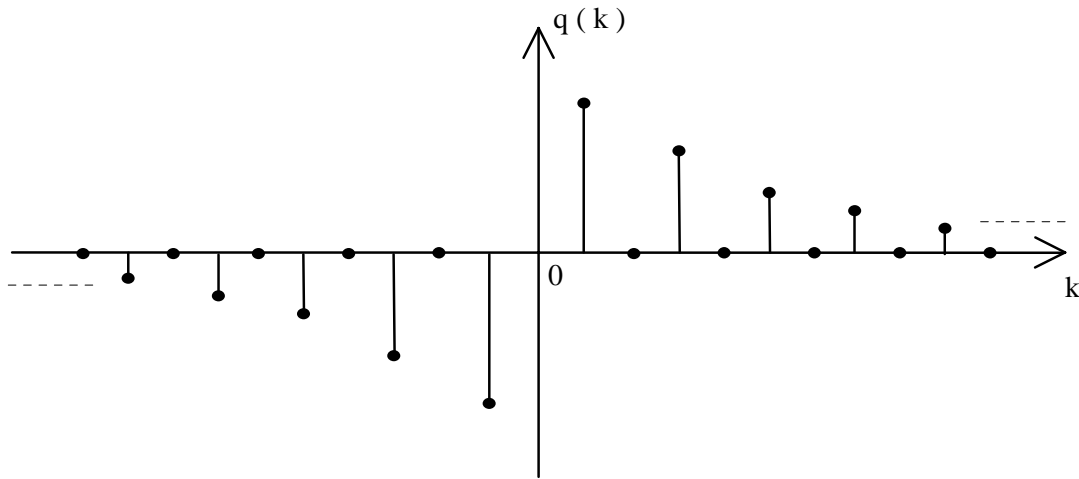


Figure II.4.6 : Réponse impulsionnelle à temps discret de la transformée de Hilbert.

De ce filtre théorique est déduit une approximation sous forme d'un filtre R.I.F.⁵⁶ en tronquant la réponse à $2.N + 1$ coefficients.

La transformée de Hilbert $\hat{x}(k)$ d'un signal $x(k)$, s'obtient par la convolution des coefficients du filtre avec le signal d'entrée :

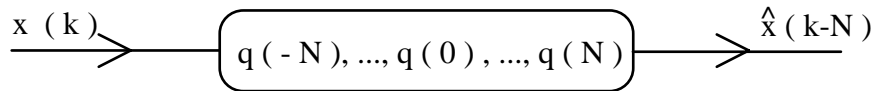


Figure II.4.7 : Transformée de Hilbert sous forme de filtre R.I.F.

On a alors :

$$\hat{x}(k - N) = \sum_{i=-N}^N x(k - i - N) \cdot q(i)$$

Le produit de convolution est rapide à effectuer car un coefficient sur deux est nul.

L'approximation sous forme de filtre R.I.F. apporte une troncature sur la fonction de transfert $H(f)$, qui s'écrit :

$$H(f) = \sum_{k=0}^{2.N} q(k - N) \cdot e^{-2.j.\pi.k.f} = \left[\sum_{\substack{k=1 \\ k \text{ impair}}}^N \frac{2}{\pi.k} \cdot e^{-2.j.\pi.k.f} + \sum_{\substack{k=1 \\ k \text{ impair}}}^N -\frac{2}{\pi.k} \cdot e^{+2.j.\pi.k.f} \right] \cdot e^{-2.j.\pi.N.f}$$

$$= -\frac{4.j}{\pi} \left[\sum_{\substack{k=1 \\ k \text{ impair}}}^N \frac{1}{k} \cdot \sin(2.\pi.k.f) \right] \cdot e^{-2.j.\pi.N.f}$$

$H(f)$ peut se mettre sous la forme :

$$H(f) = |A(f)| \cdot e^{-j.\text{sign}(f) \cdot \frac{\pi}{2}} \cdot e^{-2.j.\pi.N.f}$$

Dans cette expression, le premier terme représente l'amplitude du filtre. Le deuxième exprime le déphasage de $\left[-j.\text{sign}(f) \cdot \frac{\pi}{2} \right]$ qui est l'opération de Hilbert. Enfin, le troisième terme représente un déphasage linéaire qui correspond à un retard de N éléments. On constate donc que l'approximation sous forme de filtre R.I.F. n'affecte que l'amplitude de la fonction de transfert.

⁵⁶ R.I.F. : Réponse Impulsionnelle Finie.

A la figure II.4.8, une fonction de transfert de Hilbert tronquée à 15 éléments ($N = 7$), est représentée.

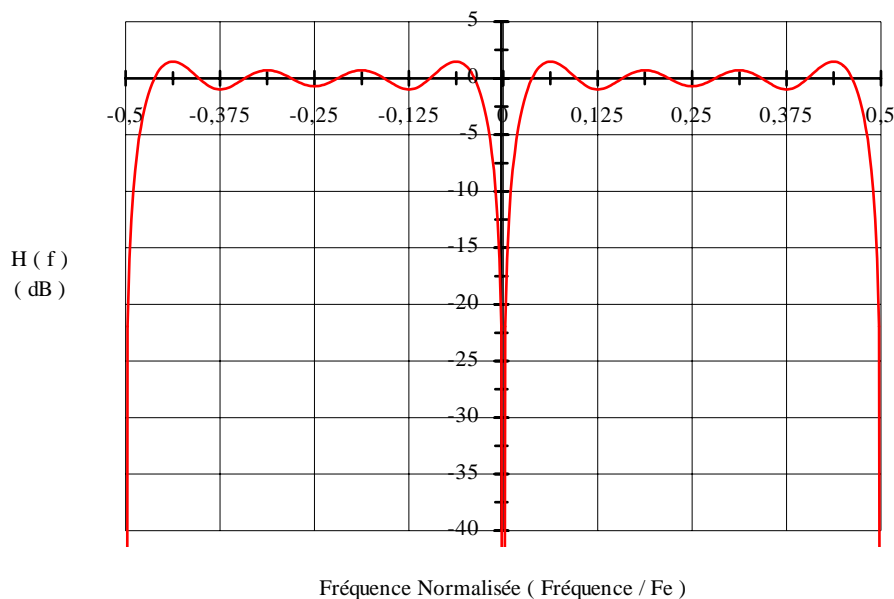


Figure II.4.8 : Module d'une transformée de Hilbert tronquée à 15 éléments.

Une ondulation importante dans la bande passante est présente. Afin d'atténuer ces oscillations, une fenêtre de pondération peut être utilisée. Le choix de cette fenêtre se fait en fonction de 2 critères :

- la largeur à - 3 dB du lobe principal,
- le rapport entre le lobe principal et le lobe secondaire.

Mais l'amélioration d'un critère se fait au détriment de l'autre. Une fenêtre de Hamming représente un bon compromis. La fonction de transfert pondérée par les coefficients de Hamming devient alors :

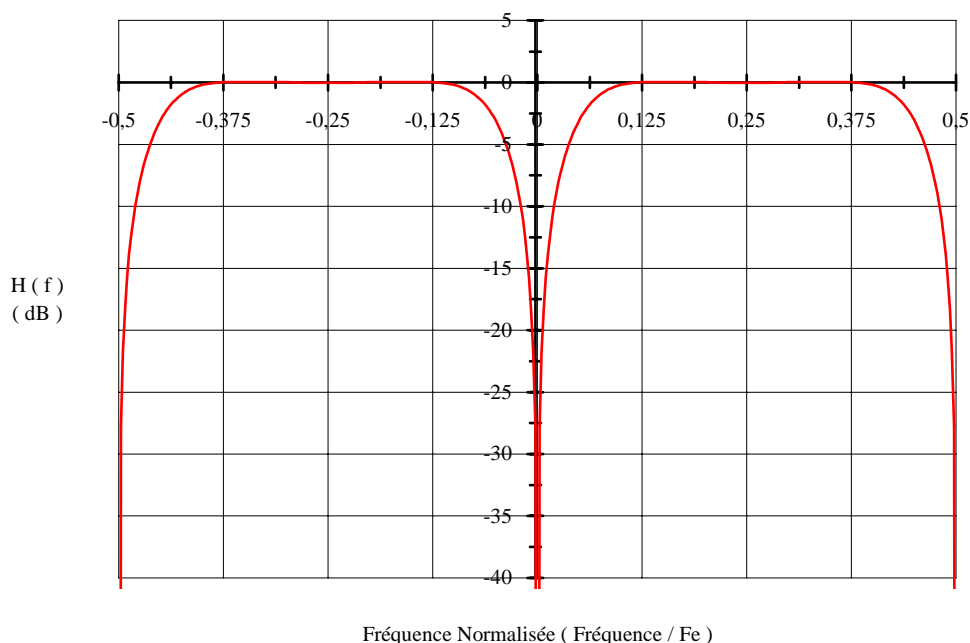


Figure II.4.9 : Module d'une transformée de Hilbert tronquée à 15 éléments et pondérée par une fenêtre de Hamming.

Si la réponse impulsionnelle est tronquée à $2.N + 1$ éléments, les coefficients de la fenêtre de Hamming sont :

$$W(k) = \begin{cases} \alpha + (1-\alpha) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot k}{2 \cdot N + 1}\right) & ; \quad -N \leq k \leq +N \text{ et } \alpha = 0.54 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

Les coefficients du filtre de Hilbert sont donc :

$$h(k) = \begin{cases} W(k) \cdot \frac{2}{\pi \cdot k} & \text{pour } k \text{ impair} \\ 0 & \text{pour } k \text{ pair} \end{cases} ; \quad -N \leq k \leq +N$$

La transformée de Hilbert d'un signal $x(k)$ est alors :

$$\hat{x}(k-N) = \sum_{i=-N}^{+N} x(k-i-N) \cdot h(i)$$

et le signal analytique s'obtient par la relation :

$$Z_x(k) = x(k) + j \cdot \hat{x}(k)$$

L'inconvénient de cette méthode se situe au niveau de la largeur de bande du filtre. Elle peut être élargie en augmentant le nombre de coefficients du filtre. Le temps de calcul peut alors devenir très long.

Le filtrage de Hilbert est donc facilement réalisable par cette méthode. Par exemple, pour un signal centré autour de $F_c / 4$, un filtre de 6 éléments (soit 4 coefficients non nuls) est suffisant. La transformée de Hilbert se calcule sous la forme :

$$\begin{aligned} \hat{x}(k-4) &= \sum_{i=-4}^{+4} x(k-i-4) \cdot h(i) \\ &= h(-3) \cdot x(k-1) + h(-1) \cdot x(k-3) + h(1) \cdot x(k-5) + h(3) \cdot x(k-7) \\ &= h(1) \cdot [x(k-5) - x(k-3)] + h(3) \cdot [x(k-7) - x(k-1)] \quad ; \quad \text{car } h(-i) = -h(i) \end{aligned}$$

Le signal analytique est alors défini par les transformées en Z suivantes :

$$\begin{cases} I = Z^{-4} \\ Q = h(1) \cdot [Z^{-5} - Z^{-3}] + h(3) \cdot [Z^{-7} - Z^{-1}] \end{cases}$$

Sans fenêtre de pondération, on a :

$$h(1) = 0.63662 \quad \text{et} \quad h(3) = 0.21221$$

Avec la fenêtre de Hamming, on a :

$$h(1) = 0.5681 \quad \text{et} \quad h(3) = 0.02193$$

D'autres coefficients peuvent être relevés dans la littérature [70] ($h(1) = 0.59628$ et $h(3) = 0.11439$). Ils sont mieux adaptés dans le cas où la largeur du filtre est égale à 7 éléments. La démodulation I&Q se schématise alors de la façon suivante :

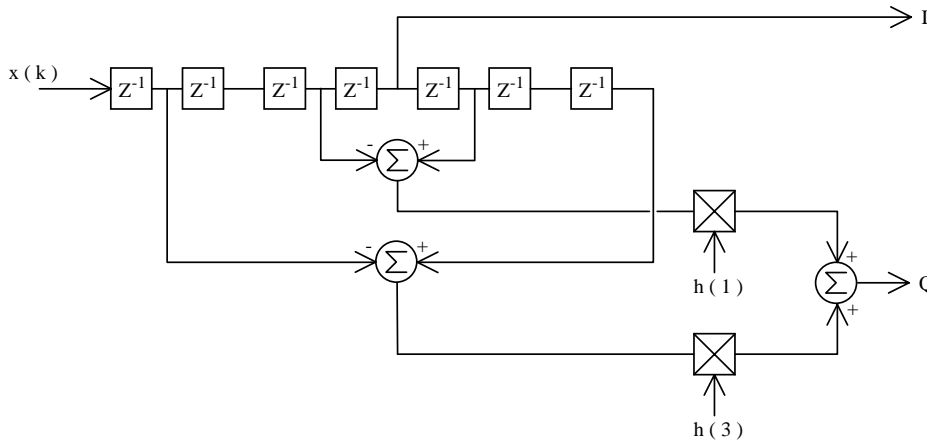


Figure II.4.10 : Démodulateur I&Q à 7 éléments.

Dans la figure ci dessous, les différentes réponses fréquentielles du filtre sont représentées avec les coefficients de Hamming et ceux de Linde & Waters [70].

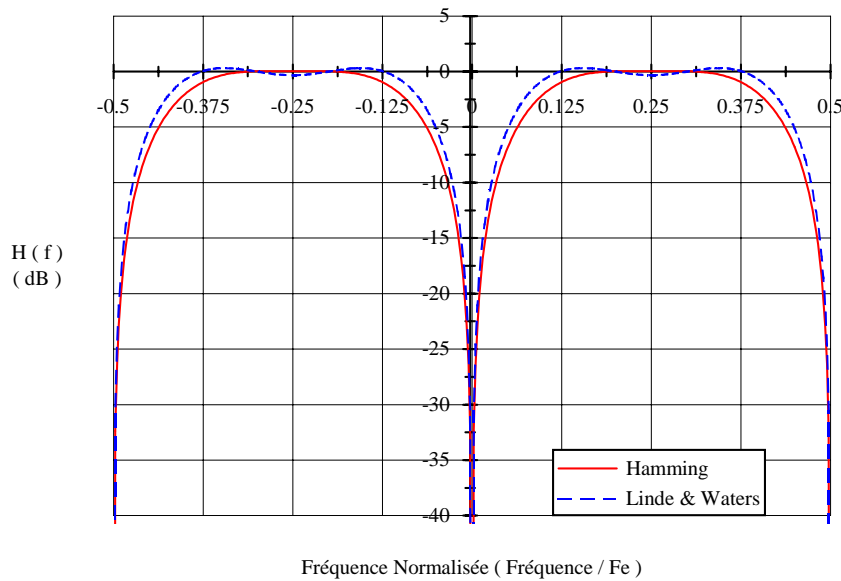


Figure II.4.11 : Module de la réponse fréquentielle du filtre de Hilbert, pondérée par une fenêtre de Hamming et de Linde & Waters [70].

II.4.3) ESTIMATION SPECTRALE

II.4.3.1) Introduction

La précision de la mesure de la fréquence Doppler est un élément fondamental qu'il est nécessaire d'étudier. Nous savons que la résolution avec la transformée de Fourier est du même ordre de grandeur que l'inverse du temps d'analyse. Malheureusement, il n'est pas toujours possible de travailler avec des temps d'analyse suffisamment longs pour obtenir la résolution souhaitée. Cependant, des méthodes d'analyse spectrale donnant (sous certaines conditions) une meilleure résolution existent. Elles sont communément désignées sous le nom de

méthodes H.R.⁵⁷. L'objet de ce paragraphe est la présentation et l'étude des performances de l'une d'entre elles.

Deux familles bien distinctes d'estimation spectrale peuvent être répertoriées :

- les méthodes paramétriques :

Dans cette première famille, le signal est donné sous forme de modèle stationnaire :

- modèle A.R.⁵⁸,
- modèle M.A.⁵⁹,
- modèle A.R.M.A.⁶⁰.

Le spectre A.R. est de loin le plus populaire et ceci pour plusieurs raisons :

- les coefficients A.R. peuvent être déterminés à partir d'un système linéaire,
- de nombreux algorithmes de résolution ont déjà été développés,
- le spectre A.R. est basé sur le critère du maximum d'entropie.

- les méthodes non - paramétriques :

Dans cette famille, aucune supposition n'est faite sur le modèle de processus. Les estimations spectrales sont du type transformée de Fourier, périodogramme ou corrélogramme.

Les méthodes paramétriques sont reconnues comme des méthodes Haute Résolution. Les spectres obtenus par ces méthodes ont des pics plus étroits et une résolution plus fine que les méthodes classiques (non - paramétriques). Dans tous les cas, la résolution fréquentielle des méthodes classiques est au mieux de F_e / N (F_e : la fréquence d'échantillonnage; N : le nombre d'échantillons) et parfois moins suivant la fenêtre d'apodisation utilisée et le type de méthode employée [71][79].

Les méthodes paramétriques sont recommandées pour déterminer des composantes sinusoïdales dans du bruit blanc gaussien. Cependant, lorsque le spectre du signal est une fonction continue de la fréquence et que le mécanisme physique ayant généré le processus est inconnu, il est préférable d'utiliser les méthodes non paramétriques.

Les informations que nous désirons extraire du signal échantillonné, sont l'amplitude, la phase instantanée et la fréquence Doppler du signal utile. Les méthodes d'analyse spectrale paramétriques ne permettent de déterminer que l'amplitude et la fréquence Doppler, la phase restant inconnue.

Ces méthodes vont donc nous servir exclusivement à faire des prédictions du signal avant et après échantillonnage. De la sorte, le nombre d'échantillons est artificiellement accru et permet ainsi d'améliorer la résolution des méthodes d'analyse non-paramétriques telles que la F.F.T.⁶¹.

II.4.3.2) Choix d'une Méthode

L'approche la plus couramment utilisée, pour estimer les paramètres A.R., est l'algorithme de Burg [73][74]. Cet algorithme utilise une contrainte sur la procédure d'estimation par les moindres carrés, pour obtenir les M paramètres A.R. correspondant aux N échantillons. La contrainte demande que les paramètres A.R. satisfassent la récursivité de Levinson [75]. L'algorithme de Burg nécessite un nombre d'opérations proportionnel au produit ($N \times M$).

Malheureusement, l'algorithme de Burg souffre de deux problèmes inhérents à sa contrainte, à savoir les dédoublements de raies et les biais en fréquence. Ces erreurs apparaissent surtout quand :

⁵⁷ H.R. : Haute Résolution.

⁵⁸ A.R. : Auto Regressive.

⁵⁹ M.A. : Moving Average.

⁶⁰ A.R.M.A. : Auto Regressive - Moving Average.

⁶¹ F.F.T. : Fast Fourier Transform.

- le rapport signal à bruit est grand,
- la phase initiale d'une composante sinusoïdale est un multiple impair de 45°,
- la durée du signal est un nombre impair de quart de périodes d'une des composantes sinusoïdales,
- le nombre de paramètres A.R. estimé (ordre) est grand devant le nombre d'échantillons du signal.

Une autre approche pour l'estimation des paramètres A.R. est l'algorithme de Marple ou L.S.⁶² [76]. Cette méthode est basée sur une estimation sans contrainte par la méthode des moindres carrés. Marple a effectué des comparaisons entre la méthode de Burg et la méthode L.S. [76]. Il a montré que l'algorithme L.S. est moins sensible aux problèmes de biais et de dédoublement de fréquence, notamment ceux liés au rapport S/B et à la phase initiale. Les figures II.4.12 et II.4.13 illustrent cette amélioration.

II.4.3.3) Estimation du Spectre A.R. par les Moindres Carrés
Algorithme de Marple [76]

Le signal complexe (x_1, \dots, x_N) est la sortie d'un processus A.R. d'ordre M généré par un bruit blanc gaussien e_n , si :

$$x_n = - \sum_{m=1}^M a_{M,m} \cdot x_{n-m} + e_n$$

où $a_{M,m}$ sont les paramètres A.R.

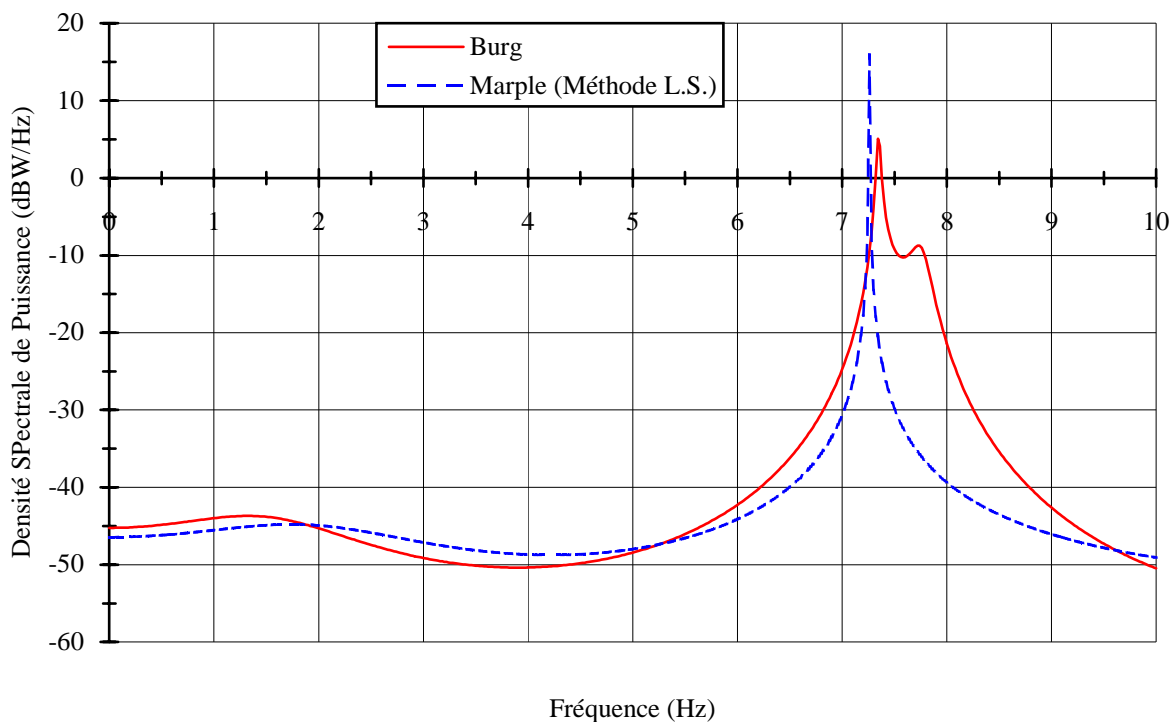


Figure II.4.12 : Comparaison entre les algorithmes de Burg et L.S.
 Sensibilité au dédoublement de fréquences (rapport S/B élevé)

⁶² L.S. : Least Squares.

($f = 7.25$ Hz, $S/B = 25$ dB, $F_e = 100$ Hz, phase initiale = 50° , 100 échantillons, ordre fixé = 25).

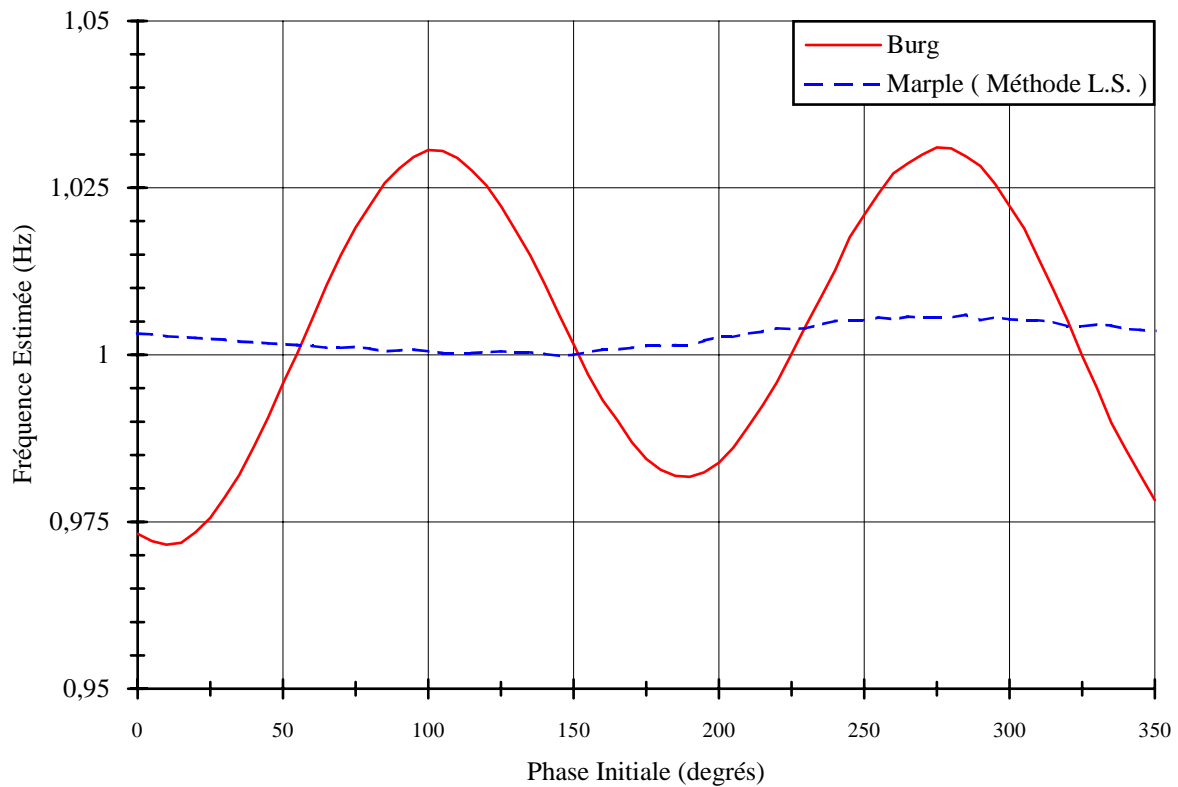


Figure II.4.13 : Comparaison entre les algorithmes de Burg et L.S.
Sensibilité à la phase initiale (biais de fréquence)
($f = 1$ Hz; $S/B = 10$ dB; $F_e = 20$ Hz; 50 échantillons).

La densité spectrale de puissance en sortie $S_x(f)$ est liée à celle du bruit d'entrée $S_e(f) = P_M$, par :

$$S_x(f) = \frac{P_M}{F_e \cdot \left| 1 + \sum a_{M,k} \cdot \exp\left(\frac{-2 \cdot j \cdot \pi \cdot k \cdot f}{F_e}\right) \right|^2} \quad \text{pour } f \in \left[-\frac{F_e}{2}; +\frac{F_e}{2}\right]$$

où F_e est la fréquence d'échantillonnage.

Les inconnues à déterminer sont les coefficients $a_{M,k}$ et P_M .

Supposons un processus stochastique stationnaire tout-pôle, les erreurs de prédiction directe et inverse sont données par :

$$\begin{aligned} f_{M,k} &= \sum_{i=0}^M a_{M,i} \cdot x_{k+M-i} & ; & \quad 1 \leq k \leq N-M \quad (\text{directe}) \\ b_{M,k} &= \sum_{i=0}^M a_{M,i}^* \cdot x_{k-M+i} & ; & \quad 1 \leq k \leq N-M \quad (\text{inverse}) \end{aligned}$$

Par définition, on pose $a_{M,0} = 1$.

Pour obtenir les paramètres A.R., on minimise la somme des énergies de ces erreurs de prédiction :

$$e_M = \sum_{k=1}^{N-M} |f_{M,k}|^2 + \sum_{k=1}^{N-M} |b_{M,k}|^2$$

En remplaçant $f_{M,k}$ et $b_{M,k}$ dans l'équation ci-dessus, le minimum par les moindres carrés de e_M est trouvé en mettant les dérivées partielles de e_M par rapport à $a_{M,i}$ égales à zéro, soit :

$$\frac{\partial e_M}{\partial a_{M,i}} = 2 \cdot \sum_{j=0}^M a_{M,j} \cdot r_M(i, j) = 0 \quad \text{avec } i = 1, \dots, M$$

où
$$r_M(i, j) = \sum_{k=1}^{N-M} (x_{k+M-j} \cdot x_{k+M-i}^* + x_{k+j}^* \cdot x_{k+i})$$

L'énergie d'erreur de prédiction minimale est alors donnée par :

$$e_M = \sum_{j=0}^M a_{M,j} \cdot r_M(0, j)$$

Cette équation peut être mise sous la forme d'une matrice $(M + 1) \times (M + 1)$, telle que :

$$E_M = R_M \cdot A_M$$

où $E_M = \begin{vmatrix} e_M \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}$; $A_M = \begin{vmatrix} 1 \\ a_{M,1} \\ \vdots \\ a_{M,M} \end{vmatrix}$; $R_M = \begin{vmatrix} r_M(0,0) & \dots & r_M(0,M) \\ \vdots & & \vdots \\ \vdots & & \vdots \\ r_M(M,0) & \dots & r_M(M,M) \end{vmatrix}$

La résolution de ce système peut se faire directement par l'inversion de la matrice R_M . La complexité du calcul est alors de M^3 . Cependant, la relation matricielle a une structure qui peut être exploitée pour réduire la complexité des calculs à M^2 . Cet algorithme a été décrit par Marple [76].

Il nous permet de calculer les coefficients $a_{M,k}$ pour $1 \leq k \leq M$ et la puissance en sortie du filtre. L'énergie e_M en sortie du filtre correspond à la somme des énergies des erreurs de prédiction directe et inverse [76]. La puissance moyenne du bruit est donc :

$$P_M = \frac{e_M}{2 \cdot (N - M)}$$

II.4.3.4) Estimation A.R. : Sélection de l'Ordre

Le choix de l'ordre dans l'estimation spectrale est un problème commun à toutes les méthodes d'estimation A.R. Un ordre choisi trop faible, apporte un lissage dans l'estimation spectrale, donc une moins bonne résolution. Un choix de l'ordre trop élevé, fait apparaître des pics parasites dans le spectre. Une approche intuitive serait de construire le modèle en augmentant l'ordre jusqu'à ce que la puissance d'erreur de prédiction soit minimale. Toutefois, les procédures d'estimation par les moindres carrés ont une puissance d'erreur de prédiction qui décroissent de façon monotone avec l'augmentation de l'ordre. Par conséquent, la puissance d'erreur de prédiction ne suffit pas pour déterminer l'ordre du modèle.

Plusieurs critères ont été introduits pour la détermination de l'ordre du modèle. Akaike a fourni les deux couramment utilisés [77][78]. Le premier critère est l'erreur de prédiction finale F.P.E.⁶³.

Le critère F.P.E. pour un processus A.R., est défini comme suit :

$$FPE_M = P_M \cdot \left(\frac{N + M + 1}{N - M - 1} \right)$$

avec N , le nombre d'échantillons,

⁶³ F.P.E. : Final Prediction Error.

M , l'ordre du modèle,
 P_M , la puissance d'erreur en sortie du filtre à l'ordre M .

L'ordre M sélectionné est celui pour lequel le critère F.P.E. est minimum. On remarque que le terme $\left(\frac{N+M+1}{N-M-1}\right)$ augmente lorsque M tend vers N , montrant l'augmentation de l'incertitude sur l'estimation de P_M lorsque l'ordre choisi est trop élevé.

Akaïke suggère un second critère utilisant une approche par le maximum de vraisemblance, appelé A.I.C.⁶⁴ :

$$AIC_M = \ln(P_M) + \frac{2 \cdot (M+1)}{N}$$

De la même façon que précédemment, l'ordre M sélectionné est celui qui minimise le critère A.I.C.

Dans la littérature [79], il est possible de trouver d'autres critères tels que le M.D.L.⁶⁵ proposé par Rissanen, ou le C.A.T.⁶⁶.

En résumé, on peut dire que lorsque N tend vers l'infini, les critères F.P.E. et A.I.C. sont équivalents. Par contre, si le nombre d'échantillons est faible, ces deux critères ont tendance à sous-estimer l'ordre [80]. Dans différents ouvrages [79][81][82], on suggère dans le cas d'un nombre faible d'échantillons, de sélectionner un ordre d'environ $N/3$.

II.4.3.5) Estimation A.R. : Influence du Bruit

Un problème très important qui limite l'utilisation de l'estimation spectrale A.R. est sa sensibilité au bruit. En particulier, il a été montré que la résolution de l'estimation spectrale A.R. pour deux sinusoïdes d'équi-amplitudes dans du bruit blanc, diminue si le rapport signal à bruit diminue [72].

Pour réduire la dégradation de l'estimation spectrale A.R. en présence de bruit, on peut utiliser un modèle ayant un ordre plus élevé. De toute façon, du fait des problèmes liés à l'apparition de pics parasites, l'ordre doit être limité à la moitié du nombre d'échantillons.

II.4.4) APPLICATION AU RADAR COHERENT

II.4.4.1) Méthode d'Analyse

A la sortie du récepteur, le signal s'écrit sous la forme :

$$S(t) = A(t) \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot (f_0 + f_d) \cdot t + \Phi(t)]$$

avec $A(t)$, l'amplitude du signal reçu,
 f_0 , la dernière fréquence F.I. (75 kHz),
 f_d , la fréquence Doppler,
 $\Phi(t)$, la phase à l'origine du signal reçu.

L'acquisition se fait ensuite à la fréquence d'échantillonnage $F_e = 1 / T_e$ pendant une durée égale à $M \cdot T_e$, et avec une période de récurrence T_r .

⁶⁴ A.I.C. : Akaike Information Criterion.

⁶⁵ M.D.L. : Minimizes the Description Length.

⁶⁶ C.A.T. : Criterion Autoregressive Transfer.

En posant M , le nombre d'échantillons par impulsion et N , le nombre d'impulsions total, alors le signal échantillonné s'écrit :

$$S_{p,k}(t) = \sum_{p=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{M-1} A(k \cdot T_e + p \cdot T_r) \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot (f_0 + f_d) \cdot (k \cdot T_e + p \cdot T_r) + \Phi(k \cdot T_e + p \cdot T_r)]$$

Pour chaque récurrence, le filtrage de Hilbert est effectué sur les échantillons $S_{p,k}$. On obtient alors les échantillons complexes :

$$Y_{p,k} = \sum_{p=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{M-1} A(k \cdot T_e + p \cdot T_r) \cdot e^{j[2 \cdot \pi \cdot (f_0 + f_d) \cdot (k \cdot T_e + p \cdot T_r) + \Phi(k \cdot T_e + p \cdot T_r)]}$$

Dans notre cas, le nombre d'échantillons par impulsion est faible (environ 20). Le filtre de Hilbert sous forme de filtre R.I.F. est donc le plus adapté (§ II.4.2.3). La largeur de bande du signal est de 25 kHz, le nombre de coefficients du filtre doit être adapté à cette bande de fréquence. Un total de 11 coefficients (soient 6 coefficients non nuls) est suffisant, comme le montre la fonction de transfert représentée à la figure II.4.14.

En supposant que la cible se trouve dans une case distance dans laquelle on choisit un échantillon k_0 , alors :

$$Y_{p,k_0} = \sum_{p=0}^{N-1} A(k_0 \cdot T_e + p \cdot T_r) \cdot e^{j[2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot k_0 \cdot T_e + \Phi(k \cdot T_e + p \cdot T_r)]} \cdot e^{2 \cdot \pi \cdot j \cdot f_d \cdot p \cdot T_r}$$

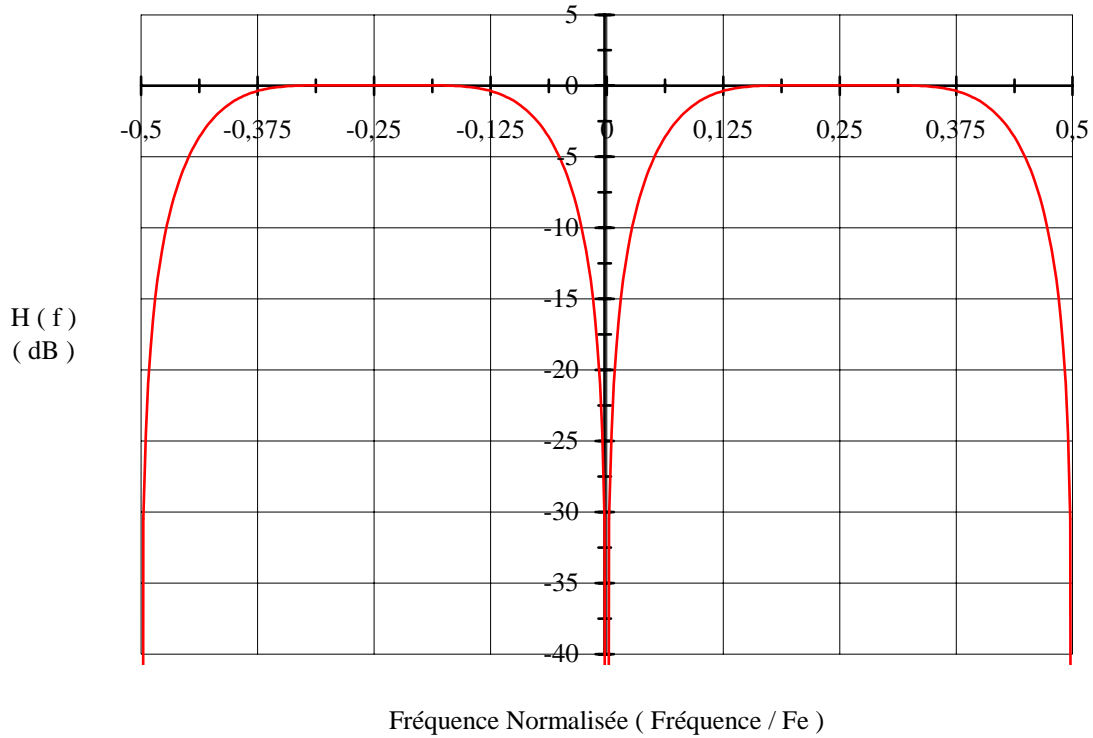


Figure II.4.14 : Module de la réponse fréquentielle du filtre R.I.F. de Hilbert à 11 coefficients.

En supposant la durée d'analyse du signal égale à $D \cdot T_r$, très inférieure à $N \cdot T_r$, on peut écrire :

$$Y_{p,k} = \sum_{p=0}^{D-1} C \cdot e^{2 \cdot \pi \cdot j \cdot f_d \cdot p \cdot T_r}$$

avec C , un nombre complexe constant d'une récurrence à l'autre.

Pour déterminer l'amplitude, la phase et la fréquence Doppler, nous allons analyser le signal composé des échantillons $(Y_{0,k_0}; Y_{1,k_0}; Y_{2,k_0}; \dots; Y_{D-1,k_0})$.

L'algorithme de Marple est utilisé pour prédire les valeurs passées et futures du signal. A partir des paramètres autorégressifs a_m , on calcule les prédictions du signal par les relations :

$$y_{n,k_0} = \sum_{m=1}^{\text{ordre}} a_m \cdot y_{n-m,k_0} \quad ; \quad \text{prédiction future}$$

$$y_{n,k_0} = \sum_{m=1}^{\text{ordre}} a_m^* \cdot y_{n-m,k_0} \quad ; \quad \text{prédiction passée}$$

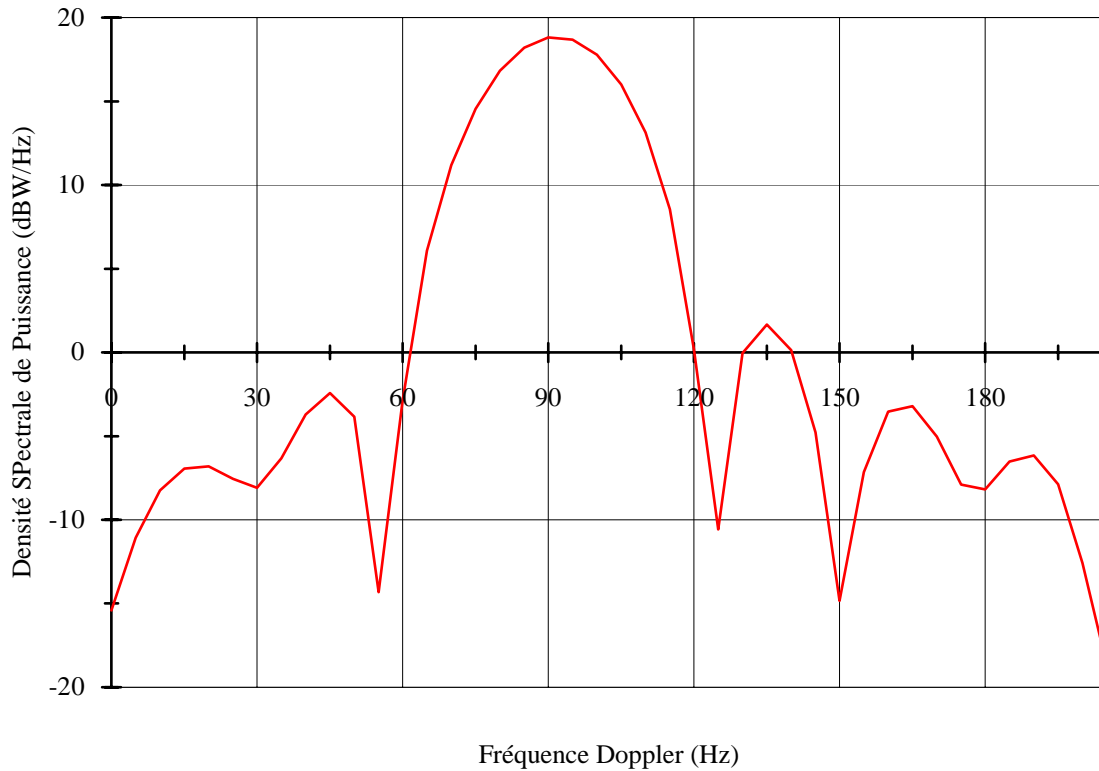


Figure II.4.15 : Spectre du signal sans prédiction ($k = 11$) constitué de 2 échos ($f_{d1} = 80$ Hz; $f_{d2} = 100$ Hz; rapport S / B = 7 dB).

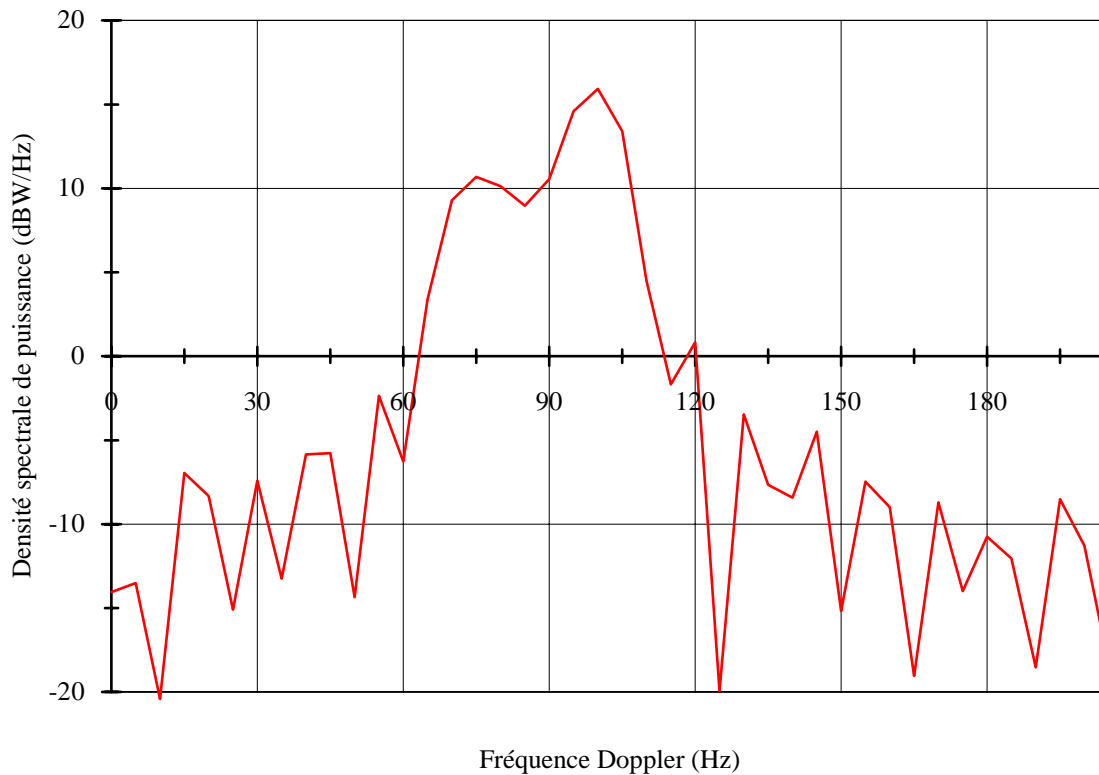


Figure II.4.16 : Spectre du signal avec prédiction ($k = 11$) constitué de 2 échos ($f_{d1} = 80$ Hz; $f_{d2} = 100$ Hz; rapport S / B = 7 dB).

Les coefficients du modèle, permettent par une prédiction linéaire d'accroître artificiellement la durée de l'enregistrement. Si D est le nombre d'échantillons de l'observation et si L est la longueur de prédiction, alors à la sortie du filtre de prédiction, la taille du signal sera de $D + 2 \cdot L$.

Afin de montrer l'efficacité de la méthode de prédiction, nous calculons le spectre à partir du signal initial (figure II.4.15) puis à partir du signal plus sa prédiction (figure II.4.16). L'analyse Doppler est appliquée sur une rafale constituée de 100 impulsions de largeur $40 \mu\text{s}$ et de période de récurrence $400 \mu\text{s}$. La fréquence porteuse à l'entrée du convertisseur analogique/numérique est de 75 kHz et la fréquence d'échantillonnage de 100 kHz .

Soit $t = 0$, l'instant d'émission de la première impulsion. L'acquisition commence à $t_1 = 100 \mu\text{s}$ et se termine à $t_2 = 300 \mu\text{s}$. A la sortie du convertisseur, nous avons 21 échantillons disponibles par récurrence. Nous supposons que l'écho se situe entre les cases distance 10 et 13, et est composé de deux fréquences Doppler de 80 et 100 Hz, d'amplitude relative égale à 1. Un bruit blanc gaussien de variance $\sigma^2 = 0.1$ est ajouté au signal afin d'obtenir un rapport signal à bruit de 7 dB.

La figure II.4.15 de la page précédente représente le spectre Doppler calculé par la F.F.T. à la case distance $k = 11$ sur le signal sans prédiction. On constate que la résolution n'est pas suffisante pour séparer les deux échos. En effectuant l'analyse sur le signal plus une prédiction de 100 % du nombre d'échantillons, soit un traitement sur 200 échantillons, les deux cibles sont bien détectées sur la même case distance (figure II.4.16).

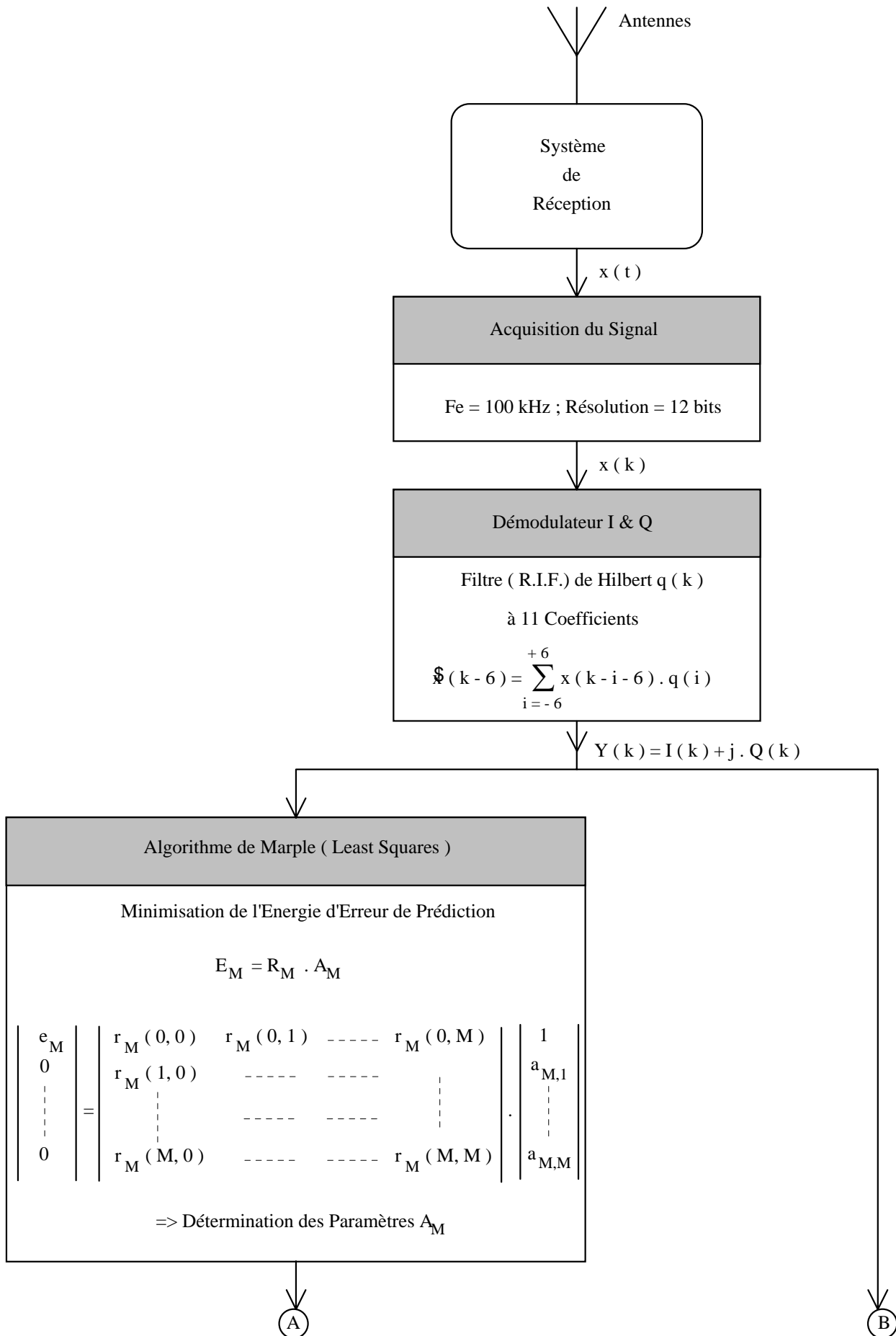
Pour éviter les lobes secondaires du spectre introduits par la troncature du signal, une fenêtre d'apodisation de Hamming est utilisée, soit :

$$W_H = \alpha + (1 - \alpha) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot k}{D + 2 \cdot L}\right) ; \quad 0 \leq k \leq \frac{D + 2 \cdot L}{2} \quad \text{et} \quad \alpha = 0.54$$

L'amplitude, la phase et la fréquence Doppler sont ensuite relevées sur le spectre calculé à partir de la F.F.T. et pondérées par la fenêtre d'apodisation.

II.4.4.2) Algorithme de Traitement

Dans ce qui suit, nous présentons l'algorithme simplifié de traitement, afin de résumer les différentes étapes dans l'extraction des données acquises par le radar M.O.S.A.R.



tel-00085136, version 1 - 11 Jul 2006

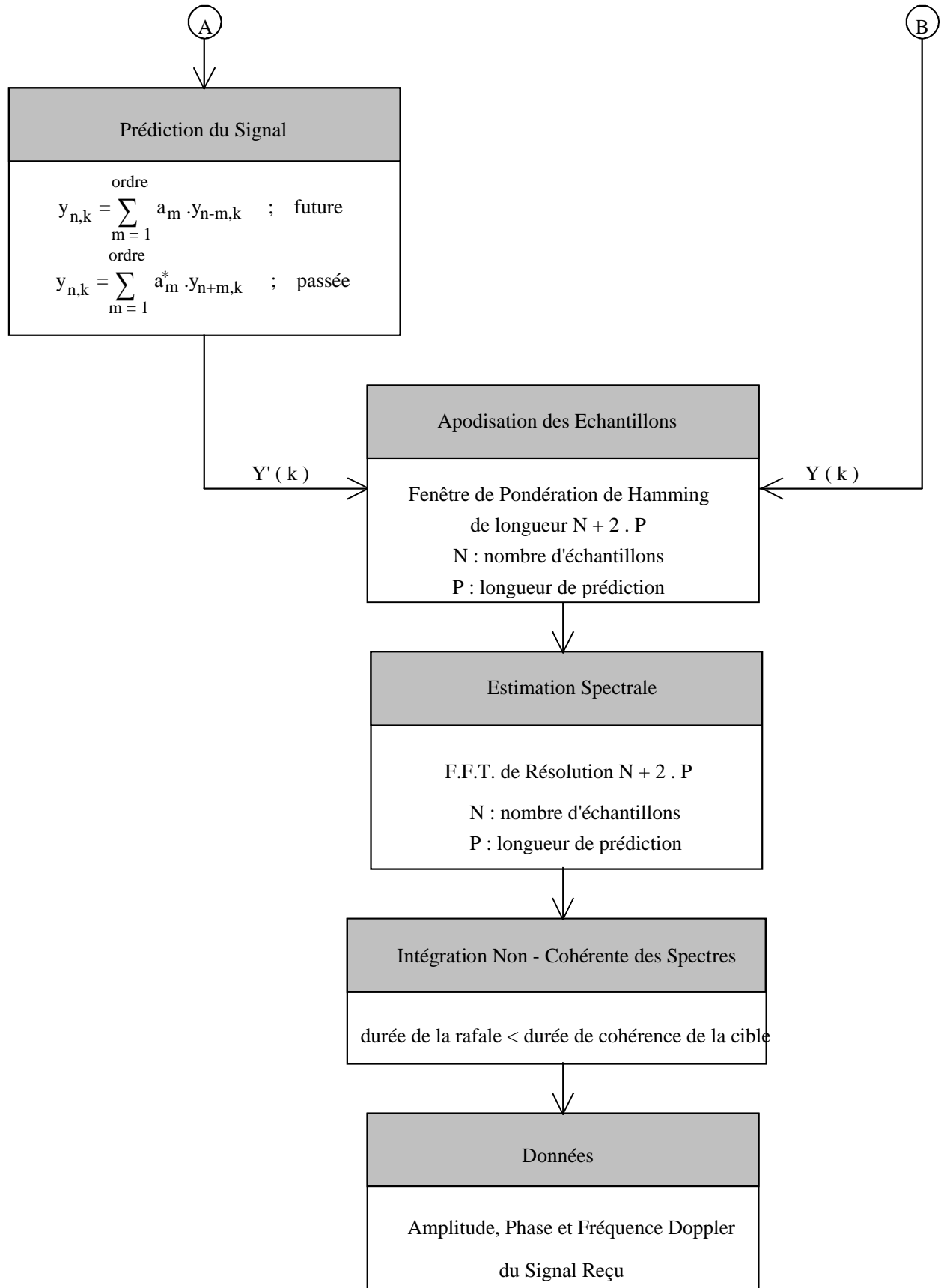


Figure II.4.17 : Algorithme de traitement des signaux de la maquette M.O.S.A.R.

CHAPITRE II.5 : CALIBRAGE DU SYSTEME

II.5.1) INTRODUCTION

L'architecture de la maquette M.O.S.A.R. est constituée d'un nombre important de structures parallèles, et d'antennes d'émission/réception assemblées en réseaux. Le calibrage a pour objectif de compenser les différences en amplitude et en phase, entre ces structures et entre les antennes.

Pour bien analyser le problème, il est nécessaire de le séparer en deux parties : le calibrage de type « électronique » et le calibrage de type « électromagnétique ».

Pour le calibrage « électronique », nous évaluons les différences d'amplitude et de phase, entre les structures constituant les systèmes d'émission et de réception. Dans ce cas, les antennes ne sont pas prises en compte.

Avec l'expérience, il s'avère que pour un même signal venant d'une direction donnée, les antennes ont un comportement différent. Une amélioration du calibrage « électronique » qui prend en compte le comportement des antennes doit donc être envisagée. C'est ce que nous appelons le calibrage « électromagnétique ».

Dans la répartition des études du projet entre les différents prestataires, la définition de méthodes de calibrage a été confiée à la société THOMSON C.S.F./S.D.C.

De notre côté, nous avons envisagé le problème et développé au laboratoire, une méthode de calibrage originale, qui est présentée dans les paragraphes suivants. Cette méthode, bien que donnant des résultats de simulation encourageants, n'a malheureusement pas été confrontée à la réalité. Sa robustesse reste donc à éprouver.

II.5.2) CALIBRAGE ELECTRONIQUE

Comme nous l'avons dit précédemment, par calibrage électronique, nous entendons la mise aux normes d'amplitude et de phase des différentes structures parallèles des systèmes d'émission et de réception.

Une première série de mesures en fonction de la fréquence a été faite au laboratoire. Ces dispersions ont été quantifiées pour chaque bloc (cf. chapitres précédents) puis pour l'ensemble des systèmes d'émission et de réception (figure II.5.1). A titre indicatif, les résultats de ces mesures sont donnés pour certaines fréquences, dans les tableaux ci-dessous :

- Système d'émission :

Fréquence (MHz)	20	25	30	35	40	45	50	55	60
Amplitude (dB)	- 1.3	- 1.6	- 2.4	- 2.2	- 1.2	- 0.6	- 1.2	- 1.6	- 1.6
Phase (degrés)	68	102	102	- 66	70	- 35	51	44	38

Fréquence (MHz)	65	70	75	80	85	90	95	100
Amplitude (dB)	- 1.8	- 1.7	- 1.2	- 1.7	- 2.1	- 1.7	- 0.9	0
Phase (degrés)	18	- 13	-7	- 50	- 60	- 65.3	- 100	- 101

(Remarque : la voie N°1 est prise comme référence).

- Système de réception :

Fréquence (MHz)		20	25	30	35	40	45	50	55	60
Amplitude (dB)	Δ 2/1	0.3	0.8	1.1	1.2	0.6	- 0.2	- 0.3	- 0.2	0
	Δ 3/1	0.5	0.3	0.5	0.6	0.5	0.3	0.3	-0.2	0
	Δ 4/1	0.1	0.6	0.9	0.8	0	- 1	- 1.2	- 0.7	- 0.6
Phase (degrés)	Δ 2/1	0	0	0	0	0	7	10	10	10
	Δ 3/1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	Δ 4/1	- 18	- 18	- 17	- 13	- 7	- 6	- 8	- 7	- 5

Fréquence (MHz)		65	70	75	80	85	90	95	100
Amplitude (dB)	Δ 2/1	0.2	0.1	- 0.3	- 0.6	- 0.9	- 0.9	- 0.6	- 0.7
	Δ 3/1	- 0.1	- 0.1	0.2	0.5	0.7	0.6	0.6	0.6
	Δ 4/1	- 0.1	0	- 0.2	- 0.4	- 0.8	- 1	- 0.7	- 0.7

Fréquence (MHz)		65	70	75	80	85	90	95	100
Phase (degrés)	$\Delta 2/1$	10	10	10	10	12	10	10	10
	$\Delta 3/1$	0	0	0	0	0	0	0	0
	$\Delta 4/1$	- 4	- 4	- 3	- 5	- 10	- 17	- 20	- 20

(Remarque : la voie N°1 est prise comme référence, Δ n° de voie/1).

Tableau II.5.1 : Dispersion en amplitude et en phase, entre les voies du système d'émission et du système de réception.

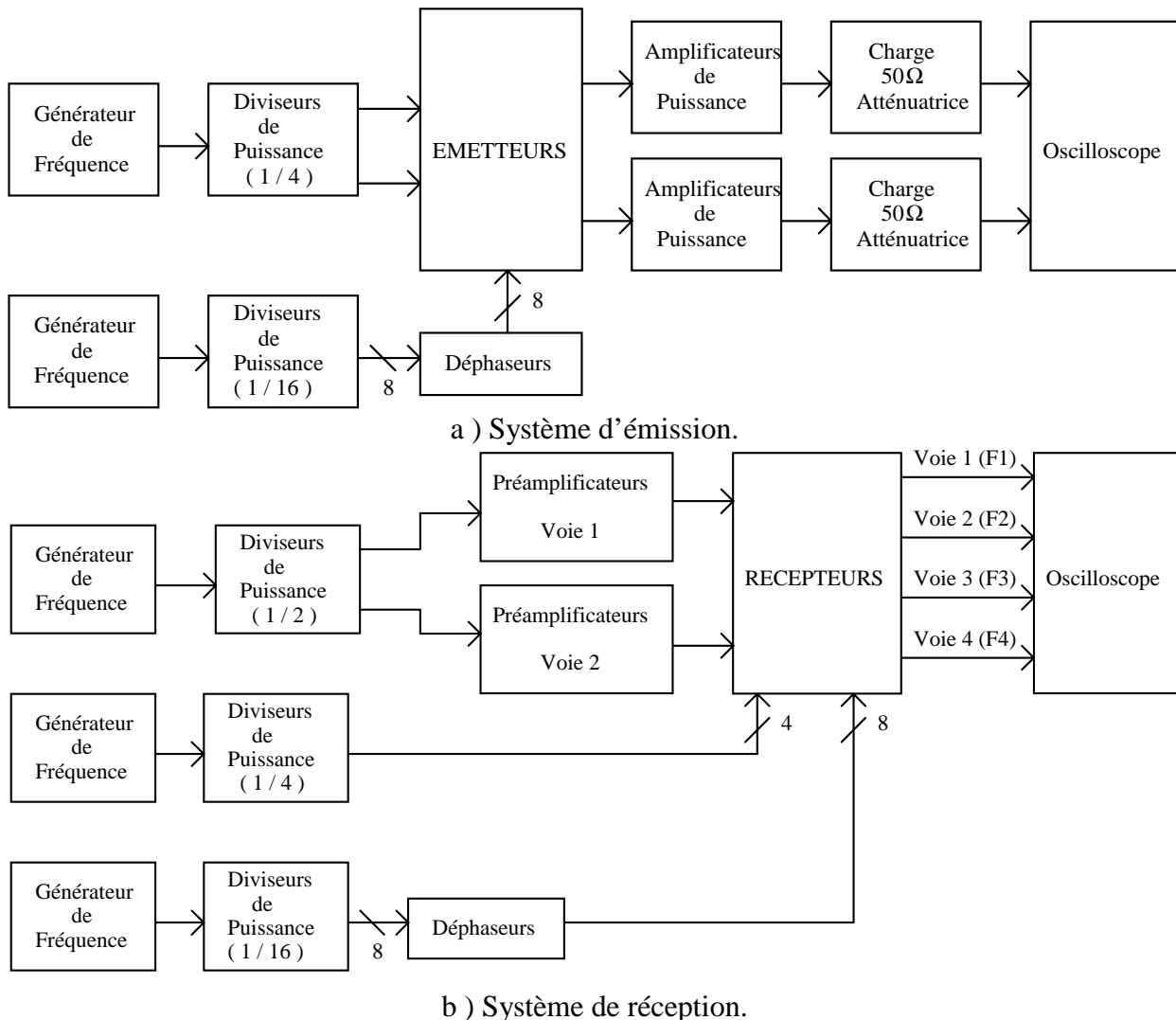


Figure II.5.1 : Montage expérimental pour le calibrage électronique des systèmes d'émission (a) et de réception (b).

La correction des dispersions en amplitude pour le système d'émission, ne peut être faite matériellement car les oscillateurs sont aussi utilisés pour la réception. La mise aux normes d'amplitude s'effectue donc a posteriori lors du calcul du bilan de puissance. La dispersion en phase est corrigée par l'intermédiaire de la commande numérique des déphaseurs. L'erreur dans ce cas n'excède pas $\pm 1/2$ L.S.B., c'est à dire $\pm 0.7^\circ$.

Pour le système de réception, des fichiers de correction sont créés pour toutes les voies, en fonction de la fréquence, suivant le principe développé dans [84]. La fonction de transfert de chaque voie est assimilée à un gain complexe $V_n(f) = |V_n(f)| \times e^{j\phi_n}$. En choisissant la voie 1 comme référence, il faut multiplier $V_n(f)$ par le coefficient Z_n :

$$V'_n(f) = Z_n \cdot V_n(f) = V_1(f) \quad \Rightarrow \quad Z_n(f) = \frac{V_1(f)}{V_n(f)} \cdot e^{+j(\phi_1 - \phi_n)}$$

La bande de fréquence en sortie du récepteur, est de 25 kHz. Nous supposons que dans cette plage, les variations de Z_n en fonction de la fréquence, sont négligeables.

Pour une fréquence de réception donnée, les fichiers de correction Z_n sont enregistrés afin de corriger ultérieurement les données acquises associées à cette fréquence.

De plus, un récepteur utilise des signaux issus de deux antennes distinctes. Une mise aux normes en amplitude et en phase, doit aussi être effectuée entre ces deux sous-voies.

Le calibrage en phase s'effectue par l'intermédiaire des déphaseurs. Nous supposons que les signaux des deux sous-voies, sont en phase lorsque le signal à la sortie du récepteur est maximum. Les corrections ainsi obtenues sont alors prises en compte dans la commande numérique des déphaseurs.

Afin de remédier aux dérives du système dans le temps, une procédure de calibrage sera lancée pour chaque expérimentation. Cette procédure qui est fonction de la fréquence, s'applique uniquement au système de réception.

Comme il est indiqué à la figure II.5.2, des relais commandés informatiquement commutent un signal « test » à la sortie des antennes de réception. Les déphaseurs sont incrémentés pour maximiser le signal en sortie de chaque récepteur. Les signaux V_n sont ensuite comparés et les fichiers de correction Z_n , créés. Il est évident que cette procédure sera refaite pour chaque changement de fréquence d'émission.

Toutes les procédures qui viennent d'être décrites, concernent la mise aux normes d'amplitude et de phase des systèmes d'émission et de réception, sans les antennes. Nous allons aborder maintenant le problème du calibrage du système dans sa globalité.

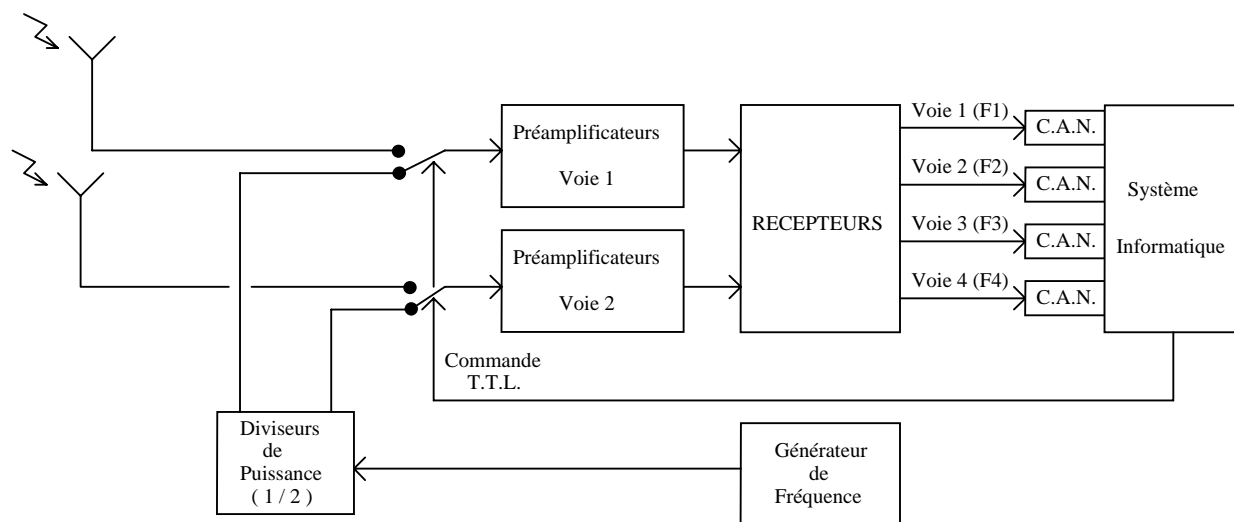


Figure II.5.2 : Calibrage électronique du système de réception.

II.5.3) CALIBRAGE ELECTROMAGNETIQUE

II.5.3.1) Introduction

Le calibrage « électromagnétique » va permettre d'éliminer les disparités de gain et de phase liées aux différences des antennes. Il est à noter que le comportement de chaque

antenne, donc de leurs différences aussi, varie en fonction de plusieurs paramètres dont principalement, la fréquence et la direction d'arrivée de l'onde (élévation, azimut). Le problème du calibrage « électromagnétique » est donc de générer une onde sur les antennes ayant une fréquence et une direction variables afin de quantifier les différences entre les capteurs. Nous avons dans ce cas, un problème à trois dimensions, l'idéal étant de calibrer directement à partir du signal rétrodiffusé par la cible. C'est ce que l'on appelle « l'autocalibrage ».

Pour simplifier ce problème, une approximation peut être faite en utilisant des éléments extérieurs aux réseaux à calibrer. Dans ce cas, la correction ne sera « exacte » que pour une direction donnée dans l'espace.

On peut distinguer deux façons de procéder :

- l'utilisation d'éléments passifs (cibles étalons),
- l'utilisation d'éléments actifs (émetteur-récepteur).

L'utilisation d'éléments passifs pour calibrer les réseaux [85], nécessite la disposition dans des directions différentes de cibles étalons dont les sections efficaces radar S.E.R., sont parfaitement connues. Cette technique impose aussi une connaissance des propriétés électriques du sol environnant. Le calibrage effectué dans ce cas est « absolu ». Les objets communément utilisés, sont :

- la sphère,
- le dièdre,
- le trièdre.

Hors mis la sphère, les autres cibles canoniques présentent des inconvénients majeurs. Elles nécessitent d'être orientées avec précision, et surtout, il faut que leurs S.E.R. soient parfaitement connues pour les longueurs d'onde utilisées.

L'autre méthode de calibrage, consiste à utiliser un émetteur et un récepteur se trouvant en champ lointain par rapport au radar, pour calibrer respectivement les réseaux d'émission et de réception. Cette technique est intéressante si le radar et les systèmes de calibrage sont parfaitement cohérents en phase. Pour cela, ils doivent être synchronisés par une même référence. Habituellement, cette tâche est réalisée à l'aide de récepteurs de type G.P.S.⁶⁷. Dans ce cas, le calibrage obtenu est « absolu ».

Les antennes qui servent au calibrage n'ont pas besoin de posséder une bonne pureté de polarisation si nous supposons que la dépolarisation apportée est la même pour toutes les antennes à calibrer. Cela facilite donc la mise en oeuvre de cette technique.

De notre côté, nous avons développé une méthode de calibrage [87] ne faisant appel à aucun élément extérieur aux réseaux. Cette méthode bien qu'elle permette de calibrer en temps réel, ne peut être assimilée à un algorithme d'autocalibrage, d'où sa dénomination de méthode « hybride ».

En effet, le traitement ne s'effectue pas directement mais seulement à partir des signaux rétrodiffusés par la cible. Nous utilisons aussi les déphaseurs des systèmes d'émission et de réception. Nous disposons ainsi de plusieurs mesures qui nous permettent de remonter aux inconnues recherchées.

[II.5.3.2 \) Méthode « Hybride » \[87\]](#)

En supposant les gains d'antenne en espace libre et la position des cibles connues, nous pouvons écrire le signal sur chaque antenne sous la forme :

⁶⁷ G.P.S. : Global Positioning System.

$$\left. \begin{array}{l} \text{antenne 1 : } S_1 = A \cdot e^{j\phi} \cdot G_1 \cdot e^{j\phi_1} \cdot \rho_1 \cdot e^{j\psi_1} \\ \text{antenne 2 : } S_2 = A \cdot e^{j\phi} \cdot G_2 \cdot e^{j\phi_2} \cdot \rho_2 \cdot e^{j\psi_2} \end{array} \right\}$$

avec : $A \cdot e^{j\phi}$, la fonction caractéristique de la cible, prenant en compte le gain des antennes en espace libre et les pertes liées à la propagation,

$G_i \cdot e^{j\phi_i}$, les gains complexes de perturbation ($1 \leq i \leq 2$),

$\rho_i \cdot e^{j\psi_i}$, les gains complexes dus à la somme de l'onde directe et de l'onde réfléchiée sur le sol.

Le signal total va donc s'écrire :

$$S = A \cdot e^{j\phi} \cdot (G_1 \cdot e^{j\phi_1} \cdot \rho_1 \cdot e^{j\psi_1} + G_2 \cdot e^{j\phi_2} \cdot \rho_2 \cdot e^{j\psi_2})$$

Soit :

$$S = A' \cdot e^{j\phi'} \cdot (1 + G \cdot e^{j\phi_g})$$

Les inconnues que nous allons chercher à déterminer sont G et ϕ_g . Le calibrage dans ce cas, est donc « relatif ».

Deux mesures du signal S sont effectuées en faisant varier la phase sur l'antenne 2 (S_2). Il est à noter que l'intervalle de temps entre les deux mesures doit être inférieur à la durée de cohérence de la cible. Nous avons donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{t_1} = A' \cdot e^{j\phi'} \cdot (1 + G \cdot e^{j\phi_g}) \\ S_{t_2} = A' \cdot e^{j\phi'} \cdot (1 + G \cdot e^{j\phi_g} \cdot e^{j\delta}) \end{array} \right.$$

avec δ , la variation de phase appliquée sur l'antenne 2.

Soit :

$$G \cdot e^{j\phi_g} = \frac{\frac{S_{t_1}}{S_{t_2}} - 1}{1 - \frac{S_{t_1}}{S_{t_2}} \cdot e^{j\delta}}$$

A priori, la valeur de la phase δ peut être prise quelconque à condition que le gain du réseau dans la direction de visée n'ait pas varié.

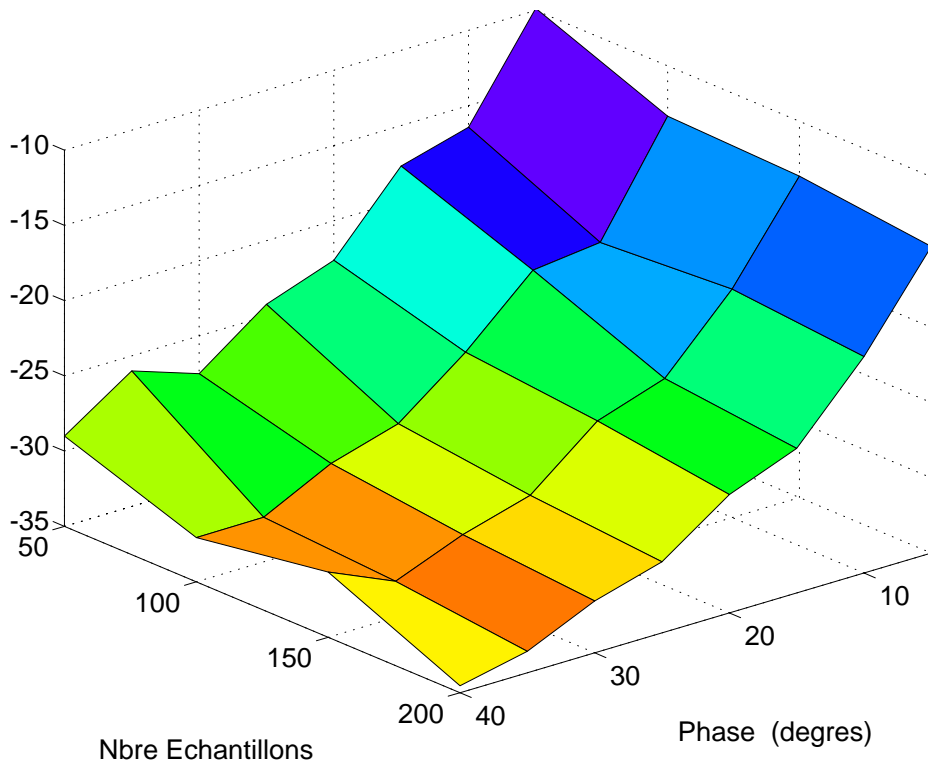
Grâce à cette dernière équation, il est alors possible de déterminer G et ϕ_g à partir des amplitudes et phases des signaux S_{t_1} et S_{t_2} , calculés par F.F.T.

La robustesse de cette technique va donc dépendre de trois paramètres :

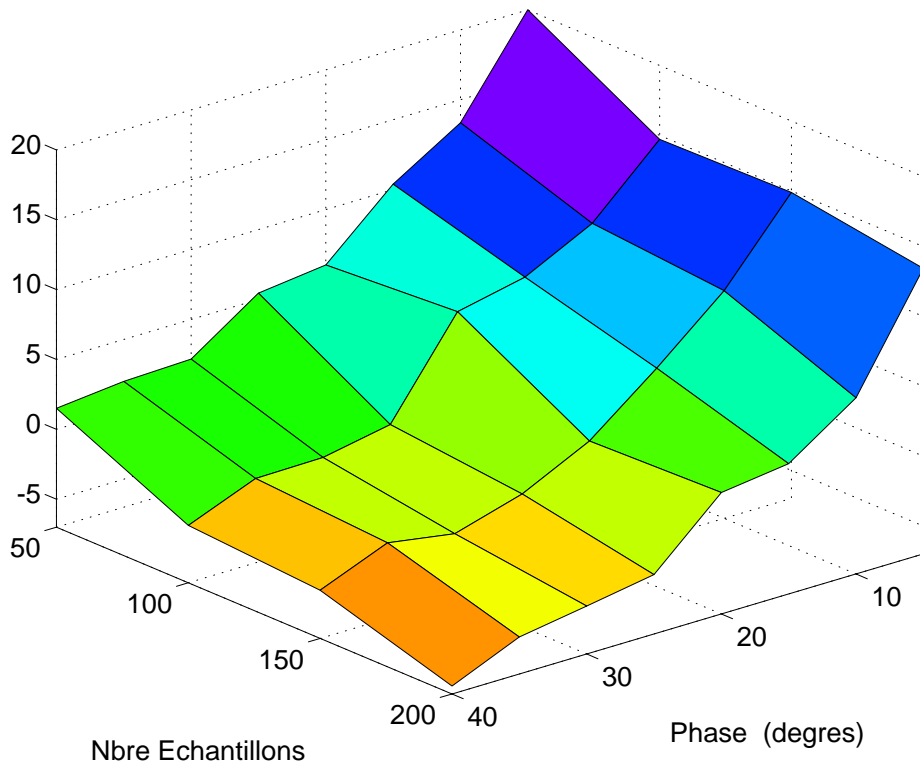
- le rapport signal à bruit,
- la valeur de la phase δ ,
- le nombre d'échantillons utilisés pour la F.F.T.

Les quatre courbes suivantes (figures II.5.3 et II.5.4) représentent la variance de G et de ϕ_g en fonction du rapport signal à bruit, du nombre d'échantillons et de la phase appliquée sur l'antenne 2. Pour une question d'échelle, les variances du gain et de la phase sont converties en dB par :

$$\text{var} (X)_{\text{dB}} = 10 \cdot \log (\text{var} X)$$

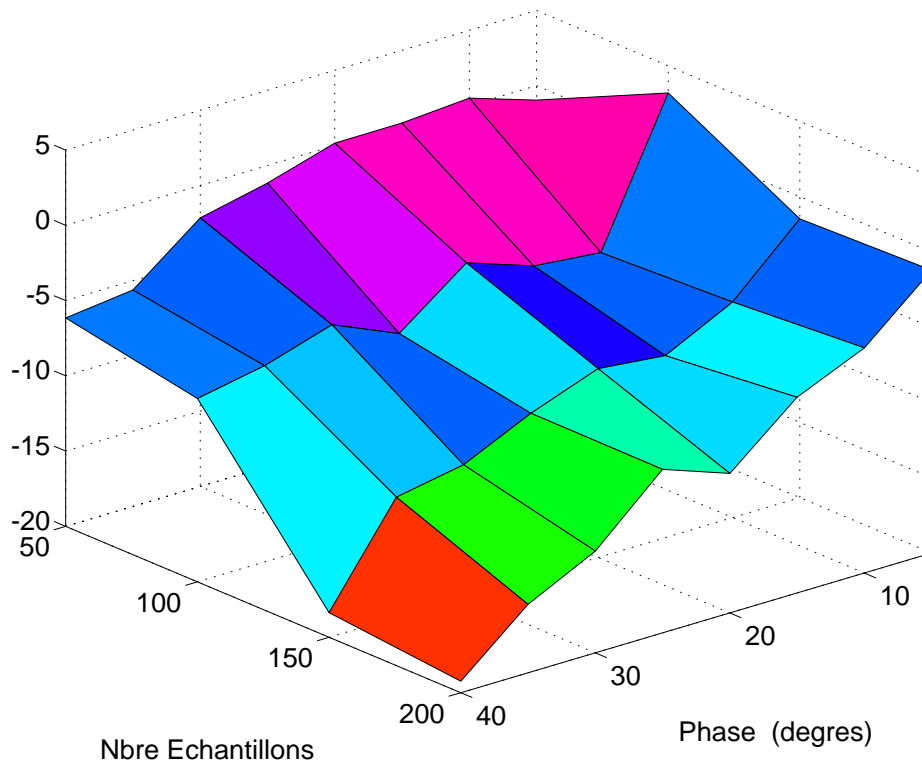


a) variance de G .

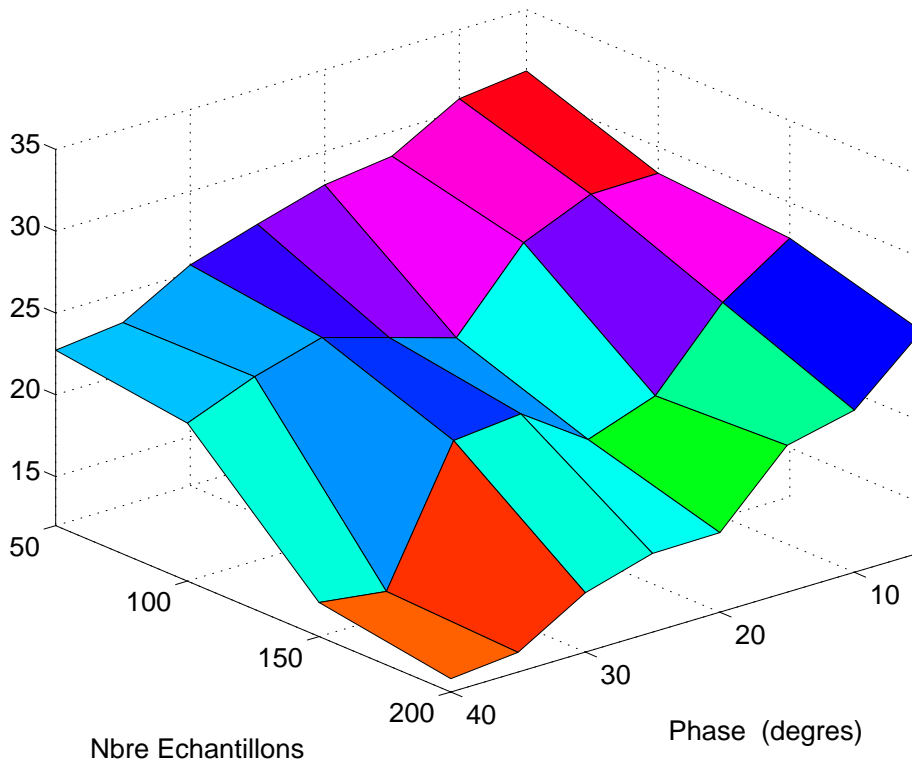


b) Variance de ϕ_g .

Figure II.5.3 : Variance de G et de ϕ_g en fonction de la phase δ et du nombre d'échantillons - Rapport signal à bruit = 30 dB.



a) variance de G.



b) Variance de ϕ_g .

Figure II.5.4 : Variance de G et de ϕ_g en fonction de la phase δ et du nombre d'échantillons - Rapport signal à bruit = 10 dB.

Nous constatons que plus le déphasage appliqué δ est important, meilleurs sont les résultats. De même, une augmentation du rapport signal à bruit et du nombre d'échantillons utilisés dans la F.F.T., diminue la variance de G et ϕ_g .

Dans la configuration de réseaux d'antennes que nous utilisons, la largeur du lobe principal est d'environ 20° . Après examen de l'effet des phases sur la direction de visée des réseaux d'antennes (figures II.1.20 à II.1.23), il apparaît qu'un dépointage de 5° correspond environ à une variation de phase de 30° sur l'antenne 2. Ce qui nous donne comme résultats pour un traitement sur 200 échantillons :

$$-\frac{S}{B} = 30 \text{ dB} \Rightarrow \begin{cases} \text{var}(G) = -25.4 \text{ dB} \approx 0.003 \\ \text{var}(\phi_g) = -3.6 \text{ dB} \cdot ^\circ \approx 0.44^\circ \end{cases}$$

$$-\frac{S}{B} = 10 \text{ dB} \Rightarrow \begin{cases} \text{var}(G) = -13.2 \text{ dB} \approx 0.05 \\ \text{var}(\phi_g) = 15.6 \text{ dB} \cdot ^\circ \approx 36.3^\circ \end{cases}$$

II.5.4) CONCLUSION

Comme nous l'avons dit précédemment, la méthode que nous venons de décrire, n'a malheureusement pas pu être testée in-situ. Malgré les résultats encourageants qu'elle fournit, sa robustesse reste à éprouver.

Cette méthode présente l'inconvénient de ne calibrer que relativement, en estimant le gain complexe $G \cdot e^{j\phi_g}$. Par contre, si ce gain s'avérait important lors du calibrage du radar, l'utilisation d'une méthode de calibrage « absolu », sera nécessaire.

La méthode dans ce cas, pourrait être celle utilisant des émetteurs-récepteurs se trouvant en champ lointain par rapport au radar, avec les inconvénients décrits au paragraphe II.5.3.1.

CHAPITRE II.6 : CARACTERISATION DU SYSTEME RADAR

II.6.1) INTRODUCTION

Le but de ce chapitre est de présenter les performances du radar à travers les différents systèmes qui le constituent. C'est-à-dire :

- l'émission,
- la réception,
- l'acquisition,
- le traitement des signaux acquis.

Des procédures de test nous permettent de définir les limites matérielles et logicielles du radar.

II.6.2) DESCRIPTION DU RADAR

L'objectif principal du radar M.O.S.A.R., est la mesure de S.E.R. de cibles aériennes dans la bande V.H.F. basse (20 - 100 MHz). C'est un système à émission multifréquence qui détermine l'amplitude, la phase et la fréquence Doppler des signaux rétrodiffusés par un avion [88][89]. A l'heure actuelle, seule la polarisation horizontale est mise en oeuvre. Le banc de mesure du radar M.O.S.A.R. (figure II.6.1) s'articule autour de quatre organes :

- le système d'émission : c'est la partie matérielle qui permet l'émission multifréquence,

- le système de réception : c'est l'ensemble qui détecte et isole l'information utile rétrodiffusée par la cible,
- le système d'acquisition : c'est le dernier maillon matériel qui convertit le signal analogique en sortie de récepteur, sous forme numérique,
- le traitement de l'information : c'est la partie logicielle qui extrait en temps différé les paramètres recherchés.



Figure II.6.1 : Vue actuelle du banc de mesure du radar M.O.S.A.R.

La constitution matérielle du radar est la suivante :

- 1 réseau d'émission et 1 réseau de réception, croisés sur deux mâts distants de 10 mètres. Chaque réseau est constitué de deux antennes log-périodiques orientées vers le Nord,
- 2 préamplificateurs d'antennes calibrés en amplitude et en phase,
- 4 câbles coaxiaux 50 Ω de 60 mètres de longueur et d'atténuation 0.7 dB chacun,
- 2 amplificateurs de puissance de 1 kW,
- 2 émetteurs calibrés en phase,
- 4 récepteurs cohérents à double changement de fréquence,
- 1 matrice de 16 déphaseurs à commande numérique, utilisée pour la conformation des réseaux d'antennes,
- 1 carte d'acquisition de 4 voies simultanées,
- 1 carte de synchronisation du cycle radar,
- 1 carte de lecture des informations du radar auxiliaire,
- 1 carte processeur qui gère le transfert et le stockage des acquisitions,
- 1 terminal WYSE, pour le lancement du programme de gestion des acquisitions,

- 1 interface V.M.E./M.X.I - M.X.I/S.Bus entre l'ordinateur et le rack V.M.E.,
- 3 synthétiseurs (Marconi 2030 et Rhode & Schwarz SMX), synchronisés extérieurement entre eux, qui génèrent les fréquences d'émission,
- 2 synthétiseurs (HP 8656B et HP 8643A), utilisés respectivement comme oscillateurs locaux à l'émission et à la réception,
- 1 station de travail SUN SPARC 10 modèle 51 qui gère l'ensemble du système.

II.6.3) LIMITES TECHNOLOGIQUES DU RADAR

II.6.3.1) Système d'Emission

Dans le tableau II.6.1 de la page suivante, les paramètres mesurés caractérisant le système d'émission sont donnés. Dans la version « finale » du radar, certaines caractéristiques seront modifiées et notamment, la polarisation verticale sera ajoutée.

Pour illustrer ces caractéristiques, nous donnons à titre d'exemple l'allure du signal contenu dans une impulsion (figure II.6.2).

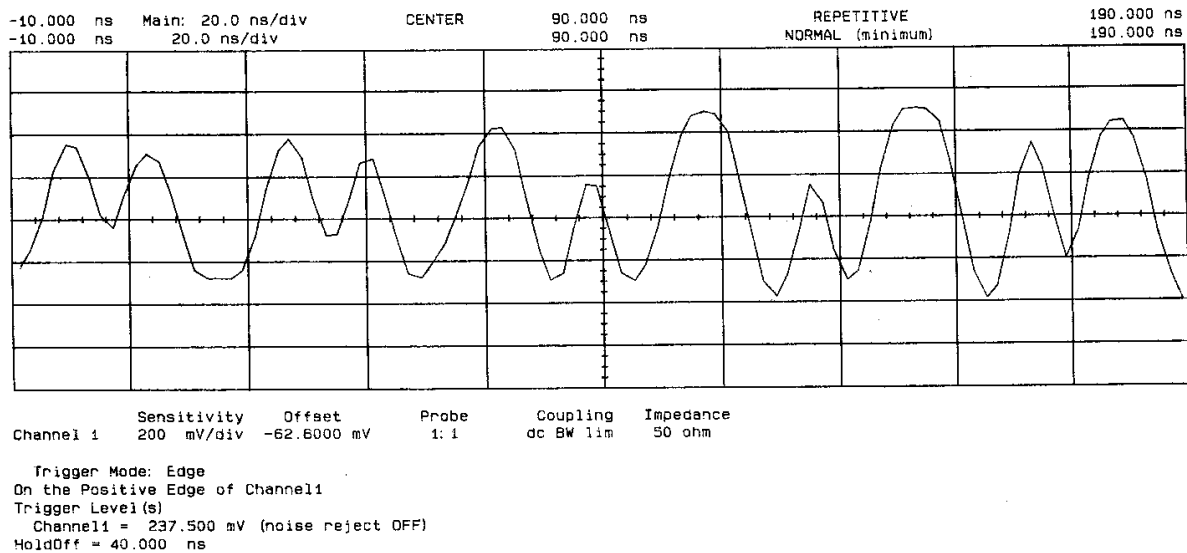


Figure II.6.2 : Allure du signal contenu dans une impulsion émise avec 3 fréquences (30, 55 et 80 MHz).

Caractéristiques	Système Actuel	Commentaires
Bande de fréquence	28-100 MHz	figure II.1.17
Polarisation	horizontale	
Gain de réseau d'antenne	9 dB ± 3 dB	figure II.1.10a
Ouverture à - 3 dB du lobe	≈ 20°	figure II.1.15
Couverture angulaire	élévation : + 5° à + 60° azimut : - 60° à + 60°	figure II.1.10a
Taux d'ondes stationnaires	1.4 ± 0.3 : 1	figure II.1.17

Nombre de fréquences	2	
Puissance maximale	2 kW	§ II.2.1.3
Puissance moyenne	200 W	
Gain	70 dB \pm 3 dB	figure II.2.5
Dispersions entre sorties	amplitude : \pm 1,5 dB phase : \pm 0,7°	
Largeur de l'impulsion	40 μ s nominale	réglable de 20 à 160 μ s, § I.4.1.2 et § II.3.2.5
Période de récurrence nominale	400 μ s nominale	réglable de 20 μ s à 2.56 ms, § I.4.1.2 et § II.3.2.5
Rapport cyclique maximal	10%	
Rapport on/off	\approx 130 dB	§ II.2.1.4
Bande de fréquence instantanée	25 kHz	§ I.4.1.2
Distance aveugle	6 km	§ I.4.1.2
Portée maximale sans ambiguïté	60 km	§ I.4.1.4
Produit d'intermodulation d'ordre 3	- 16.8 dB à 20 MHz - 15.6 dB à 50 MHz - 17.9 dB à 80 MHz	§ II.2.1.3, $\Delta f = 1$ MHz

Tableau II.6.1 : Caractéristiques mesurées du système d'émission.

Le choix des fréquences émises et leur nombre, se fait de manière souple à travers une face-avant graphique (figure II.3.7). Le pas minimum choisi est de 1 kHz. Le niveau de sortie des synthétiseurs de fréquence est fixé à + 7 dBm. Le niveau de sortie de l'oscillateur local permet d'ajuster la puissance émise sur une fréquence.

II.6.3.2) Système de Réception

De la même façon que précédemment, les caractéristiques du système de réception, sont résumées dans le tableau ci-dessous :

Caractéristiques	Système Actuel	Commentaires
Bande de fréquence	28-100 MHz	figure II.1.17
Polarisation	horizontale	
Gain de réseau d'antenne	9 dB \pm 3 dB	figure II.1.11a
Ouverture du lobe à -30 dB	\approx 20°	figure II.1.15

Couverture angulaire	élévation : +5° à + 60° azimut : - 60° à + 60°	figure II.1.11a
Taux d'ondes stationnaires	1.4 ± 0.3 : 1	figure II.1.17
Nombre de fréquences discriminées	4	
Niveau minimum d'entrée	- 140 dBm	figure II.6.4
Niveau maximum d'entrée	- 70 dBm	§ II.2.2.3
Dynamique de sortie	± 10 V	
Gain	100 dB ± 0,8 dB	§ II.2.2.3
Produit d'intermodulation d'ordre 3	- 47.5 dB à 30 MHz - 46 dB à 60 MHz - 44.8 dB à 90 MHz	figure II.6.5, $\Delta f = 1$ kHz
Facteur de bruit	5 dB	figure II.6.6
Retard de groupe	30 μ s	
Linéarité en phase	11° / kHz	
Bande passante de sortie	25 kHz	figure II.6.3
Bande passante F.I.	70 kHz	figure II.2.28
Fréquence de sortie	75 kHz	§ II.2.2.4.4
Fréquence F.I.	112 MHz	§ II.2.2.4.4
Réjection fréquence image	> 100 dB	
Réjection fréquence F.I.	> 100 dB	

Tableau II.6.2 : Caractéristiques mesurées du système de réception.

Dans les figures suivantes, nous donnons les courbes mesurées caractérisant certains paramètres du récepteur tels que : la bande passante du récepteur (figure II.6.3), le spectre en sortie de récepteur d'un signal test (figure II.6.4), la réponse du récepteur lorsqu'il est excité par deux sinusoïdes espacées de 1 kHz (figure II.6.5) et la puissance de bruit mesurée en sortie (figure II. 6.6).

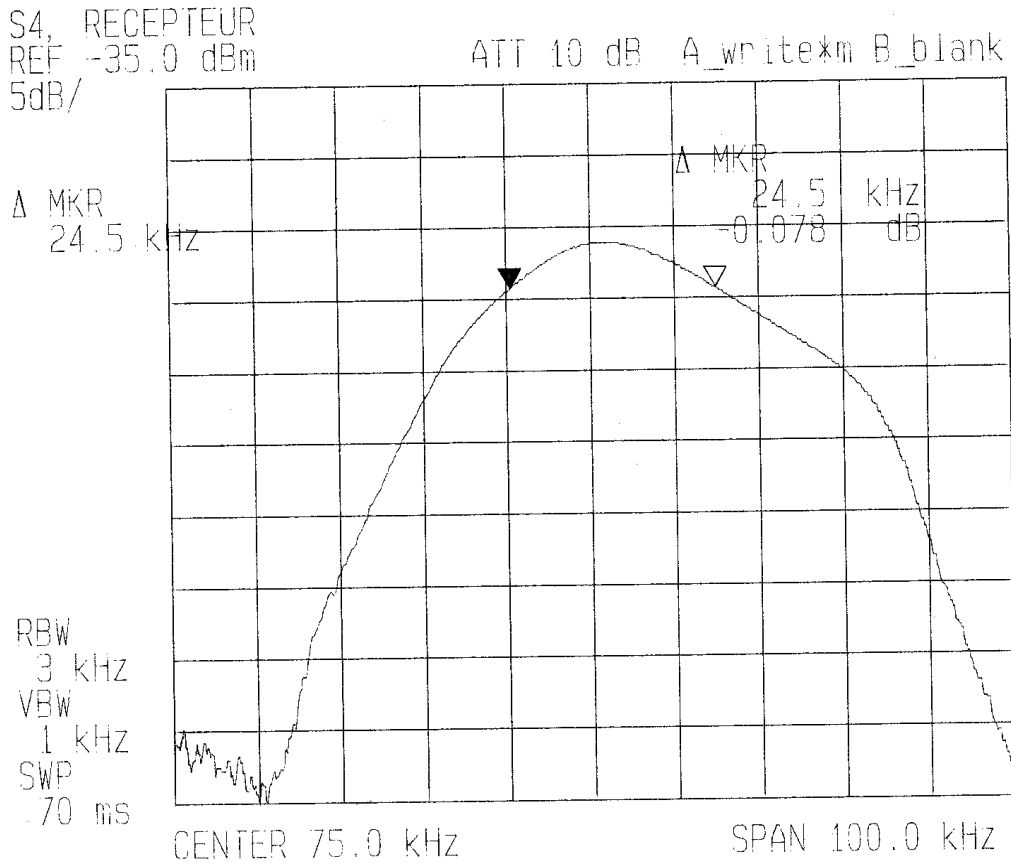


Figure II.6.3 : Bande passante en sortie du système de réception.

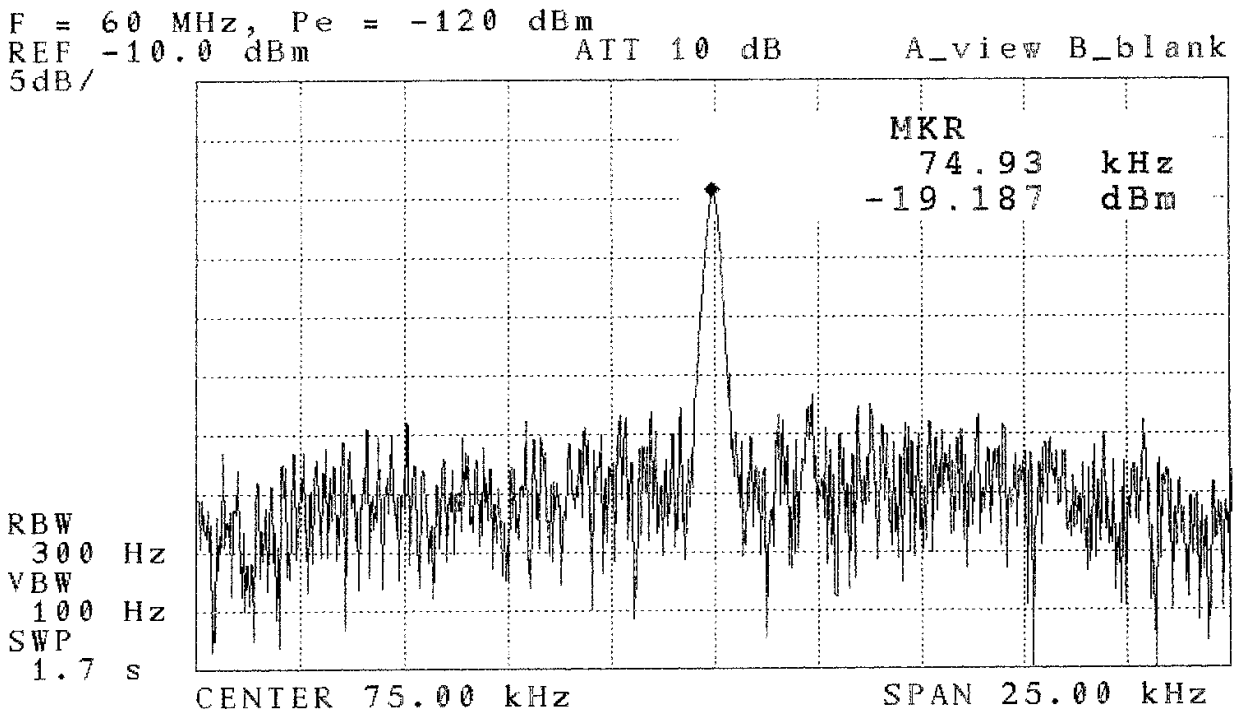


Figure II.6.4 : Spectre en sortie du récepteur d'un signal test ($P_r = -120$ dBm; $f = 60$ MHz).

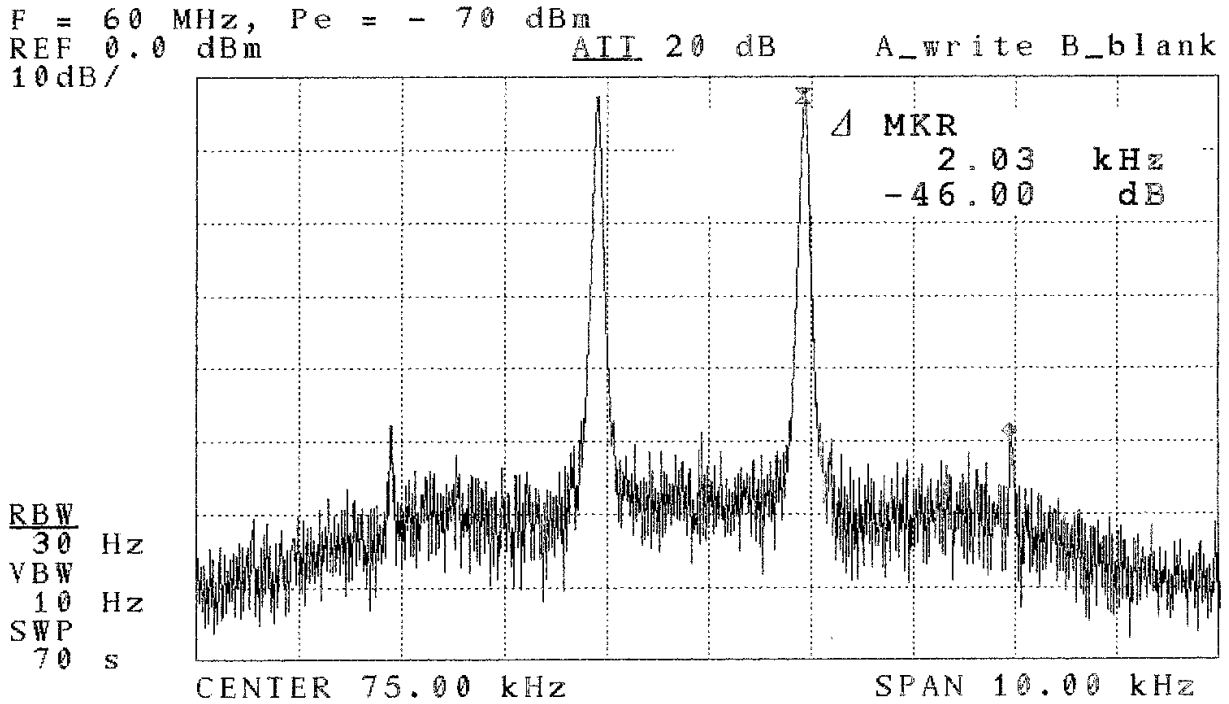


Figure II.6.5 : Réponse fréquentielle du système de réception excité par 2 sinusoïdes espacées de 1 kHz ($P_r = -70$ dBm; $f = 60$ MHz).

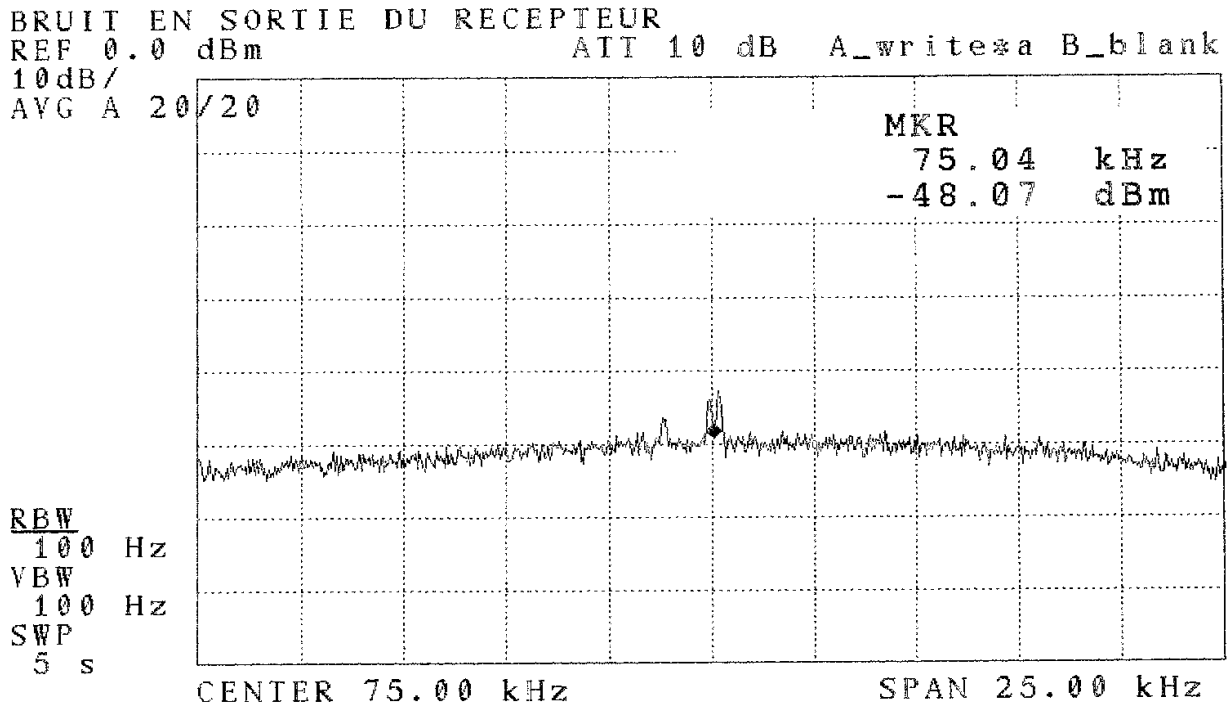


Figure II.6.6 : Puissance de bruit mesurée en sortie du récepteur dans une bande de 100 Hz (entrées chargées sur 50 Ω).

II.6.3.3) Système d'Acquisition

Le système d'acquisition des signaux possède les caractéristiques suivantes :

- fréquence d'échantillonnage : 100 kHz/voie pour une bande de 25 kHz,
- résolution de conversion : 12 bits, soit une dynamique de 72.24 dB,
- nombre de voies : 4,
- débit pour des portes de 100 μ s d'acquisition : 50 ko/s par voie,
- temps maximal d'enregistrement pour une voie : 20 secondes.

Le dernier paramètre peut paraître restrictif. Il est fixé par la taille mémoire (4 Mo) de la carte P.C. gérant le stockage des acquisitions. Lorsque la capacité maximale est atteinte, les données sont transférées sur le disque dur de l'ordinateur via un bus S.C.S.I. à 2 Mo/s. Il faut donc approximativement un arrêt de 2 secondes toutes les 20 secondes. Ce paramètre qui d'un premier abord paraît limitatif, est à mettre en comparaison avec le temps moyen de présence d'une cible dans une case distance, calculé au paragraphe II.3.1.3, qui est de 18 s.

II.6.4) LIMITES LOGICIELLES DU SYSTEME

Les exemples de simulation à partir d'un modèle de signal reçu, permettent d'étudier la validité des différents modules de traitements. Le nombre de paramètres (puissance reçue, fréquence d'utilisation, fréquence Doppler, ...) pour générer le signal étant important, ce qui suit ne constitue qu'une illustration des limites du radar.

Les conditions générales de simulation sont les suivantes :

- fréquence : 40 MHz,
- largeur d'impulsion : 40 μ s,
- période de récurrence : 400 μ s,
- position de la cible : 200 μ s (30 km),
- début de l'acquisition : 100 μ s,
- fin de l'acquisition : 300 μ s,
- nombre d'échantillons par récurrence : 20.

Les différentes simulations ont été effectuées pour la détermination de la fréquence Doppler. Nous avons supposé que les erreurs sur l'amplitude et la phase occasionnées par les différents paramètres caractérisant le traitement (postintégration, ordre du modèle A.R., ...), sont du même ordre de grandeur que celles sur la fréquence Doppler.

II.6.4.1) Influence de l'Ordre du Modèle A.R.

Le choix de l'ordre du modèle A.R. est un aspect important dans les méthodes d'analyse spectrale. Pour cela, différents critères existent et ont été décrits au paragraphe II.4.3.4. De notre côté, nous avons essayé d'évaluer la variation de la fréquence Doppler en fonction de l'ordre M du modèle, pour différents rapports signal à bruit.

Les conditions supplémentaires de simulation, sont :

- fréquence Doppler théorique : 40 Hz,
- rapport signal à bruit : 10 dB,
- longueur de prédiction : 100 % du nombre d'impulsions.

La variation du rapport signal à bruit est effectuée par le biais du nombre d'impulsions utilisé dans la postintégration cohérente.(§ II.4.2).

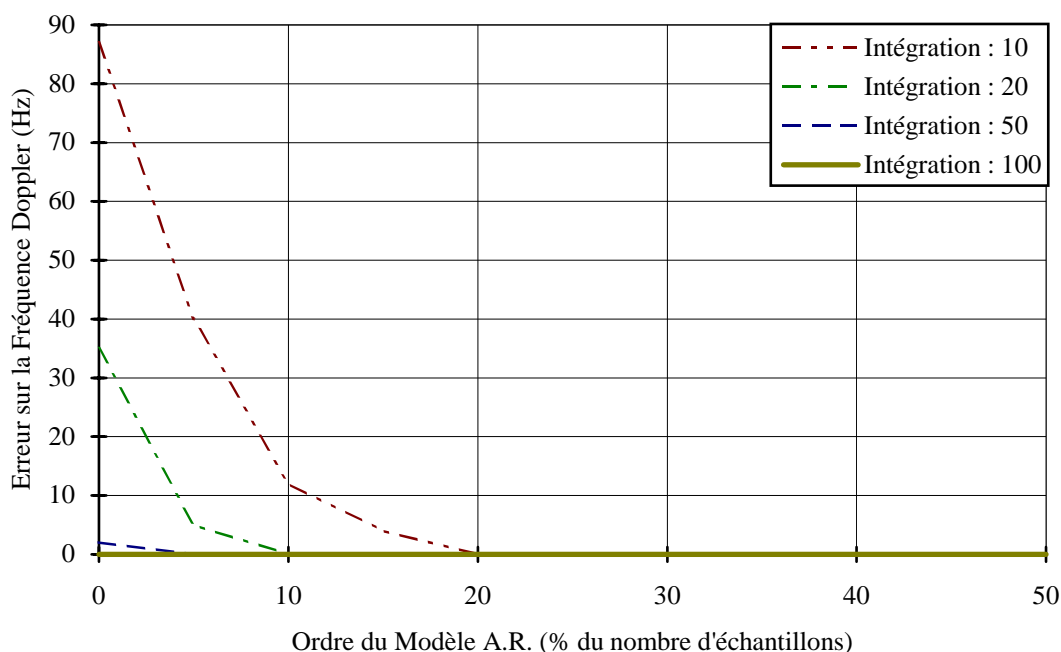


Figure II.6.6 : Variation de l'erreur commise sur la fréquence Doppler en fonction de l'ordre du modèle A.R.

On constate sur cette figure, que dans notre cas, un ordre du modèle de 30 % du nombre d'échantillons, satisfait à nos exigences. Le choix d'un ordre supérieur ne ferait qu'augmenter le temps de calcul sans apporter de précision supplémentaire.

II.6.4.2) Influence de la Postintégration

La postintégration est la moyenne des différentes réponses en sortie du récepteur. Elle permet ainsi d'augmenter le rapport signal à bruit. La restriction sur cette technique, est la cohérence de la moyenne limitée dans sa durée par les problèmes de migration sur la distance et d'évolution de la fréquence Doppler [90].

Pour ce test, les conditions supplémentaires de simulations, sont :

- fréquence Doppler : 40 Hz,
- ordre du modèle : 30 % du nombre d'échantillons,
- longueur de prédiction : 100 % du nombre d'impulsions.

La figure II.6.7 de la page suivante, présente la variation de l'erreur sur la fréquence Doppler en fonction du nombre d'impulsions intégrées. On voit donc que l'augmentation du rapport signal à bruit, diminue le nombre nécessaire d'impulsions à intégrer. En moyenne, pour un rapport signal à bruit supérieur à 5 dB une postintégration sur 30 impulsions est suffisante.

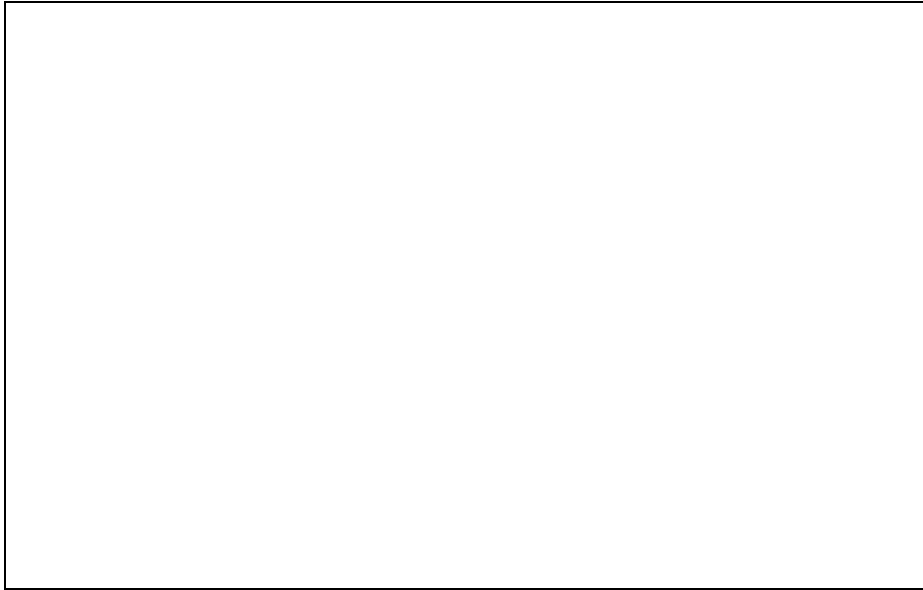


Figure II.6.7 : Influence de la postintégration sur l'erreur commise sur la fréquence Doppler, pour différents rapports signal à bruit.

II.6.4.3) Influence du Rapport Signal à Bruit

Comme dans toutes les méthodes d'analyse spectrale, le rapport signal à bruit est un facteur important qui influence la précision dans la détermination des paramètres caractéristiques (amplitude, phase, fréquence Doppler). Les techniques que nous avons décrites dans les paragraphes précédents (postintégration, modélisation A.R.) permettent d'améliorer ce rapport signal à bruit. Ainsi, il est utile d'évaluer par exemple, l'importance de l'erreur commise sur la fréquence Doppler en fonction du bruit, pour adapter au mieux le traitement, au signal reçu.

Pour cela, nous avons mesuré l'erreur commise pour différents rapports signal à bruit. Les conditions de ce test sont :

- ordre du modèle A.R. : 30 % du nombre d'échantillons,
- longueur de prédiction : 100 % du nombre d'impulsions.

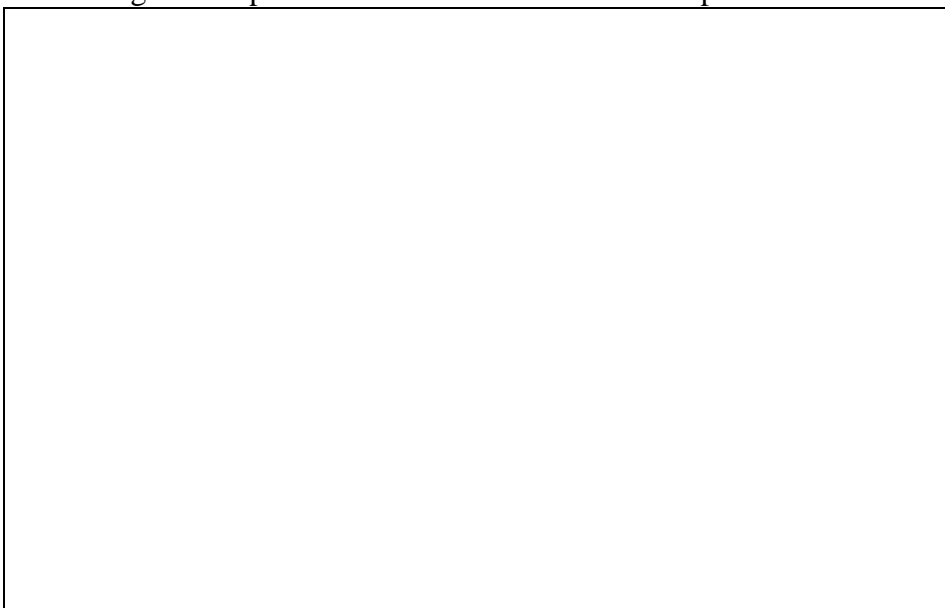


Figure II.6.8 : Influence du rapport signal à bruit sur l'erreur commise sur la fréquence Doppler, pour différentes longueurs d'intégration.

Comme attendu, pour un rapport signal à bruit relativement faible (< 0 dB), le système commet une erreur importante sur la détermination de la fréquence Doppler. Plus le rapport signal à bruit est important et plus la mesure du Doppler est précise.

II.6.4.4) Résolution Fréquentielle

Comme il est indiqué au chapitre I.4, le pouvoir séparateur en distance est lié à la longueur de l’impulsion émise. Par contre, la résolution fréquentielle est fonction du nombre d’impulsions sur lequel s’effectue le traitement.

Dans le cadre d’une F.F.T., la résolution est de F_e/N_e , avec F_e , la fréquence d’échantillonnage temporel et N_e , le nombre d’échantillons. La période de récurrence T_r de l’impulsion étant prise à 400 μ s, soit 2.5 kHz, un point dans l’espace est échantillonné tous les T_r . F_e est donc dans ce cas, égal à 2.5 kHz.

D’autre part, une prédiction du signal est effectuée avant et après l’échantillonnage. Si la prédiction totale est de longueur L, la résolution est alors de :

$$\Delta f = \frac{F_e}{N_e + L}$$

Une illustration de cette caractéristique est donnée à la figure II.6.9. Nous avons pris pour cet exemple :

- fréquence Doppler 1 : 30 Hz,
- fréquence Doppler 2 : 45 Hz,
- rapport S / B : 30 dB,
- nombre d’impulsions traitées : 100,
- ordre du modèle A.R. : 30 % du nombre d’échantillons,
- longueur de prédiction : 100 % du nombre d’impulsions.

Pour ce cas, le nombre total d’impulsions est 200 pour une résolution maximale de 12.5 Hz. Avec une différence entre les fréquences Doppler de 15 Hz (figure II.6.9), nous sommes donc quasiment en limite du pouvoir de séparation.

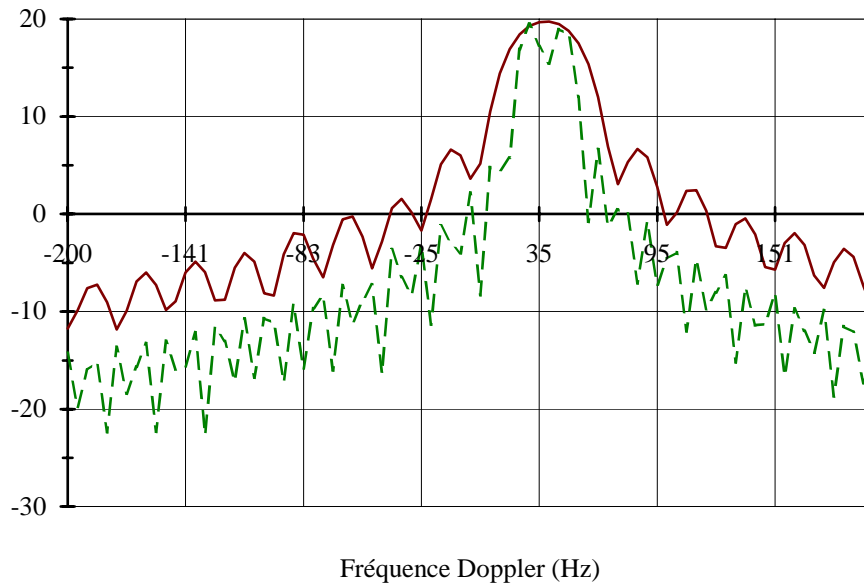


Figure II.6.9 : Spectre Doppler pour deux fréquences ($f_{d1} = 30$ Hz, $f_{d2} = 45$ Hz) sans prédiction (____) et avec prédiction (- - - -) (ordre = 30 %, longueur = 100 %).

En conséquence, une amélioration de la résolution en fréquence ne peut se faire que sur un nombre croissant d'impulsions traitées. La seule limitation repose sur la durée de cohérence de la cible. Il est donc possible de séparer fréquentiellement deux cibles qui se trouvent dans la même case distance, mais avec des vitesses différentes, tout en sachant qu'une « moyenne » est effectuée sur les valeurs des fréquences Doppler.

II.6.5) CONSEQUENCES SUR LE FONCTIONNEMENT DU SYSTEME

La position de la cible étant connue, les estimations des paramètres distance et fréquence Doppler, sont faites sans ambiguïté. Après l'acquisition des données sur une cible, une intégration des signaux est effectuée sur un nombre arbitraire d'impulsions (100). De la sorte, une première estimation de la fréquence Doppler est réalisée. A l'avenir, ce nombre sera à évaluer en fonction de la durée de cohérence de la cible.

Dans tous les cas, l'ordre du modèle A.R. est de 30 % du nombre d'échantillons, et la longueur de prédiction, de 100 % du nombre d'impulsions.

3^{ème} PARTIE :

ETUDES EXPERIMENTALES ET ANALYSE DES RESULTATS

	Page
Chapitre III.1 : Etudes Expérimentales et Analyse des Résultats	177
III.1.1) Introduction	177
III.1.2) Présentation succincte de la station expérimentale	177
III.1.3) Principe de la mesure	179
III.1.4) Analyse des résultats	179
III.1.5) Conclusion	197

CHAPITRE III.1 : ETUDES EXPERIMENTALES ET ANALYSE DES RESULTATS

III.1.1) INTRODUCTION

Afin d'évaluer les performances du radar en terme de détection et d'estimation de S.E.R., des campagnes de mesures ont été menées pendant deux mois (Octobre et Novembre 1994). La détection des cibles est basée sur une analyse Doppler fonction de la distance. Nous estimons ensuite la valeur de la S.E.R. mesurée et ses variations en fonction de l'orientation et des longueurs d'onde utilisées.

III.1.2) PRESENTATION SUCCINCTE DE LA STATION D'EXPERIMENTATION

Le laboratoire Radiocommunications dispose d'une station expérimentale située à 30 km à l'Ouest de Rennes (Monterfil - 35). Ses principales caractéristiques sont :

- longitude : 2° 01' 33'' W,
- latitude : 47° 59' 55'' N,
- altitude moyenne : 90 m (point haut de la région),
- 800 m² de locaux,
- 30 hectares de superficie totale,
- implantation du radar : 5600 m² (70 m x 80 m) de terrain « dégagé » et plat,
- expérimentations en cours : analyse de signatures radar (V.H.F. et bande S), analyse d'antennes et de signaux H.F. et quantification de l'inclinaison des couches ionosphériques (tilts), étude des transports atmosphériques en Europe (projet E.T.EX.⁶⁸), études radars H.F. bistatiques en diversité de polarisation.

⁶⁸E.T.EX. : European Tracer EXperiment.

Cette station possède la particularité de se situer à proximité du couloir aérien UA25 d'axe Nord/Sud. La figure III.1.1 présente la situation géographique de la station ainsi que sa position vis à vis de ce couloir aérien. En conséquence, la majorité des cibles que nous observons, sont des avions long-courriers (par exemple, Boeing 747 ou Airbus A 320).

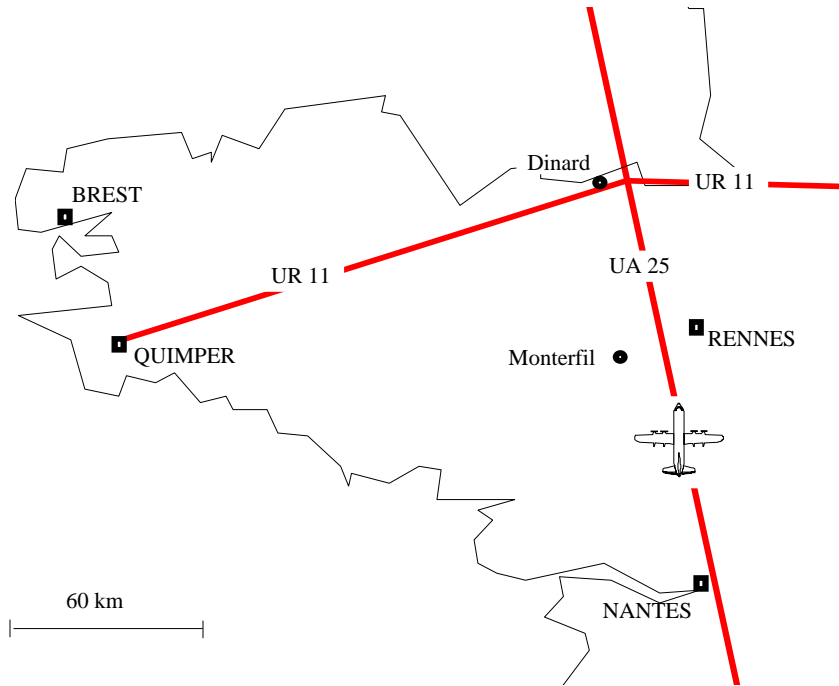


Figure III.1.1 : Situation géographique de la station d'expérimentation vis à vis du couloir aérien UA25.

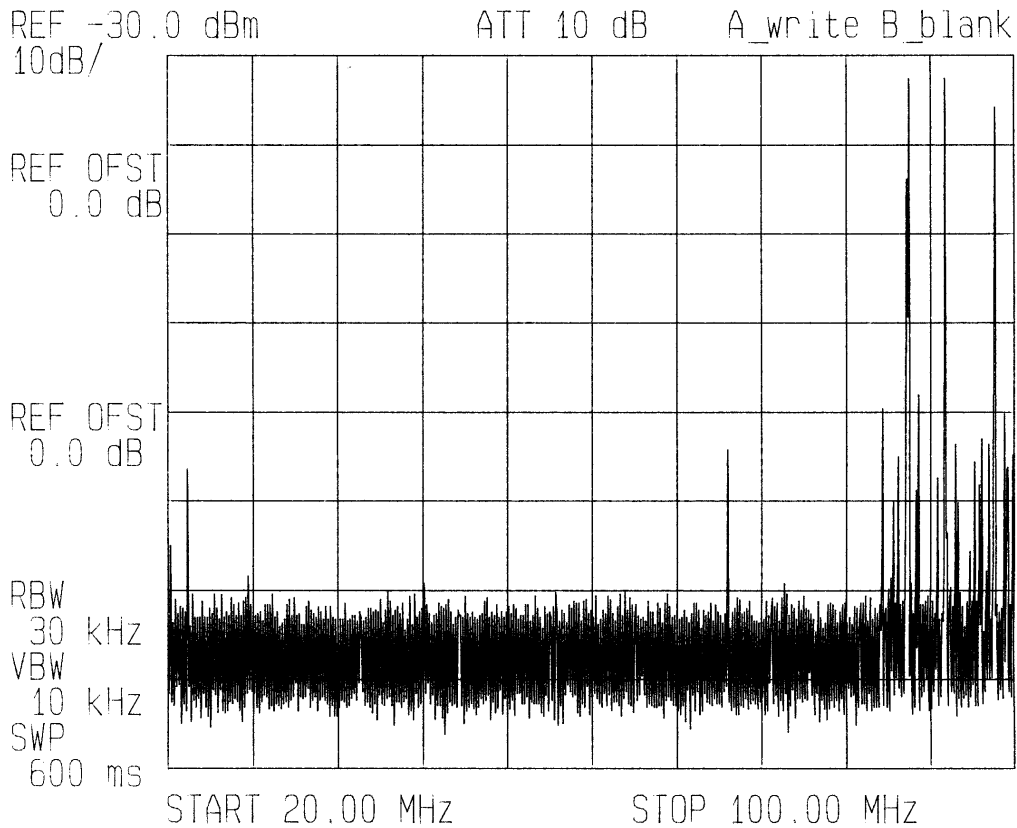


Figure III.1.2 : Encombrement spectral dans la bande V.H.F. allant de 20 à 100 MHz.

A titre indicatif, la figure III.1.2 représente l'encombrement spectral dans la bande V.H.F. qui nous intéresse. On voit apparaître des signaux de forte puissance (> -40 dBm) dans la bande F.M.⁶⁹, susceptibles de créer de l'intermodulation dans les étages d'entrée des récepteurs. Un filtrage passe-bas sera donc nécessaire en sortie des antennes de réception.

III.1.3) PRINCIPE DE LA MESURE

Dans l'état actuel de l'avancement du projet, la liaison entre le radar de poursuite (C.O.T.AL.) et la maquette M.O.S.A.R., n'a pas été réalisée. Il n'y a donc pas de suivi du déplacement des cibles vis à vis du lobe principal de rayonnement des réseaux d'antennes. L'évaluation des paramètres caractéristiques (fréquence Doppler et S.E.R.), est donc faite en les supposant dans l'axe du radar.

Afin de sonder un volume spatial le plus important possible, la direction de visée, a été fixée à 20° d'élévation et 0° d'azimut. A titre indicatif, la figure III.1.3 présente les diagrammes de rayonnement des réseaux d'émission/réception [$Ge \times Gr$ (élev., azim.)] correspondant à cette direction de visée, pour les différentes fréquences utilisées.

Comme il est indiqué au chapitre II.3, le fonctionnement en mode « veille », permet de visualiser les signaux reçus sur toute la gamme de distance scrutée par le radar. Si une cible est détectée, l'opérateur lance alors l'acquisition des mesures. Le traitement des données est ensuite effectué en temps différé.

Pour compenser les erreurs relatives en amplitude et en phase des voies d'émission et de réception, un fichier de calibrage est constitué pour chaque fréquence de travail. Ceci est en fait une approximation puisque la correction idéale tiendrait compte des dérives en fonction du temps, de la direction de visée du radar, etc...

III.1.4) ANALYSE DES RESULTATS

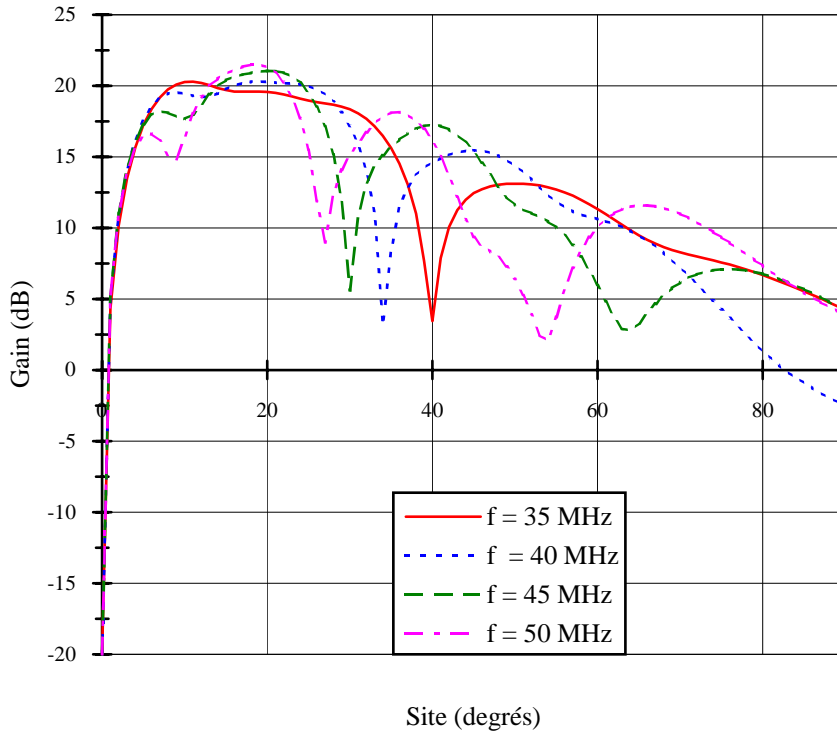
III.1.4.1) Introduction

Afin de valider le fonctionnement du système, des mesures ont tout d'abord été effectuées avec une fréquence puis avec deux fréquences d'émission. Pour une meilleure compréhension et analyse des résultats, les paramètres de traitement des données ont été figés. Ils sont :

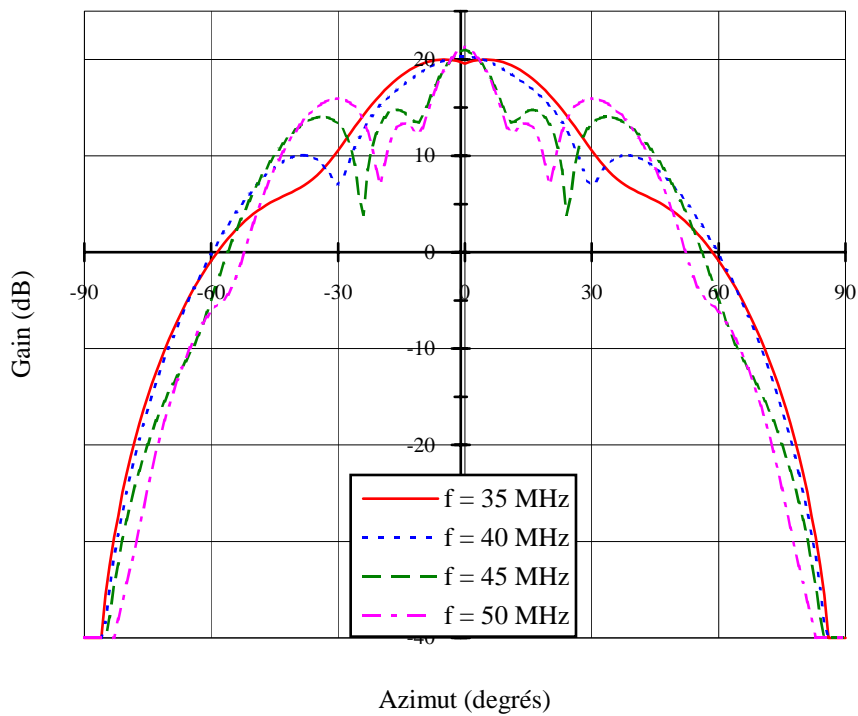
- nombre d'échantillons analysés : 100,
- ordre du modèle A.R. : 30% du nombre d'échantillons,
- longueur de prédiction : 100% du nombre d'impulsions.

A titre indicatif, la F.F.T. s'effectue sur 2048 points, ce qui nous donne une taille de pixel de 4.25 Hz \times 1.5 km.

⁶⁹F.M. : Frequency Modulation.



a) Ge.Gr (élev.; 0°)



b) Ge.Gr (20°; azim.)

Figure III.1.3 : Diagrammes de rayonnement simulés des réseaux d'antennes d'émission/réception, en polarisation horizontale au-dessus d'un sol moyennement sec ($\epsilon_r = 15$; $\sigma = 10^{-3}$ S/m).

III.1.4.2) Analyse « Mono-Fréquence »

III.1.4.2.1) Présentation des Résultats

Nous donnons des exemples de résultats expérimentaux sur trois cas. Suivant l'hypothèse que nous avons faite (cible se trouvant dans l'axe du radar), l'estimation de la S.E.R. sera entachée d'erreur mais permettra tout de même de donner un ordre de grandeur. Dans toutes les figures qui suivent, la puissance des signaux est exprimée en dBm et correspond à la puissance en entrée du récepteur.

III.1.4.2.2) 17 Novembre 1994 à 16h30

A la figure III.1.4, sont présentées les courbes de la fréquence Doppler en fonction de la distance et en fonction du temps, pour un écho mesuré le 17 Novembre 1994 à 16h30 (T.L.⁷⁰). La fréquence d'émission est de 35 MHz et la période de récurrence de 400 μ s.

Ces courbes appellent les remarques suivantes :

- présence d'un écho de sol (clutter) très fort sur une distance allant jusqu'à 22 km avec une fréquence Doppler compris entre ± 6 Hz. La présence de cet écho nous a obligé à prolonger l'utilisation des protections du récepteur (figure II.2.37) sur un temps supérieur à la largeur de l'impulsion émise, afin d'éviter sa saturation.
- présence d'une cible très proche avec une fréquence Doppler positive de 29 Hz, soit une vitesse radiale de 125 m/s, qui disparaît rapidement de la fenêtre d'analyse.
- la largeur des échos observés (clutter, cible) est de l'ordre de la résolution de l'analyse spectrale, soit 12.5 Hz.
- dans les deux cas, le rapport signal à bruit observé lors de l'analyse spectrale est d'environ 20 dB.

La puissance maximale de l'écho de la cible, se trouve à la case distance N° 5, soit 27.5 km du radar. L'angle ainsi formé entre le radar et la cible, en supposant qu'elle se trouve à une altitude de 10 km, est de 21°. Le gain des réseaux d'antennes d'émission/réception est donc de 19 dB. Pour cette case, la tension mesurée en sortie de récepteur est de - 8.5 dB.V, soit une puissance de + 1.5 dBm ramenée sur 50 Ω . La puissance reçue à l'entrée du récepteur est donc de - 98.5 dBm.

Nous pouvons alors poser :

$$\sigma = \frac{(4 \cdot \pi)^3 \cdot R^4 \cdot P_r}{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2}$$

⁷⁰ T.L. : Temps Local.

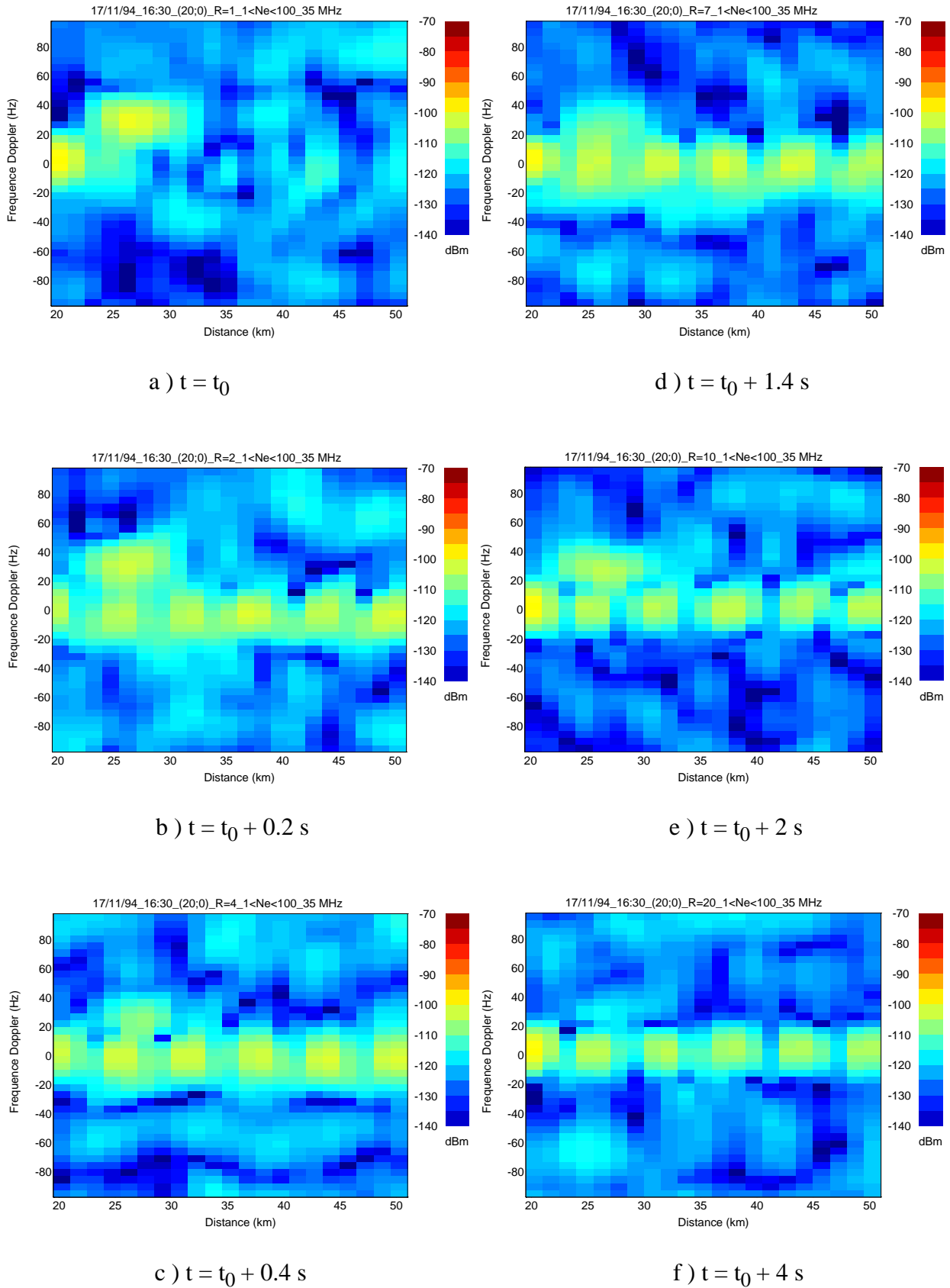


Figure III.1.4 : Fréquence Doppler en fonction de la distance pour un écho mesuré le 17 Novembre 1994 à 16h30 - $f = 35 \text{ MHz}$.

avec $(4. \pi)^3 = 33 \text{ dB}$
 $R = 27.5 \text{ km} \Rightarrow (R^4)_{\text{dB}} = 177.6 \text{ dB.m}$
 $P_e = 2 \text{ kW} \Rightarrow 33 \text{ dB.W}$
 $G_e \cdot G_R = 19 \text{ dB}$
 $\lambda = 8.6 \text{ m} \Rightarrow (\lambda^2)_{\text{dB}} = 18.7 \text{ dB.m}^2$

Soit :

$$\sigma = 11.4 \text{ dB.m}^2 \approx 14 \text{ m}^2$$

Cette valeur est entachée d'une erreur due à l'incertitude sur la position de la cible par rapport au radar et par la connaissance approximative du diagramme de rayonnement des réseaux d'antennes, mais elle correspond aux ordres de grandeurs cités dans la littérature [91], qui sont de quelques dizaines de mètres à quelques centaines de mètres carrés pour les fréquences de la gamme V.H.F. A titre indicatif, nous donnons sur les figures III.1.5 et III.1.6, l'amplitude et la phase de l'écho sur la case distance n°4 (25.5 km) pendant une durée de 0.2 s à partir de $t = t_0$.

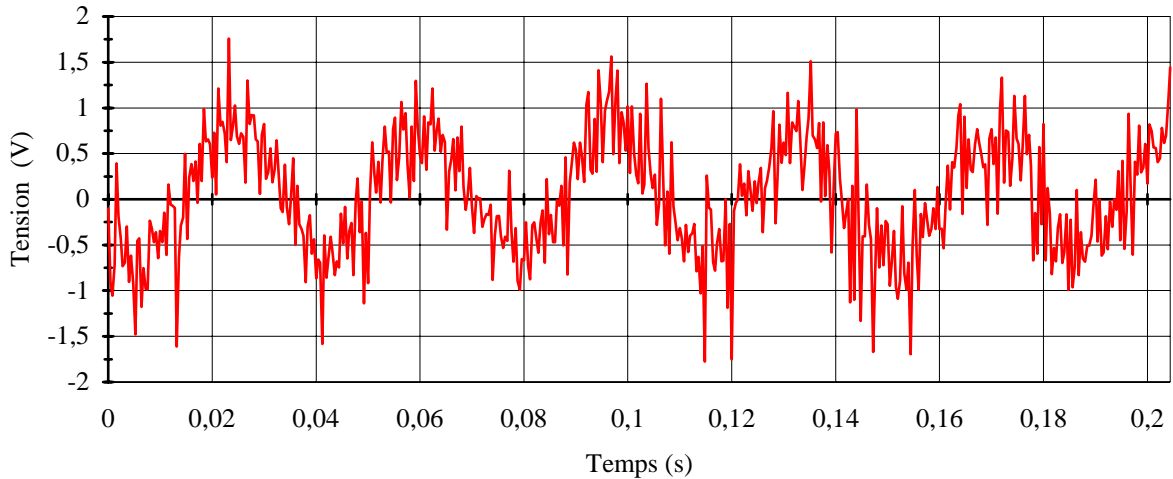


Figure III.1.5 : Signal acquis sur la case distance n°4 (22.5 km) pendant 0.2s (17 Novembre 1994 - 16h30 - $f = 35 \text{ MHz}$).

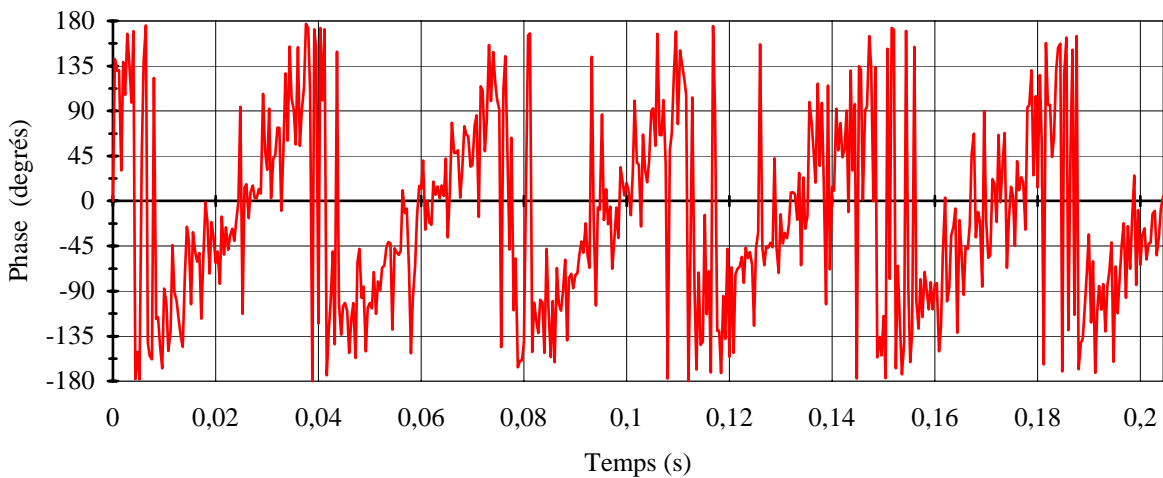


Figure III.1.6 : Phase du signal acquis sur la case distance n°4 (22.5 km) pendant 0.2s (17 Novembre 1994 - 16h30 - $f = 35 \text{ MHz}$).

Sur la figure III.1.5 nous observons un signal constant modulé en amplitude par une sinusoïde de fréquence égale à la fréquence Doppler, et sur la figure III.1.6, nous avons une phase linéaire de pente :

$$\omega_d = \frac{d\phi}{dt} = \frac{2\pi}{36.10^{-3}} = 174.5 \text{ rad / s}$$

$$\text{Soit : } f_d = \frac{\omega_d}{2\pi} = 27.8 \text{ Hz}$$

Avec l'analyse spectrale haute résolution (F.F.T. + méthode L.S.), nous obtenons pour la première rafale ($t = t_0$), le spectre suivant :

Spectre du signal en sortie de récepteur (dB.V)

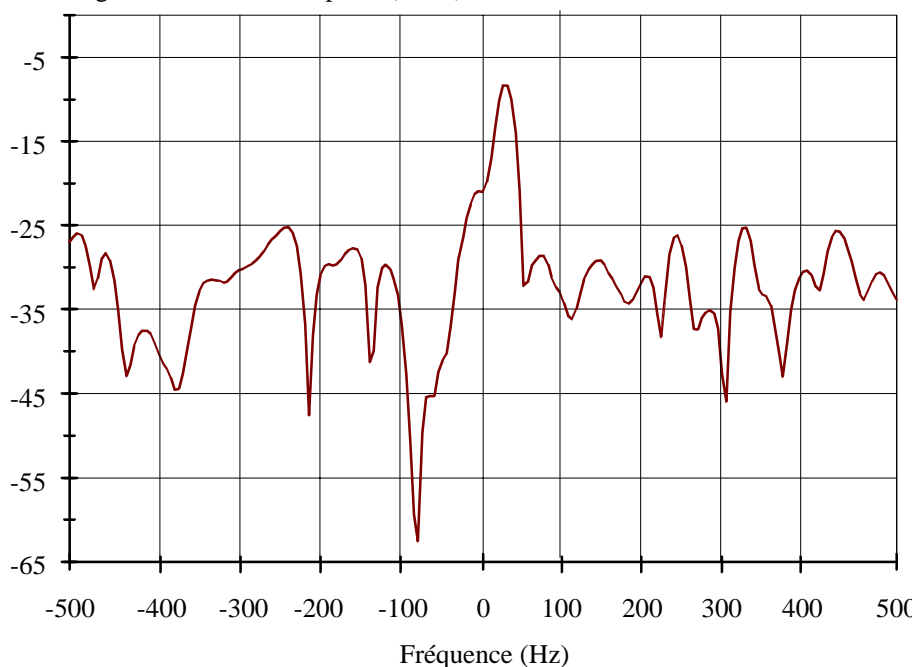


Figure III.1.7 : Spectre du signal acquis sur la case distance n°4 (22.5 km), analyse sur 100 impulsions (17 Novembre 1994 - 16h30 - $f = 35$ MHz).

Ce calcul fait précédemment confirme bien la valeur de la fréquence Doppler trouvée grâce à l'analyse spectrale haute-résolution et permet ainsi de valider la méthode.

III.1.4.2.3) 21 Novembre 1994 à 14h50

A la figure III.1.8 de la page suivante, nous présentons les mesures faites le 21 Novembre 1994 à 14h50 (T.L.). La fréquence d'émission est de 45 MHz et la période de récurrence de 460 μ s pour une durée totale d'enregistrement de 47 s.

Comme précédemment, nous voyons apparaître un écho de sol très fort, jusqu'à une distance de 22 km, avec une fréquence Doppler d'environ ± 10 Hz correspondant à la résolution fréquentielle, et un écho mobile qui se situe à l'instant $t = t_0$, à la distance de 36.5 km.

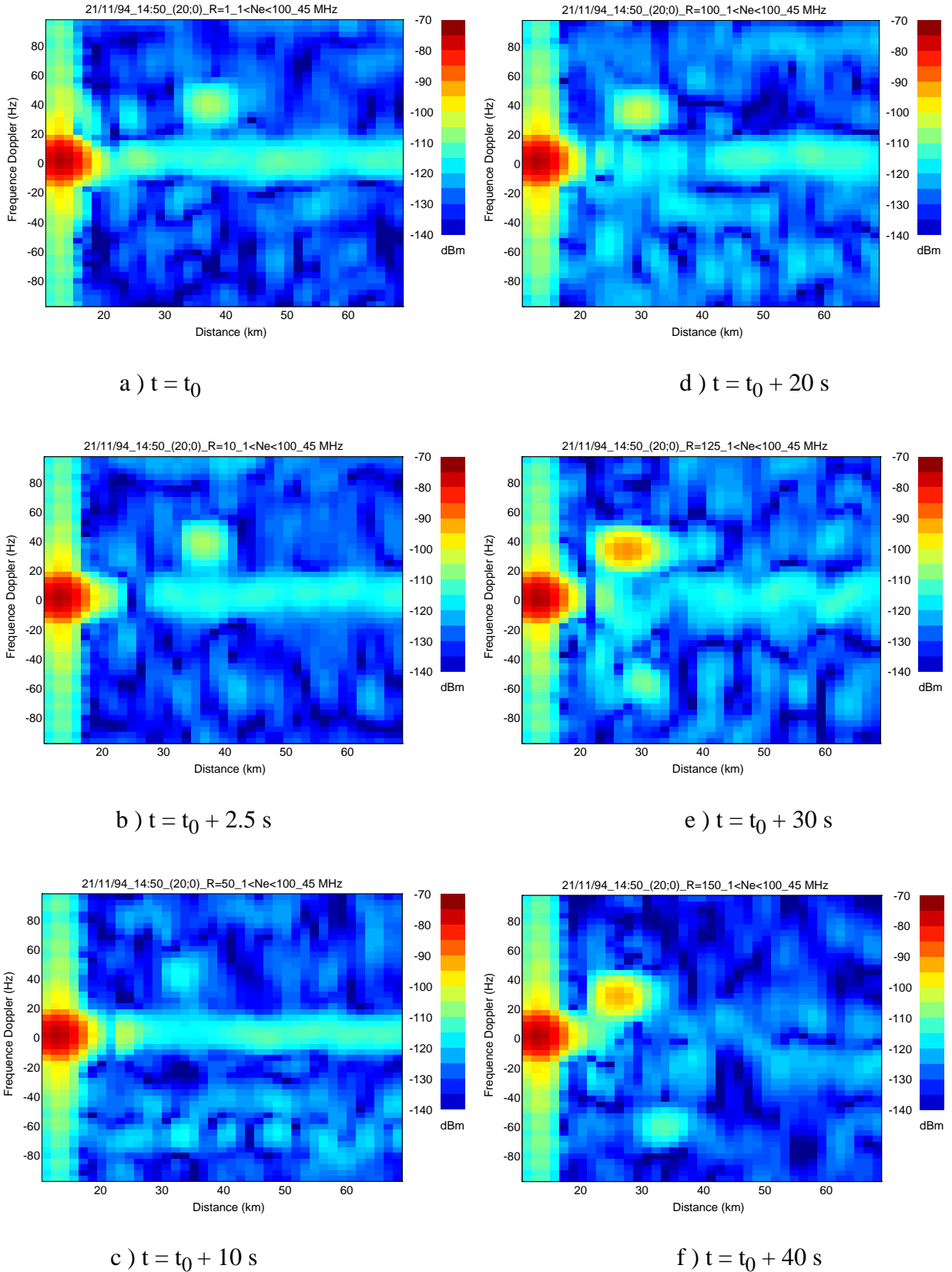


Figure III.1.8 : Fréquence Doppler en fonction de la distance pour un écho mesuré le 21 Novembre 1994 à 14h50 - $f = 45 \text{ MHz}$.

Pour ce dernier écho, nous avons mesuré la fréquence Doppler en fonction du temps. Les résultats obtenus sont présentés à la figure III.1.9. Nous constatons sur cette courbe, une décroissance de la fréquence Doppler en fonction du temps. En corrélation avec les courbes présentées à la figure III.1.8, nous pouvons dire que la cible est en rapprochement avec une trajectoire légèrement oblique (Nord-Est → Sud-Ouest) par rapport à la direction de visée du radar (Nord).

Les variations de la vitesse radiale de la cible par rapport au radar étant moins importantes lorsque celle-ci est éloignée, la fréquence Doppler reste quasiment constante pendant les quinze premières secondes d'observation, puis varie fortement ensuite.

Fréquence Doppler (Hz)

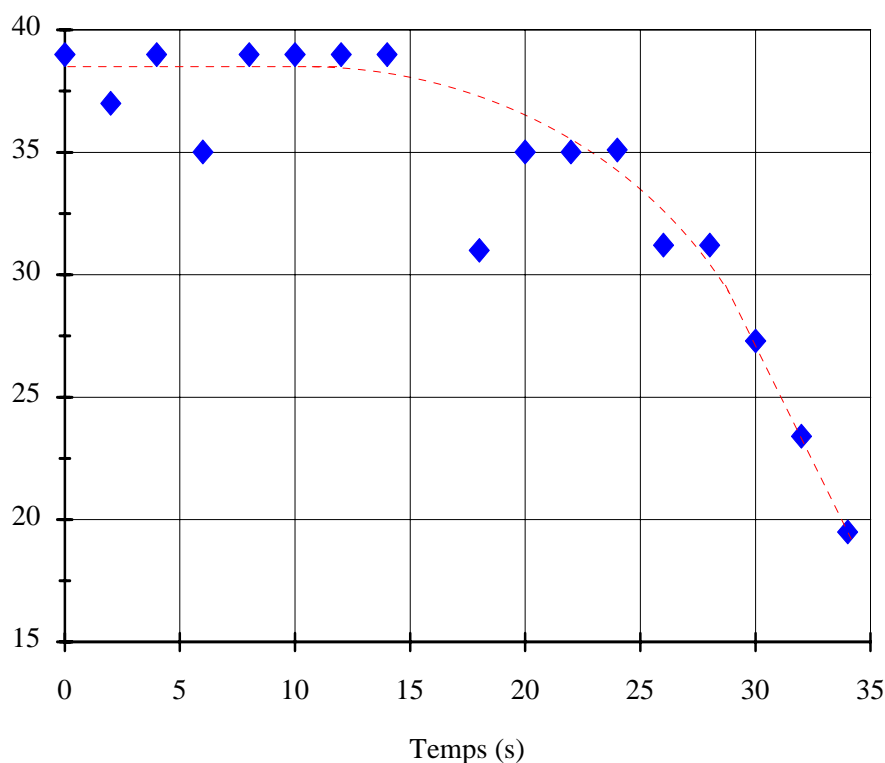


Figure III.1.9 : Variation de la fréquence Doppler en fonction du temps.
(21 Novembre 1994 - 14h50 - $f = 45$ MHz)

Du fait de la longueur de cet enregistrement, nous pouvons étudier les variations de la puissance reçue en fonction de la distance (figure III.1.10) et les variations de la S.E.R. en fonction de l'angle d'observation (figure III.1.11) en ayant pris en compte le gain théorique des réseaux d'antennes.

Nous constatons que la décroissance en $(1/d^4)$ de la puissance reçue semble respectée avec une atténuation plus importante au voisinage de (30 - 32 km) - (18 - 19.5°). Pour les distances supérieures à 30 km, l'angle formé entre la cible et le radar varie peu, ce qui apporte un regroupement des points de mesures. Les fluctuations importantes qui sont observées dans l'estimation de la S.E.R., ne peuvent être complètement imputées à la cible. Elles sont aussi certainement causées par le diagramme de rayonnement des réseaux d'antennes d'émission/réception. La connaissance exclusivement théorique de ces diagrammes, ne nous permet pas pour l'instant de justifier ces variations.

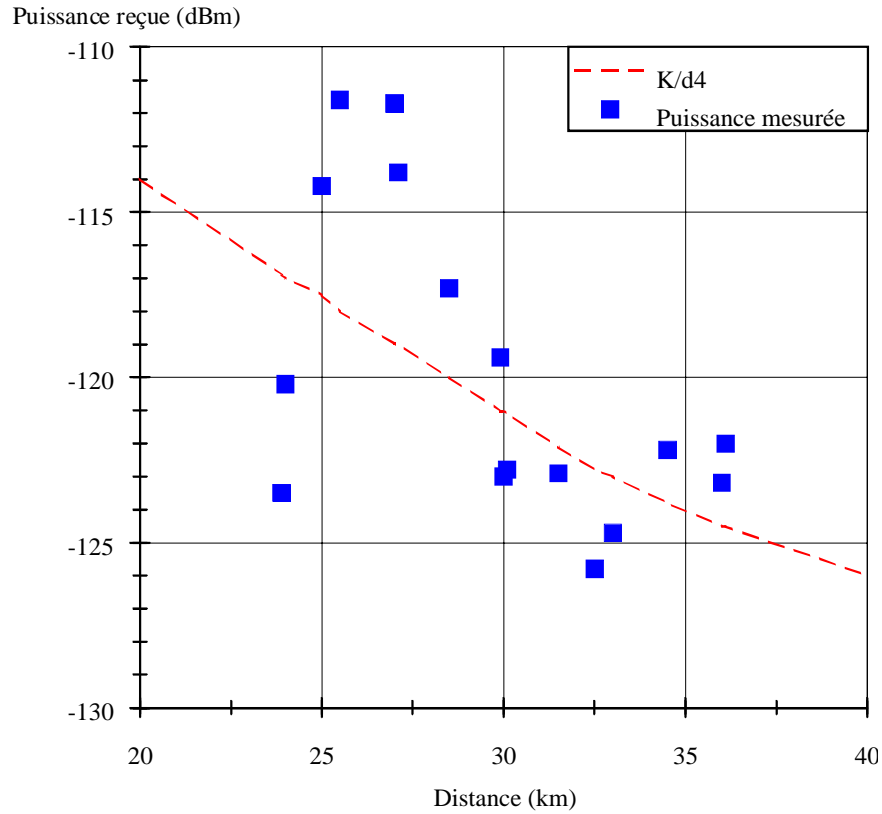


Figure III.1.10 : Puissance reçue en fonction de la distance sur un écho mesuré le 21 Novembre 1994 à 14h50 ($f = 45$ MHz).

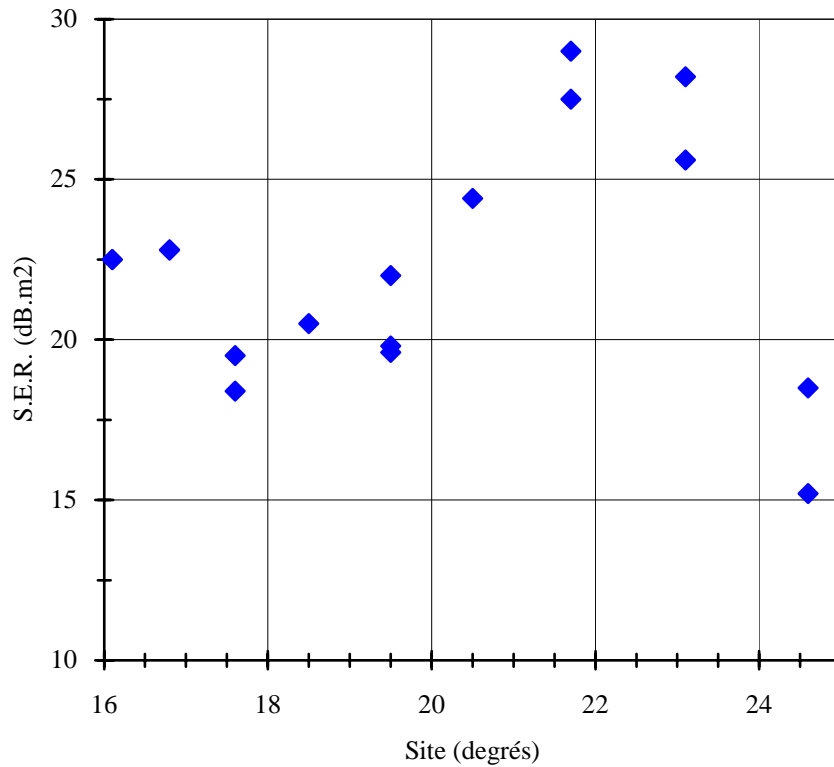


Figure III.1.11 : S.E.R. estimée en fonction de l'angle d'orientation sur un écho mesuré le 21 Novembre 1994 à 14h50 ($f = 45$ MHz), en supposant la cible dans l'axe de visée du radar et à une altitude de 10 km.

Une prochaine étape dans l'évaluation des phénomènes détectés par le radar, doit donc passer par la mesure de ces diagrammes de rayonnement, en fonction de l'angle d'élévation, de l'azimut ainsi que de la fréquence.

Sur les figures III.1.12 et III.1.13 sont représentées l'amplitude et la phase de l'écho sur la case distance n°10 (25.5 km) pendant une durée de 0.23 s à partir de $t = t_0 + 35$ s (figure III.1.7e).

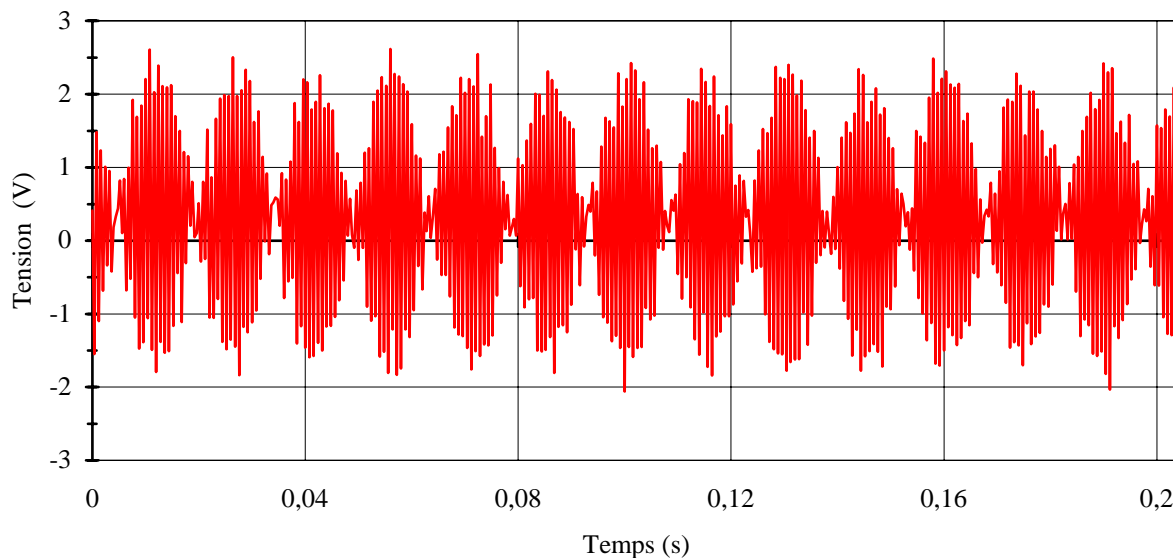


Figure III.1.12 : Signal acquis sur la case distance n°10 (22.5 km) pendant 0.23 s (21 Novembre 1994 - 14h50 - $f = 45$ MHz).

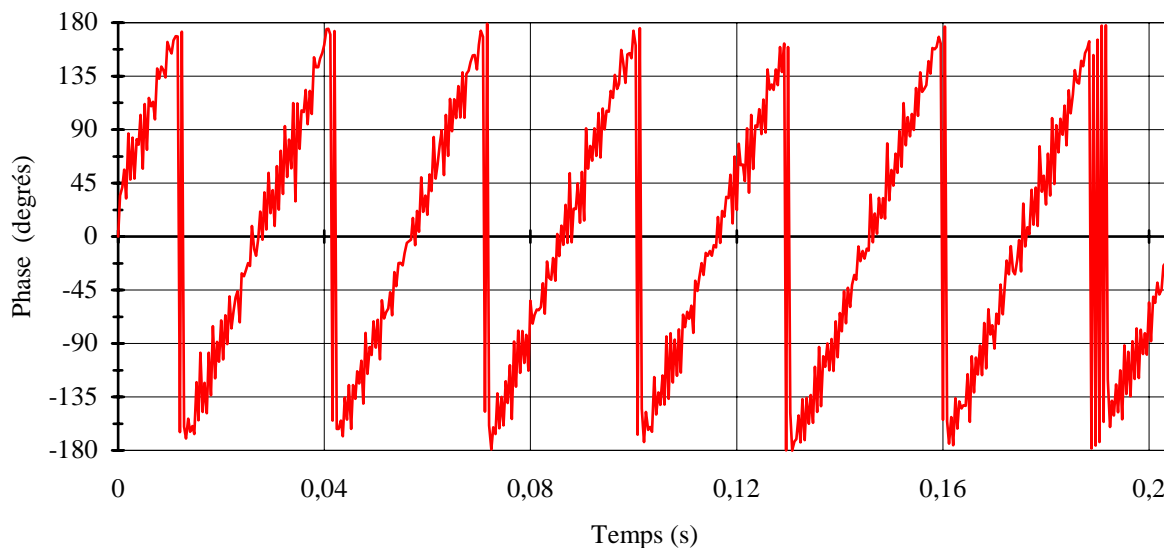


Figure III.1.13 : Phase du signal acquis sur la case distance n°10 (22.5 km) pendant 0.23 s (21 Novembre 1994 - 14h50 - $f = 45$ MHz).

De même que dans l'exemple précédent, nous observons un signal modulé en amplitude par une sinusoïde de fréquence 30 Hz correspondant à la pente positive de la phase du signal acquis, et donc à la fréquence Doppler.

III.1.4.2.4) 21 Novembre 1994 à 16h30

Les résultats que nous présentons dans ce paragraphe, ont été acquis le 21 Novembre 1994 à 16h30 (T.L.). La fréquence d'émission est de 45 MHz et la période de récurrence, 460 μ s pour une durée totale d'enregistrement de 47 s.

Cet exemple possède la particularité de présenter deux échos ayant des fréquences Doppler différentes et allant dans des directions inverses. A l'instant $t=t_0$, un écho en approche, est présent à la distance de 63 km. Cinq secondes plus tard, un deuxième écho en éloignement apparaît. Pour illustrer le cas observé, la figure III.1.14 présente la fréquence Doppler en fonction de la distance, et en fonction du temps et la figure III.1.15, les variations de cette fréquence en fonction du temps.

Fréquence Doppler (Hz)

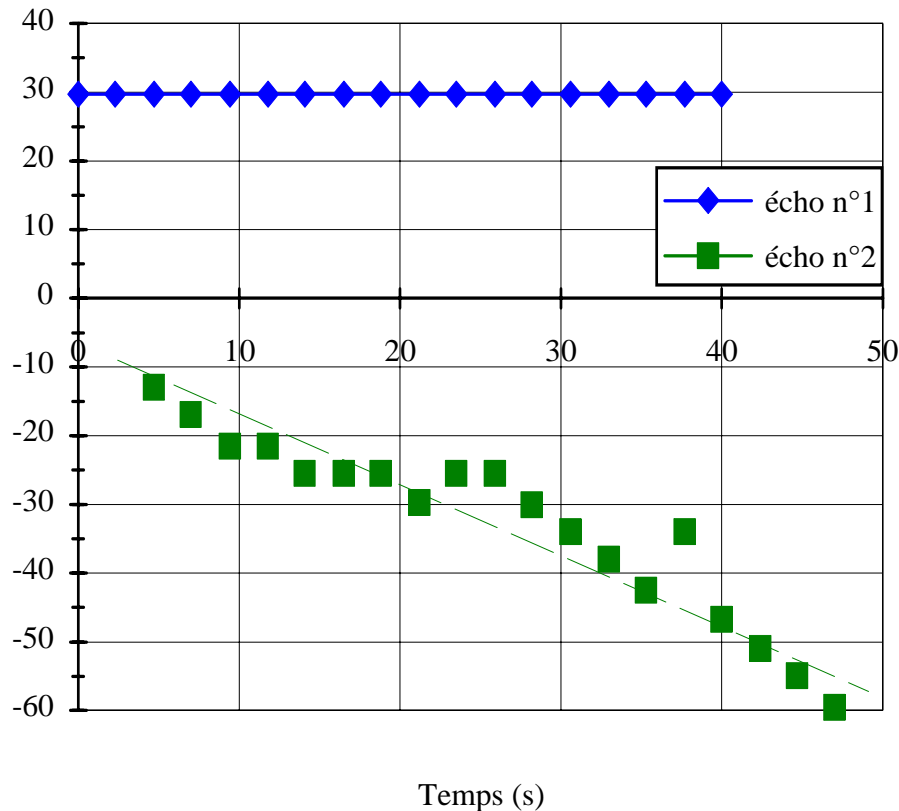


Figure III.1.15 : Variation de la fréquence Doppler en fonction du temps (21 Novembre 1994 - 16h30 - $f = 45$ MHz).

Nous observons donc sur la figure III.1.13, un écho qui se rapproche avec une fréquence Doppler constante, ce qui correspond à une cible se trouvant dans l'axe de visée du radar. Tandis que l'autre écho est en éloignement avec une fréquence Doppler qui va en « augmentant ». La deuxième cible a donc une trajectoire oblique de direction Sud-Ouest \rightarrow Nord-Est.

A partir de ces mesures, nous avons évalué la S.E.R. des cibles en fonction de la distance et en fonction de l'angle d'orientation, représentées respectivement sur les figures III.1.16 et III.1.17.

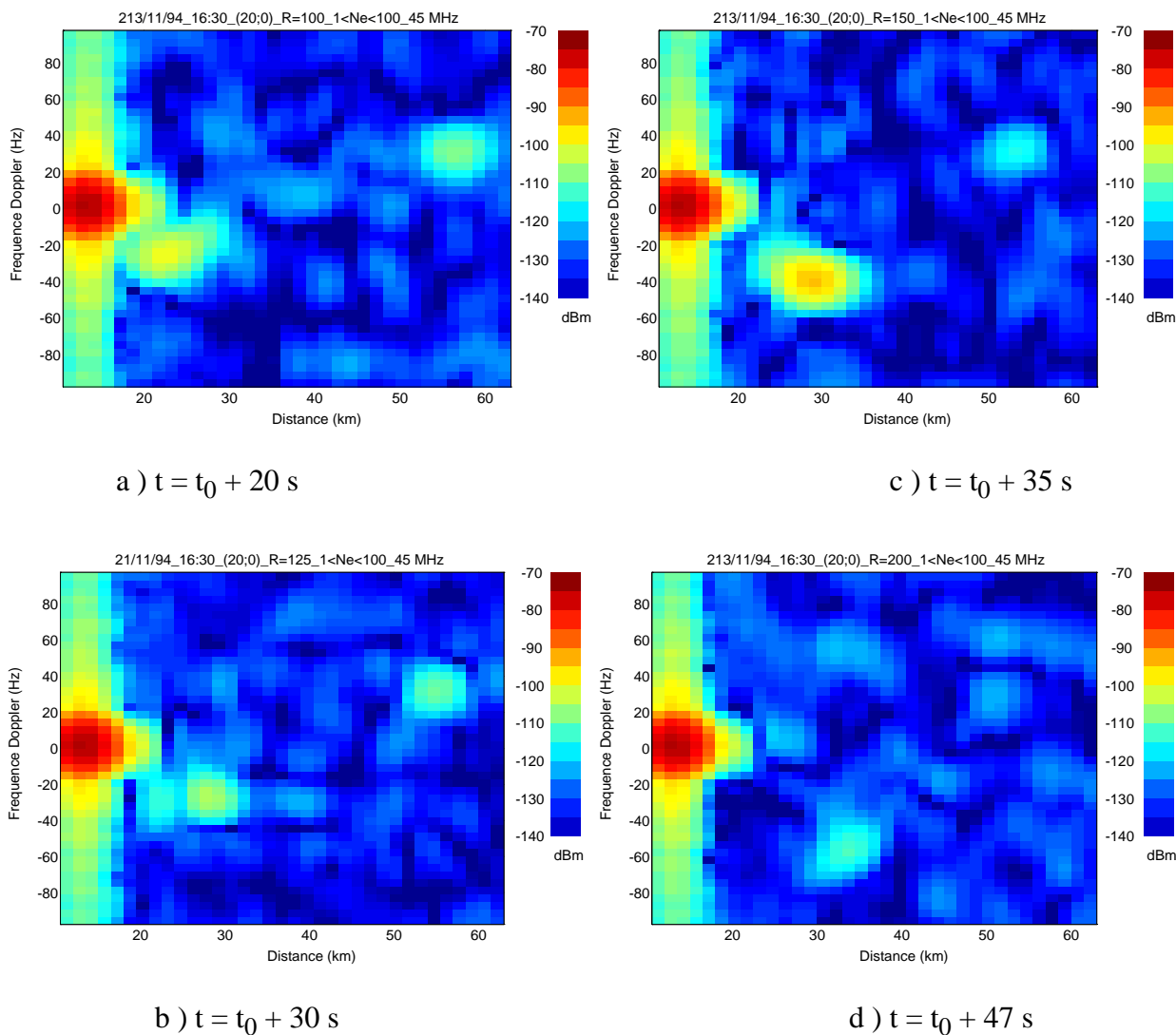


Figure III.1.14 : Fréquence Doppler en fonction de la distance pour un écho mesuré le 21 Novembre 1994 à 14h50 - $f = 45$ MHz.

Nous pouvons faire quelques constatations :

- la S.E.R. de l'écho n°1, qui se trouve dans l'axe de visée, est la plus forte,
- par contre, sa distance vis à vis du radar étant la plus faible, les variations de l'angle formé entre eux apportent des fluctuations importantes dans l'estimation de sa S.E.R.,
- inversement, la cible n°2 étant la plus éloignée, l'angle varie peu et ainsi les dispersions sur les valeurs de S.E.R., restent faibles.

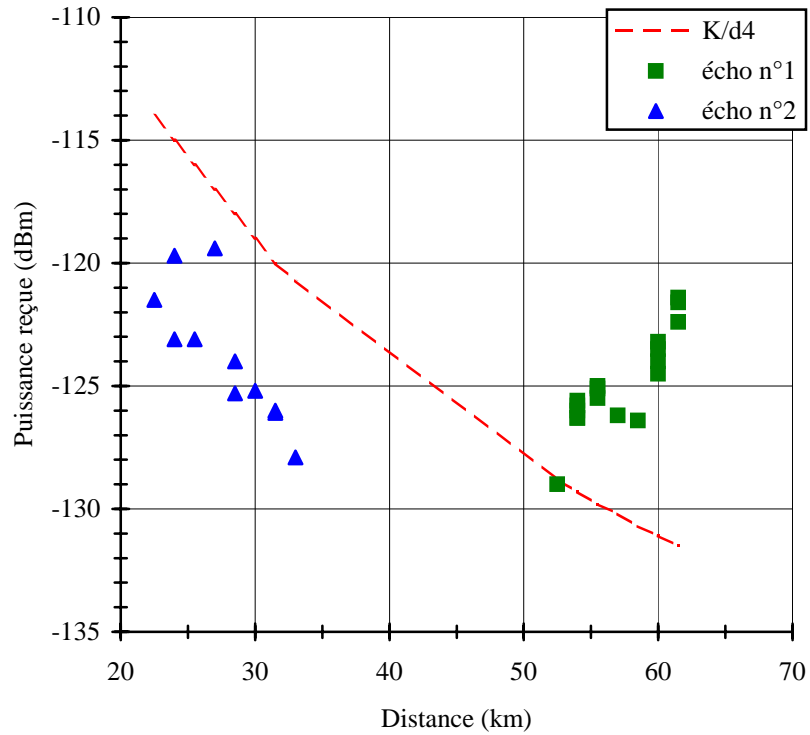


Figure III.1.16 : Puissance reçue en fonction de la distance sur les deux échos mesurés le 21 Novembre 1994 à 16h30 ($f = 45$ MHz).

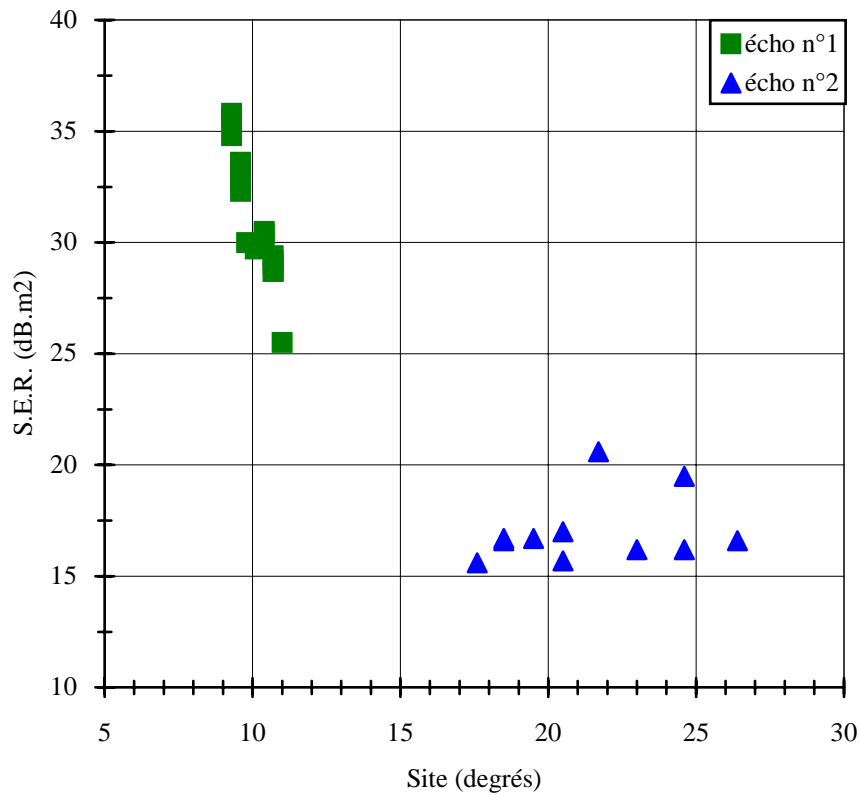


Figure III.1.17 : S.E.R. estimée en fonction de l'angle d'orientation sur un écho mesuré le 21 Novembre 1994 à 14h50, en supposant la cible dans l'axe de visée du radar et à une altitude de 10 km ($f = 45$ MHz).

III.1.4.3) Analyse « Multi-Fréquence »

III.1.4.3.1) Introduction

Dans les exemples suivants, nous allons montrer la capacité du radar à la mesure et à la détection de cibles avec plusieurs fréquences d'émission. Dans l'état actuel de l'avancement des travaux, le nombre des fréquences émises simultanément, est limité à deux. Les résultats seront présentés sous la forme du spectre de la fréquence Doppler en fonction de la distance, à l'entrée du récepteur. Comme dans les cas précédents, ils permettront de donner un ordre de grandeur de la S.E.R. et maintenant, de sa variation en fonction de la fréquence.

III.1.4.3.2) 30 Novembre 1994 à 16h47

Dans les figures ci-dessous, la fréquence Doppler en fonction de la distance est représentée, pour un écho mesuré avec deux fréquences distantes de 5 MHz ($f_1 = 40$ MHz; $f_2 = 45$ MHz). La période de récurrence est dans ce cas, de 460 μ s.

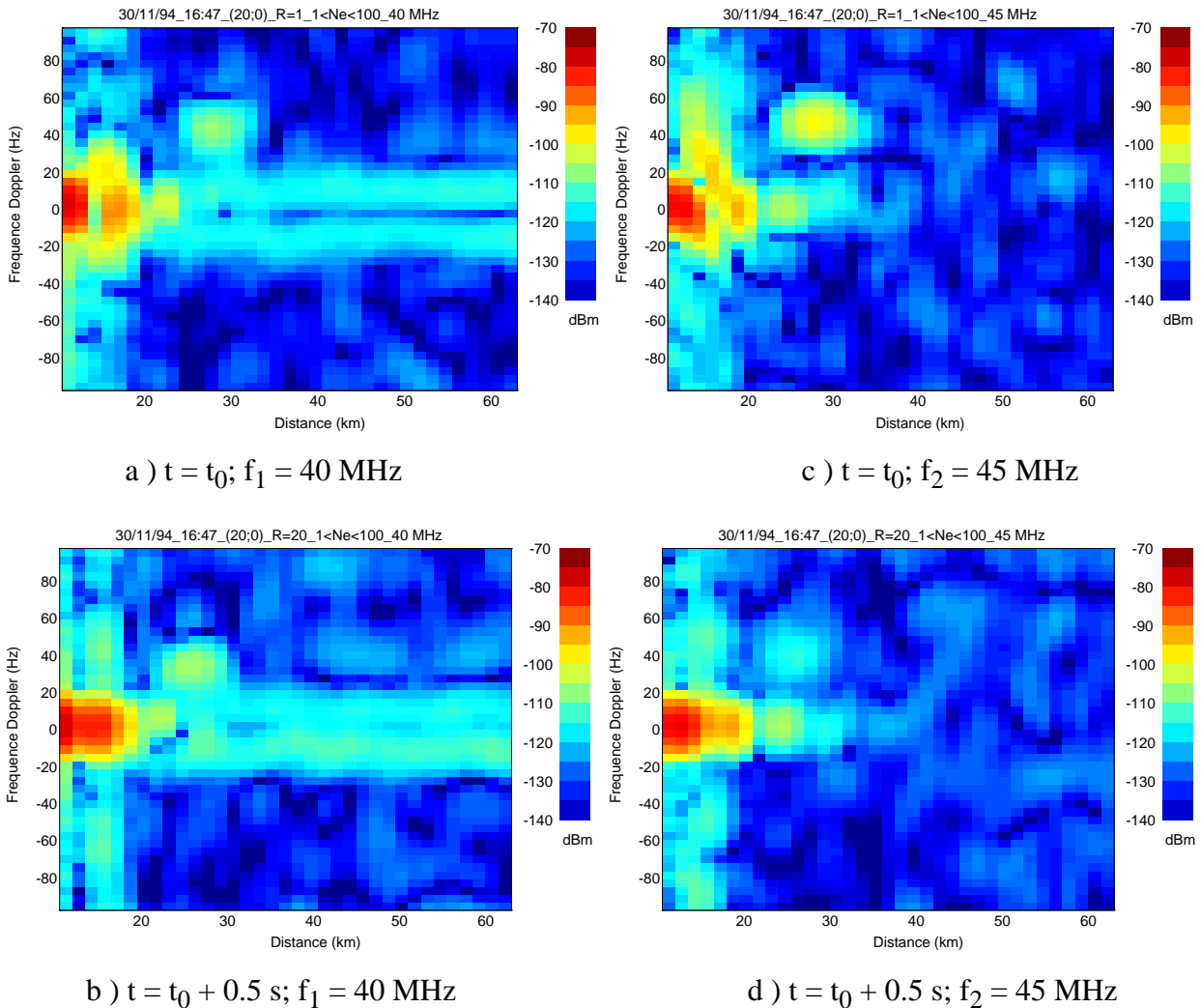


Figure III.1.18 : Fréquence Doppler en fonction de la distance pour un écho mesuré le 30 Novembre 1994 à 16h47, pour deux fréquences d'émission $f_1 = 40$ MHz et $f_2 = 45$ MHz.

Ces courbes appellent les remarques suivantes :

- la gamme de distance (≈ 22 km) couverte par l'écho de sol, est sensiblement la même pour les deux fréquences utilisées;
- la puissance rétrodiffusée par la cible est supérieure à 45 MHz, avec une différence de puissance entre les deux fréquences, d'environ 10 dB.

A la fréquence de 40 MHz, il y a apparition d'une raie parasite autour de 0 Hz. Cette raie est due à un couplage plus important lorsque l'on utilise des fréquences d'émission multiples de la fréquence de synchronisation du système (10 MHz).

La puissance maximale du signal se situe à la case distance n°11, soit à 27 km du radar. A partir de l'analyse spectrale pour cette case distance, nous mesurons les fréquences Doppler et estimons les vitesses radiales associées :

$$\begin{aligned} - f = 40 \text{ MHz} &\Rightarrow f_d = 42.4 \text{ Hz} \Rightarrow V_r = 159 \text{ m/s} \\ - f = 45 \text{ MHz} &\Rightarrow f_d = 46.8 \text{ Hz} \Rightarrow V_r = 156 \text{ m/s} \end{aligned}$$

La légère différence observée entre ces deux estimations, est liée à la résolution fréquentielle de l'analyse spectrale. En augmentant le nombre d'échantillons sur lequel s'effectue le traitement, l'estimation de la vitesse radiale à partir des fréquences Doppler, converge vers une valeur de 154 m/s.

Dans le tableau ci-dessous, sont présentées les puissances reçues à l'entrée du récepteur, ainsi que l'estimation des S.E.R. qui en découlent, pour chaque fréquence. Le gain des réseaux d'émission/réception, est estimé pour un avion à une altitude de 10 km.

Fréquence	Puissance Reçue	Gain des Réseaux	S.E.R.
40 MHz	- 125.6 dB.W	20.2 dB	14 dB.m ² \equiv 25 m ²
45 MHz	- 120.8 dB.W	21 dB	18.9 dB.m ² \equiv 78 m ²

Tableau III.1.1 : Puissance reçue à l'entrée du récepteur et estimée de la S.E.R. pour deux fréquences d'émission (40 et 45 MHz), en supposant une cible se déplaçant à une altitude de 10 km (écho mesuré le 30 Novembre 1994 à 16h47).

Comme dans les cas précédents, ces valeurs ne donnent qu'un ordre de grandeur.

III.1.4.3.3) 30 Novembre 1994 à 16h35

Les figures de la page suivante présentent l'évolution en fonction du temps d'un écho mesuré le 30 Novembre 1994 à 16h47 (T.L.), avec deux fréquences d'émission, 45 et 50 MHz. La période de récurrence qui a été utilisée pour ce cas, est de 460 μ s.

Afin de vérifier la validité de la méthode d'analyse spectrale en fonction de la fréquence, nous avons relevé sur la figure III.1.20, la fréquence Doppler en fonction du temps pour les deux fréquences d'émission.

On voit que la loi de variation de ces courbes, est la même. Ceci nous permet d'affirmer qu'il s'agit bien de la même cible et non de deux cibles différentes se trouvant dans la même case distance. Les dispersions que nous observons, sont liées au rapport signal à bruit qui, lorsqu'il est faible, influe sur la précision dans la détermination de la fréquence Doppler (§ II.6.4.3).

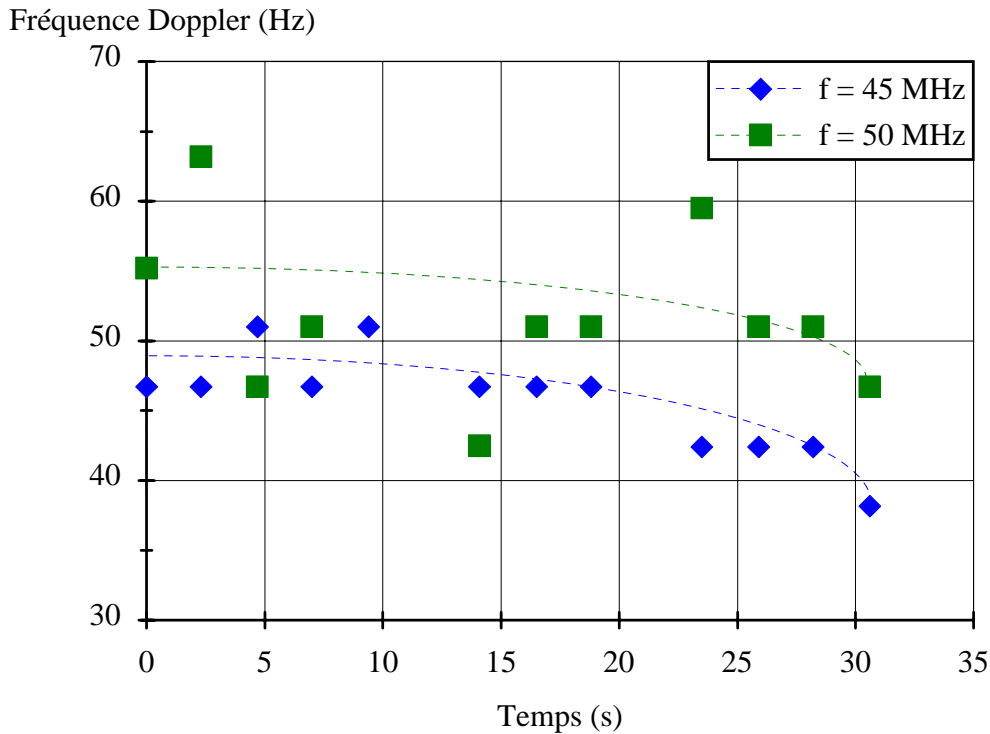


Figure III.1.20 : Variations de la fréquence Doppler en fonction du temps (30 Novembre 1994 - 16h35 - $f_1 = 45$ MHz - $f_2 = 50$ MHz).

Nous présentons sur les figures III.1.21 et III.1.22, la puissance reçue en fonction de la distance, ainsi qu'une estimation de la S.E.R en fonction de l'angle d'orientation, en supposant une altitude de cible de 10 km. L'examen de ces figures nous révèle des variations importantes, d'environ 15 dB. Ces fluctuations peuvent être dues à une évolution dans le comportement de la cible, mais aussi à des variations dans les diagrammes de rayonnement.

De la même manière que pour la figure III.1.17, nous constatons que pour les distances les plus proches (< 35 km), les dispersions entre les deux fréquences, pour la puissance reçue, sont plus importantes. Tandis que pour des distances supérieures à 35 km, on remarque une bonne concordance entre la variation en $(1/d^4)$ et les mesures.

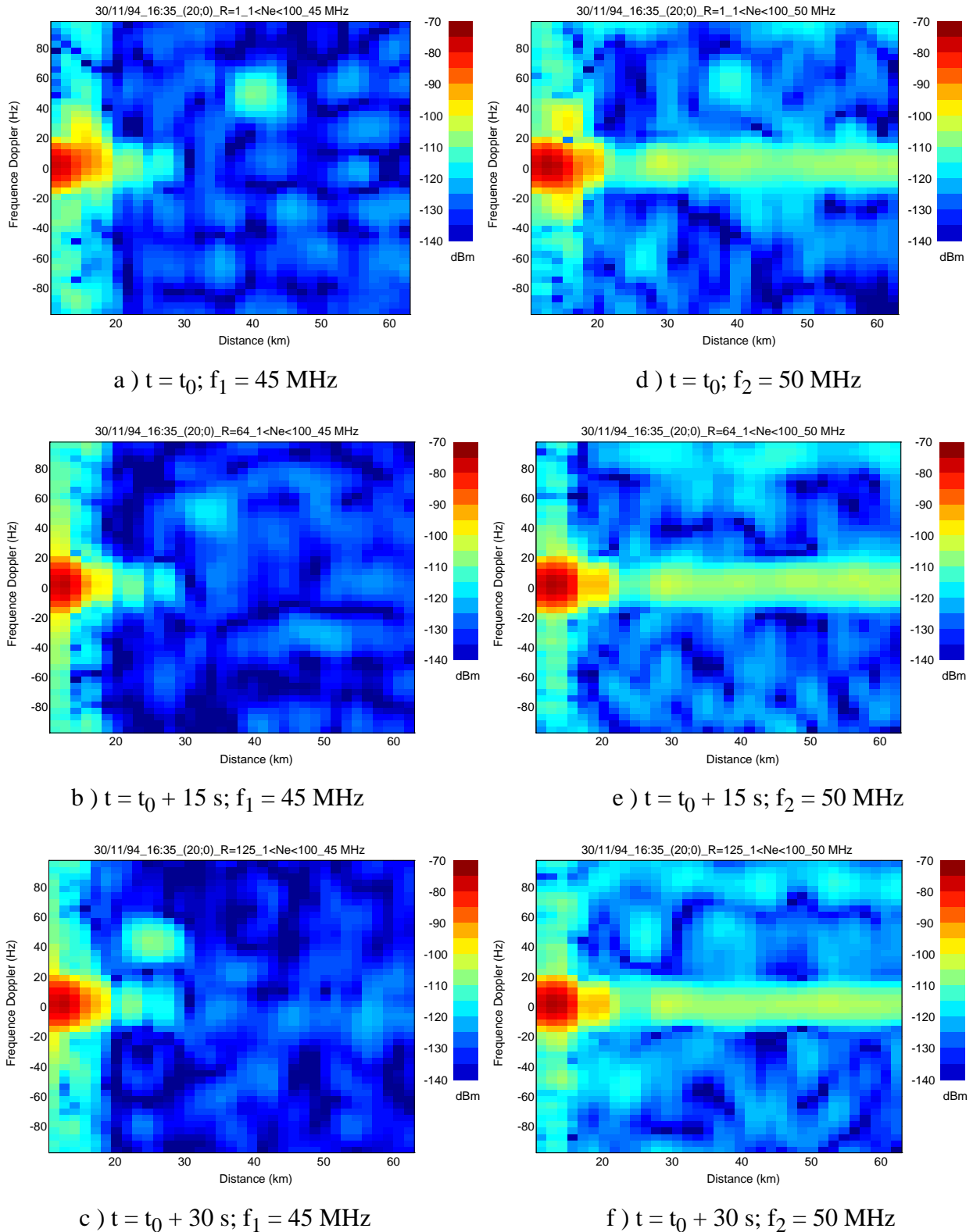


Figure III.1.19 : Fréquence Doppler en fonction de la distance pour un écho mesuré le 30 Novembre 1994 à 16h35, pour deux fréquences d'émission $f_1 = 45$ MHz et $f_2 = 50$ MHz.

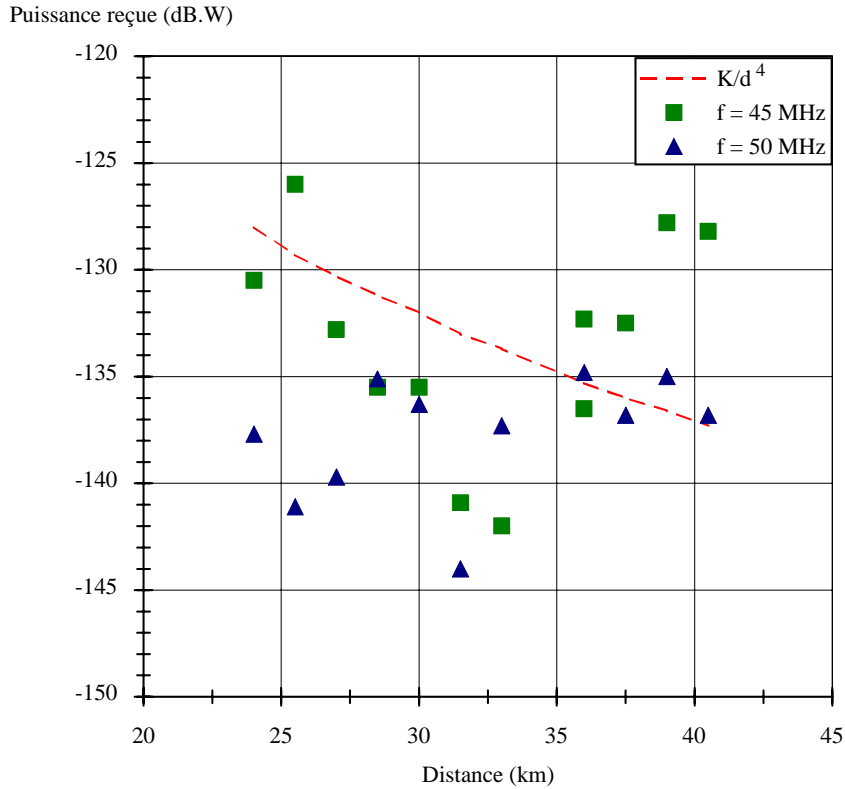


Figure III.1.21 : Puissance reçue en fonction de la distance sur un écho mesuré le 30 Novembre 1994 à 16h35 ($f_1 = 45$ MHz - $f_2 = 50$ MHz).

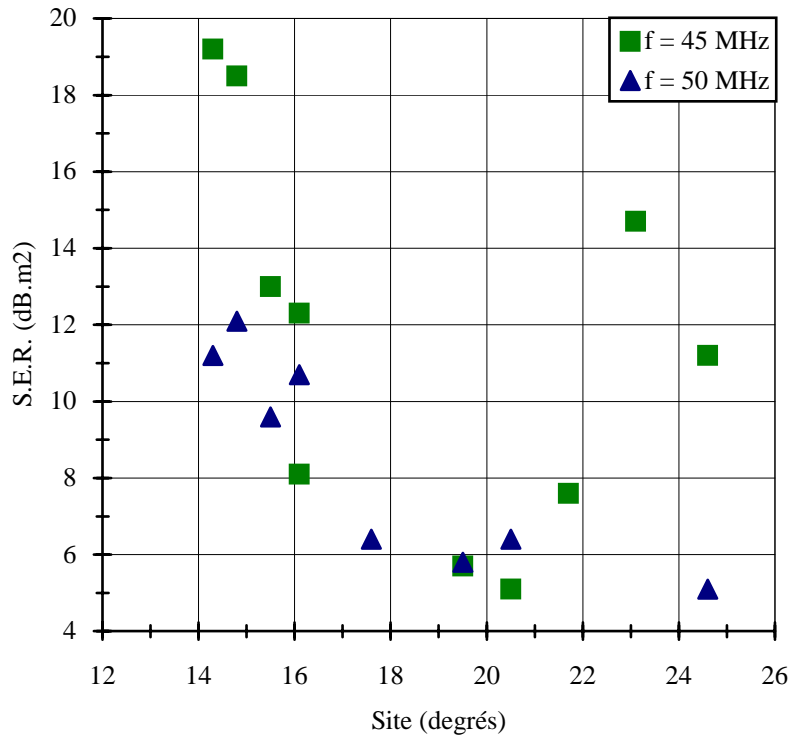


Figure III.1.22 : S.E.R. estimée en fonction de l'angle d'orientation sur un écho mesuré le 30 Novembre 1994 à 16h35, en supposant la cible dans l'axe de visée du radar à une altitude de 10 km. ($f_1 = 45$ MHz; $f_2 = 50$ MHz)

III.1.5) CONCLUSION

L'examen des cas qui viennent d'être présentés, nous montre que le système fonctionne et produit des échos que l'on localise dans le plan distance - vitesse.

Nous observons de plus, des variations de S.E.R. importantes, d'environ 15 dB, lorsque la cible parcourt une trajectoire linéaire et que ces variations dépendent de la fréquence. Ceci est qualitativement conforme aux prévisions théoriques [91][92].

La connaissance exacte du diagramme de rayonnement des réseaux d'antennes d'émission et de réception, devrait permettre d'améliorer les connaissances sur ces fluctuations et ainsi de quantifier l'évolution de l'aspect de la cible par rapport au radar.

Les valeurs de S.E.R. que nous avons estimées sont du même ordre de grandeur que celles trouvées dans la littérature [91], qui donne pour des avions d'armes en polarisation horizontale, des valeurs de plusieurs dizaines de mètres carrés en métrique (300 MHz) et une centaine de mètres carrés en décimétrique (30 MHz).

4^{ème} PARTIE :

**CONCLUSION
ANNEXE
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

	Page
Chapitre IV.1 : Conclusion	201
Chapitre IV.2 : Liste des Constructeurs et Distributeurs	205
Chapitre IV.3 : Références Bibliographiques	209

CHAPITRE IV.1 : CONCLUSION GENERALE

Au terme de ce travail de thèse, il nous faut effectuer un bilan à la fois technique et scientifique.

En nous appuyant sur les compétences du laboratoire, nous avons développé un radar V.H.F. multifréquence et multipolarisation, qui permet dans l'état actuel de l'avancement des travaux :

- la détection de cibles aériennes dans une gamme de distance allant de 6 à 60 km,
- la mesure de la puissance rétrodiffusée par la cible,
- la détermination de l'amplitude et de la phase des signaux reçus,
- le calcul des fréquences Doppler associées aux cibles,
- l'estimation des valeurs des sections efficaces radar.

Une architecture originale du système permet l'émission et la réception de plusieurs fréquences, afin de caractériser les cibles sur une bande de fréquence relativement large. Une méthode d'analyse spectrale haute résolution performante nous permet d'extraire les informations relatives à la cible, pour chaque fréquence émise.

Dans la version actuelle du système, seule la polarisation horizontale est utilisée. L'adjonction de la polarisation verticale, augmentera le nombre de données disponibles sur un écho.

Les limites de l'ensemble de ce système ont été précisées. Elles sont résumées dans le tableau ci-dessous.

Bande Passante :	28 - 100 MHz
Polarisation :	horizontale
Nombre de fréquences émises :	4
Gain respectif des réseaux d'antennes :	9 dB \pm 3 dB
Ouverture à - 3 dB des lobes :	$\approx 20^\circ$
Couverture angulaire :	élévation : + 5° à + 60° azimut : - 60° à + 60°
Puissance maximale émise :	2 kW
Largeur de l'impulsion émise :	40 μ s
Bande du signal émis :	25 kHz
Distance aveugle :	6 km
Portée maximale sans ambiguïté :	60 km
Sensibilité du récepteur :	- 140 dBm
Dynamique de réception :	72.25 dB
Fréquence d'échantillonnage :	100 kHz

Tableau IV.1.1 : Caractéristiques principales de la maquette M.O.S.A.R.

L'amélioration des performances d'un tel système, passe par :

- la mesure des diagrammes de rayonnement des réseaux d'antennes d'émission et de réception,
- l'adjonction de la polarisation verticale,
- l'augmentation du nombre de fréquences émises simultanément,
- l'autocalibrage du système,
- l'acquisition séparée des voies issues de chaque antenne de réception,
- l'augmentation de la puissance de calcul, en vue d'un traitement temps réel de la fréquence Doppler en fonction de la distance.

Ces travaux sont déjà entrepris au laboratoire. Dans ce cadre, une collaboration existe avec la société THOMSON C.S.F./S.D.C., pour les problèmes de calibrage du système.

L'interprétation des résultats de mesure, nécessite l'utilisation de logiciels performants d'évaluation de la S.E.R. et des phénomènes de propagation, dans cette gamme de fréquence. Des travaux sur ces sujets, sont en cours de développement, au sein de l'O.N.E.R.A.

Enfin, l'amélioration sur la connaissance des cibles et la modélisation de la S.E.R. imposera des campagnes de mesure de grande échelle.

CHAPITRE IV.3 : LISTE DES CONSTRUCTEURS ET DISTRIBUTEURS

-
- **Antennes** (réf : RA 943-900) :

RACAL SYSTEMS ELECTRONIQUE S.A.
18, Avenue Dutartre
78150 Le Chesnay

- **Mâts** (réf : HP16) :

L.E.R.C.
Chemin des Hamâides- B.P. 119
59732 Saint Amand les Eaux Cedex

- **Câbles** (réf : 9,3/50 CCFP) :

COMPAGNIE GENERALE DE TELECOMMUNICATIONS
35, rue Jean Jaurès - B.P. 20
95871 Bezons Cedex

- **Amplificateurs de puissance** (réf : LP 1000) :

KALMUS ENGINEERING INC.
21820 - 87th S.E.
Woodinville, WA. , 98072, U.S.A.

distribué par :

K.M.P. ELECTRONICS
21, rue Emilienne - B.P. 24
92145 Clamart Cedex

- **Systèmes d'émission et de réception :**

CHORUS ELECTRONIQUE
Z.A.C. des Godets - C.E.438
Impasse de la Noisette
91374 - Verrières le Buisson Cedex

distribué par :

EQUIPEMENTS SCIENTIFIQUES
127, rue de Buzenval - B.P. 26
92380 Garches

- **Préamplificateurs d'antenne** (réf : CDM 45)

A.D.E.
1, rue de Terre-Neuve - Miniparc du Verger- Bât. K
Z.A. de Courtaboeuf - B.P. 46
91942 Les Ulis Cedex

- **Filtres passe-bande à 75 kHz** (réf : MAX 274) :

MAXIM FRANCE
150, avenue Joseph Kessel
78960 Voisins le Bretonneux

- **Matrices de déphaseurs numériques** (réf : HPDF 112 P) :

H.E.L.P.
75, rue Paul Palud
22730 Trégastel

distribué par :

ELHYTE
1, rue du Ruisseau Blanc - B.P. 34
91620 Nosay

- **Synthétiseurs de fréquence** (réf : 2030; SMX)

MARCONI INSTRUMENTS S.A.
18, rue du Plessis Briard, Le Canal
Courcouronnes
91023 Evry Cedex

ROHDE & SCHWARZ FRANCE
Rue du Bignon
Immeuble SIGMA 1
Z.I. Sud-Est
35135 Chantepie

- **Système Informatique et Périphériques** (réf : SPARC station 10 modèle 51)

SUN MICROSYSTEMS
Immeuble Atalis, Z.A. du Vieux Pont
1, rue de Paris
35510 Cesson- Sévigné

- **Carte d'acquisition** (réf : DVME 614 A2)

DATEL INC.
11, Cabot Boulevard
Mansfield, MA, 02048-9984, USA

distribué par :

TEKELEC AIRTRONIC
5, rue Carle Vernet
92315 Sèvres Cedex

- **Carte C.P.U.** (réf : TSVME 113-3V), **carte d'entrées/sorties** (TSVME 405) et **rack V.M.E.** :

TEKELEC AIRTRONIC
5, rue Carle Vernet
92315 Sèvres Cedex

- **Interface S.B./V.M.E.** (réf : VME-SB2020), **carte I.E.E.E** (réf : GPIB-SPARC16B) et **logiciel Labview** :

NATIONAL INSTRUMENTS
Centre d'Affaires Paris Nord
B.P. 217 « Le Continental »
93153 Le Blanc Mesnil Cedex

- **Baies et boîtiers divers** :

TRANSRACK
100, rue du Moulin Bateau
94380 Bonneuil sur Marne

- **Connectiques diverses :**

HYPELEC
17, avenue des Molières
78470 Saint Rémy les Chevreuses

RADIALL
101, rue Philibert Hoffmann
Z.I. Ouest
93116 Rosny sous Bois Cedex

CHAPITRE IV.4 : **REFERENCES** **BIBLIOGRAPHIQUES**

1ère PARTIE : INTRODUCTION

CHAPITRE I.2 : OBJECTIFS

- [1] : W.J., Feast, R.H., Friend, « *Review - Synthesis and Material and Electronic Properties of Conjugated Polymers* », Journal of Materials Science, Vol. 25, pp.3796-3805, 1990.
- [2] : T.C.P., Wong, B., Chambers, A.P., Anderson, P.V., Wright, « *Large Area Conducting Polymer Composites and their use in Microwave Absorbing Material* », Electronics Letters, Vol. 28, N° 17, pp. 1651-1653, August 1992.
- [3] : T.C.P., Wong, B., Chambers, A.P., Anderson, P.V., Wright, « *Fabrication and Evaluation of Conducting Polymer Composites as Radar Absorbers* », 8th International Conference on Antennas and Propagation, N° 370, Edimburgh, United Kingdom, pp.934-938, April 1993.
- [4] : B.,Bougerolles, « *Contribution à l'Etude des Surfaces Sélectives en Fréquence par la Méthode Spectrale* »,Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes 1, 1993.

- [5] : D.T., Gjessing, J., Hjelmstad, T., Lund, « *A Multifrequency Adaptive Radar for Detection and Identification of Objects : Results on preliminary experiments on aircraft against a sea-clutter background* », I.E.E.E. Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-30, N° 3, pp. 351-365, May 1982.
- [6] : D., Giuli, « *Polarization Diversity in Radars* », Proceedings of the I.E.E.E., Vol. 74, N° 2, pp. 245-269, February 1986.

CHAPITRE I.3 : ANTECEDENTS

- [7] : M.I., Skolnik, « *Fifty Years of Radar* », Proceedings of the I.E.E.E., Vol. 73, N° 2, pp.182-197, February 1985.
- [8] : M.I., Skolnik, « *Introduction to Radar Systems* », Second Edition, Mac-Graw Hill Book Company, New-York, pp.8-12, 1980.
- [9] : L., Barthes, « *Etude des Instabilités du Plasma Ionosphérique* », Thèse de Doctorat de l'Université de Paris-Sud (centre d'Orsay), Paris, Février 1993.
- [10] : A., Bourdillon, J., Delloue, « *Effects of Geomagnetic Pulsations on the Doppler Shift of H.F. Backscatter Radar Echoes* », Radio Science, Vol.24, N°2, pp.183-195, March-April 1989.
- [11] : J.Y., Le Saout, « *Les Systèmes d'Aérien du Sondeur à Rétrodiffusion du C.N.E.T.* », Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes 1, Rennes, Janvier 1989.
- [12] : B.B., Balsley, K.S., Gage, « *The M.S.T. Radar Technique : Potential for Middle Atmospheric Studies* », Pure and Applied Geophysics, Vol.118, pp.452-493, 1980.
- [13] : B.B., Balsley, « *The M.S.T. Technique - A Brief Review* », Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, Vol.43, N°5/6, pp.495-509, 1981.
- [14] : G., Ogubazghi, « *Amélioration d'un Système Radar V.H.F. par des Techniques de Codage et de Prétraitement : Analyse et Mise en Oeuvre* », Thèse de Doctorat de l'Université de Toulon et du Var, Mai 1987.
- [15] : R.F., Woodman, A., Guillen, « *Radar Observations of Winds and Turbulence in the Stratosphere and Mesosphere* », Journal of Atmospheric Sciences, Vol.31, pp.493-505, March 1974.
- [16] : B.B., Balsley, W.L., Ecklund, D.A., Carter, P.E. Johnston, « *The M.S.T. Radar at Poker Flat - Alaska* », Radio Science, Vol.15, N°2, pp.213-223, March-April 1980.

- [17] : S., Fukao, T., Sato, T., Tsuda, S., Kato, K., Wakasugi, T., Makihiro, « *The MU Radar with an Active Phased Array System, Antenna and Power Amplifiers - In-House Equipement* », Radio Science, Vol.20, pp.1155-1176, 1985.
- [18] : J.G. Yoe, « *SOU.SY. V.H.F. Radar and U.L. Lidar for Atmospheric Research at M.P.Ae.* », I.E.E.E. Antennas and Propagation Magazine, Vol. 33, N° 6, pp. 28-32, December 1991.
- [19] : J., Röttger, C.H., Liu, J.K., Chao, A.J., Chen, Y.H., Chu, I.-J. Fu, C.M., Huang, Y.W., Kiang, F.S., Kuo, C.H., Lin, C.J., Pan, « *The Chung-Li V.H.F. Radar : Technical Layout and a Summary of Initial Results* », Radio Science, Vol.25, N°4, pp.487-502, July-August 1990.
- [20] : General Electric, « *AN/FPS 118, Over-The-Horizon Backscatter Radar* », Plaquette de Présentation, 1986.
- [21] : B., Blake, « *Jane's Radar and Electronic Warfare Systems, 1990-91* », Second Edition, Jane's Information Group, London, 1990.
- [22] : T.M., Georges, G.D., Thome, « *An Opportunity for Long-Distance Oceanographic and Meteorological Monitoring Using Over-The-Horizon Defense Radars* », American Meteorological Society, 1990.
- [23] : R.T., Pretty, D.H.R., Archer, « *Jane's Weapon Systems, 1974-75* », Jane's Information Group, London, 1974.
- [24] : R.T., Pretty, « *Jane's Weapon Systems, 1976* », Jane's Information Group, London, 1976.
- [25] : L.C.T.A.R., Plaquette de Présentation Publicitaire.
- [26] : J., Dorey, Y., Blanchard, F., Christophe, « *Le projet R.I.A.S., une Nouvelle Approche du Radar de Surveillance Aérienne* », L'Onde Electrique, Vol.64, N°4, pp.15-20, Juillet-Août 1984.
- [27] : J., Dorey, G., Garnier, G., Auray, « *R.I.A.S., Radar à Impulsions et Antenne Synthétique* », Colloque International sur le Radar, Paris, pp.556-562, 1989.

CHAPITRE I.4 : GENERALITES

- [28] : E.E., Reinhart, R.M., Taylor, A.O., Heyward, J., Miller, « *W.A.R.C.'s Last Act* », I.E.E.E. Spectrum, N° 29, pp. 20-33, February 1992.

- [29] : D., Le Boulch, J.L., Coatanhay, J.Y., Cam, « *Coherent Measurements of the Backscattering Matrix of Fluctuating Radar Targets* », Second International Workshop on Radar Polarimetry, I.R.E.S.T.E., Nantes, France, pp. 478-489, Septembre 1992.
- [30] : P.M., Woodward, « *Probabilités, Analyse Fréquentielle, Information, Théorie du Radar* », traduit par J.Maurin, Editions Eyrolles, Paris, pp.151-161, 1960.
- [31] : A.W., Rihaczek, « *Principles of High-Resolution Radar* », Mc Graw-Hill Company, New-York, pp.287-330, 1969.
- [32] : C.E., Cook, M., Bernfeld, « *Radar Signals - An Introduction to Theory and Application* », Academic Press Inc., London, pp.226-278, 1967.
- [33] : F.E., Nathanson, « *Radar Design Principles - Signal Processing and the Environment* », Mc Graw-Hill Company, New-York, pp.397-404, 1969.
- [34] : A.W., Rihaczek, « *Radar Resolution Properties of Pulse Trains* », Proceedings of the I.E.E.E., Vol.52, N°2, pp.153-164, February 1964.

2ème PARTIE : SYSTEME RADAR

CHAPITRE II.1 :SYSTEME ANTENNAIRE

- [35] : R.L., Carrel, « *Analysis and Design of the Log-Periodic Dipole Antenna* », Ph.D. Thesis, University of Illinois, U.S.A., 1961.
- [36] : Z., Boury, « *Influence des Sols Naturels sur les Performances des Antennes Dipolaires dans les Gammes H.F. - V.H.F.* », Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes 1, Rennes, Août 1994.
- [37] : P., Degauque, J., Hamelin, « *Compatibilité Electromagnétique - Bruits et Perturbations Radioélectriques* », Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Editions Dunod, pp. 421-422, 1990.
- [38] : C., Brousseau, L., Bertel, « *V.H.F. Polarimetric Radar Antenna Arrays* », Second International Workshop on Radar Polarimetry, I.R.E.S.T.E., Nantes, France, pp.509-516, Septembre 1992.
- [39] : M.I., Skolnik, « *Radar Handbook* », Mac-Graw Hill Book Company, New-York, p.12-3, p.11-36, 1970.
- [40] : R.C., Johnson, H., Jasik, « *Antenna Engineering Handbook* », Second Edition, Mac-Graw Hill Book Company, New-York, p.20-31, pp. 26-65 - 26-37, 1984.

- [41] : M.I., Skolnik, « *Introduction to Radar Systems* », Second Edition, Mac-Graw Hill Book Company, New-York, p.321, 1980.
- [42] : S., Cannivenc, « *La Propagation des Ondes - Evaluations des Circuits de Communication* », Tome 1, Soracom Editions, Rennes , p.112, 1984.
- [43] : J.B., Andersen, « *Influence of Surroundings of Vertically Polarised Log-Periodic Antennas* », Teletechnik, 9, p.33, 1965.
- [44] : A.W., Rudge, K., Milne, A.D., Olver, P., Knight, « *Handbook of Antenna Design* », Volume 2, I.E.E. Electromagnetic Waves Series 16, Peter Peregrinus Limited, London, pp. 675-677, 1983.

CHAPITRE II.2 : SYSTEMES D'EMISSION / RÉCEPTION

- [45] : D., Le Boulch, J.L., Coatanhay, J.Y., Cam, « *Coherent Measurements of the Backscattering Matrix of Fluctuating Radar Targets* », Second International Workshop on Radar Polarimetry, I.R.E.S.T.E., Nantes, France, pp. 478-489, Septembre 1992.
- [46] : M.I., Skolnik, « *Introduction to Radar Systems* », Second Edition, Mac-Graw Hill Book Company, New-York, p.343, pp. 373-374, 1980.
- [47] : M.I., Skolnik, « *Radar Handbook* », Mac-Graw Hill Book Company, New-York, 1970.
- [48] : A.V., Haeff, « *Minimum Detectable Radar Signal and Its Dependence Upon Parameters of Radar Systems* », Proceedings of the I.R.E. and Waves and Electrons, Vol. 34, N° 11, pp. 857-861, November 1946.
- [49] : J., Darricau, « *Physique et Théorie du Radar* », Tome 2, Edition Sodipe, Paris, p.137, 1973.
- [50] : L., Boithias, « *Propagation des Ondes Radioélectriques dans l'Environnement Terrestre* », 2^{ème} édition, Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Edition Dunod, p.105, pp. 271-273, 1984.
- [51] : P.L., Rice, A.G., Longley, K.A., Norton, A.P., Barsis, « *Transmission Loss Predictions for Tropospheric Communication Circuit* », National Bureau of Standards, Technical Note 101, Volume 1, p.3-12, Janvier 1967.
- [52] : J.C., Durand, « *Analyse des Phénomènes Physiques, Spécifications du Logiciel de Propagation* », Rapport THOMSON-C.S.F./S.D.C/D.T.S./E.T.S.2-034/94, Convention D.R.E.T. N° 92/166, Novembre 1994.

- [53] : P., Degauque, J., Hamelin, « *Compatibilité Electromagnétique - Bruits et Perturbations Radioélectriques* », Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Edition Dunod, pp. 28-29, 1990.
- [54] : C.C.I.R. Report 670, « *World-Wide Minimum External Noise Levels 0.1 Hz to 100 GHz* », Recommendations and Reports of the C.C.I.R., Volume 1, I.T.U., Geneva, 1978.
- [55] : D.O., North, « *An Analysis of the Factors Which Determine Signal/Noise Discrimination in Pulsed-Carrier Systems* », Proceedings of the I.E.E.E., Vol. 51, pp. 1015-1028, July 1963.
- [56] : J., Darricau, « *Physique et Théorie du Radar* », Tome 2, Edition Sodipe, Paris, p.137, 1973.
- [57] : F., Le Chevalier, « *Les Basses Fréquences en Radar* », Colloque International sur le Radar, Paris, pp.350-357, Mai 1994.
- [58] : F., Dupetitpré, « *Définition et Réalisation d'un Récepteur V.H.F. en Multifréquence et Multipolarisation - Plans de Sol Naturels et Artificiels* », Rapport de Stage de D.E.A. Electronique, I.N.S.A., Rennes, Juillet 1993.

CHAPITRE II.3 : SYSTEME D'ACQUISITION ET DE PILOTAGE

- [59] : R., Nail, A., Miller, B., Barrett, D., Cox, « *Linear Design Seminar - Reference Book* », Texas Instruments Limited, p.3.1-3.8, 1993.
- [60] : D.K., Barton, « *Radar System Analysis* », Prentice Electrical Engineering Series, Englewood Cliffs, New Jersey, p.408-411, 1964.
- [61] : J.A., Scheer, J.L., Kurtz, « *Coherent Radar Performance Estimation* », Artech House, Norwood, U.S.A., p.73-83, 1993.
- [62] : M.I., Skolnik, « *Introduction to Radar Systems* », Second Edition, Mac-Graw Hill Book Company, New-York, p.322, 1980.
- [63] : P., Brun, E.A., Decamps, « *La Domotique* », Edition Que Sais-Je ?, Presses Universitaires de France, Paris, p.46-47, 1988.

CHAPITRE II.4 : TRAITEMENT DES SIGNAUX RADAR

- [64] : J.P., Delmas, « *Eléments de Théorie du Signal : Les signaux Déterministes* », Collection Ellipses, Edition Marketing, Paris, pp.131-135, 1991.
- [65] : D., Ventre, « *Communications Analogiques* », Collection Ellipses, Edition Marketing, Paris, pp.31-38, 1991.
- [66] : A.M., Edjeou, « *Conception et Réalisation d'un Goniopolarimètre H.F. : Application à l'Etude de l'Inclinaison des Couches de l'Ionosphère (Tilts)* », Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes 1, Rennes, pp.56-59, Novembre 1993.
- [67] : B., Guiot, « *Filtrage de Hilbert - Estimation Spectrale - Application au Radar : Analyse Doppler* », Rapport d'Activité N°1, Laboratoire Radiocommunications, Université de Rennes 1, pp.10-12, Janvier 1994.
- [68] : M., Kunt, « *Traitement Numérique des Signaux* », Traité d'Electricité, d'Electronique et d'Electrotechnique, Edition Dunod, Paris, pp.183-234, 1981.
- [69] : T.C., Appana, J., Graham, « *A Linear Programming Approach to Recursive Digital Filters with Linear Phase* », I.E.E.E. Transactions on Circuits and Systems, Vol. CAS-29, N°3, pp.139-149, March 1982.
- [70] : G., Linde, W., Waters, « *Analysis & Simulation Techniques for Modern Radar* », Hewlett - Packard, p.225, 1988.
- [71] : L., Barthes, « *Etude des Instabilités du Plasma Ionosphérique* », Thèse de Doctorat de l'Université de Paris-Sud (centre d'Orsay), Paris, pp.117-118, Février 1993.
- [72] : S.L., Marple, « *Frequency Resolution of High Resolution Spectrum Analysis Techniques* », 1st R.A.D.C Spectrum Estimation Workshop, pp.19-35, 1978.
- [73] : N.O., Anderson, « *On the Calculation of Filter Coefficients for Maximum Entropy Analysis* », Geophysics, Vol.39, pp.69-72, February 1974.
- [74] : S.M., Kay, S.L., Marple, « *Spectrum Analysis - A Modern Perspective* », Proceedings of the I.E.E.E., Vol.69, N°11, pp.1380-1419, November 1981.
- [75] : T.J., Ulrych, T.N., Bishop, « *Maximum Entropy Spectral Analysis ans Autoregressive Decomposition* », Review of Geophysics, Vol.13, pp.183-200, 1975.
- [76] : S.L., Marple, « *A New Autoregressive Spectrum Analysis Algorithm* », I.E.E.E. Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol.ASSP-28, N°4, pp.441-454, August 1980.
- [77] : H., Akaike, « *Fitting Autoregressive Models for Prediction* », Annals of the Institute of Statistical Mathematics, Vol.21, N°2, pp.243-247, 1969.

- [78] : H., Akaike, « *Statistical Predictor Identification* », Annals of the Institute of Statistical Mathematics, Vol.22, pp.203-217, 1970.
- [79] : J.G. Proakis, C.M. Rader, F. Ling, C.L. Nikios, « *Advanced Digital Signal Processing* », Macmillan Publishing Company, New-York, U.S.A., pp.509-510, 1992.
- [80] : T.J., Ulrych, R.W., Clayton, « *Time Series Modelling and Maximum Entropy* », Physics of the Earth and Planetary Interiors, Vol.12, pp.188-200, August 1976.
- [81] : S.S., Haykin, « *Non-Linear Methods of Spectral Analysis* », Edition Springer-Verlag, New - York, 1979.
- [82] : M., Niberon, Y. Le Roux, « *Evaluation Comparative de Méthodes d'Estimation Spectrale par Modélisation Autorégressive* », Note Technique NT/LAB/MER/357, C.N.E.T. Lannion B, Février 1989.
- [83] : D.O., North, « *An Analysis of the Factors Which Determine Signal/Noise Discrimination in Pulsed-Carrier Systems* », Proceedings of the I.E.E.E., Vol. 51, pp. 1015-1028, July 1963.

CHAPITRE II.5 : CALIBRAGE DU SYSTEME

- [84] : A.M., Edjeou, « *Conception et Réalisation d'un Goniopolarimètre H.F. : Application à l'Etude de l'Inclinaison des Couches de l'Ionosphère (Tilts)* », Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes 1, Rennes, pp.53-56, Novembre 1993.
- [85] : M.W., Whitt, F.T., Ulaby, P., Polatin, V.V., Liepa, « *A General Polarimetric Radar Calibration Technique* », I.E.E.E. Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-39, N° 1, pp. 62-67, January 1991.
- [86] : L.H., Hemming, R.A., Heaton, « *Antenna Gain Calibration on a Ground Reflection Range* », I.E.E.E. Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-21, N° 1, pp. 532-538, July 1973.
- [87] : S., Rossignol, « *Calibrage et Autocalibrage de Réseaux d'Antennes - Application au Radar M.O.S.A.R.* », Rapport de Stage de D.E.A. Signal - Télécommunications - Image - Radar, Université de Rennes 1, pp. 35-49, Juillet 1994.

CHAPITRE II.6 : CARACTERISATION DU SYSTEME RADAR

- [88] : C., Brousseau, B., Guiot, « *M.O.S.A.R. : V.H.F. Multifrequency and Multipolarization Radar* », Microwaves 94 Conference, London, United Kingdom, pp. 398-403, October 1994.
- [89] : C., Brousseau, « *A V.H.F. Multifrequency and Multipolarization Radar* », Physique en Herbe 93 , Paris, France, pp. P-ID2, Juin 1993.
- [90] : D.O., North, « *An Analysis of the Factors Which Determine Signal/Noise Discrimination in Pulsed-Carrier Systems* », Proceedings of the I.E.E.E., Vol. 51, pp.1015-1028, July 1963.

3^{ème} PARTIE : ETUDES EXPERIMENTALES ET ANALYSE DES RESULTATS

CHAPITRE III.1 : ETUDES EXPERIMENTALES ET ANALYSE DES RESULTATS

- [91] : F., Le Chevalier, « *Utilisation des Fréquences Basses en Radar* », L'Onde Electrique, Vol.74, N°3, pp.53-59, Mai-Juin 1994.
- [92] : M., Lesturgie, « *Contribution des Gammes Métriques et Décamétriques au Concept de Radar de Veille : Performances a Site Bas et Comparaison avec les Radars Classiques* », A.G.A.R.D. Conference Proceedings N°486 - « Use or Reduction of Propagation and Noise Effects in Distributed Military Systems », Crête, Grèce, pp.22-1 - 22-11, Octobre 1990.