

N° d'Ordre: 887

# THESE

Présentée devant

L'UNIVERSITÉ DE RENNES I

UFR Structure et Propriétés de la Matière

pour obtenir

LE TITRE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES I

“Mention Traitement du Signal et Télécommunications”

par

Magaye DIOP

---

**CONTRIBUTION A L'ÉTUDE ET A LA RÉALISATION D'UNE ANTENNE  
ADAPTATIVE FAIBLE COÛT A TEMPS DE RÉPONSE MINIMAL  
POUR COMMUNICATIONS RADIOMOBILES**

---

Soutenue Publiquement le 22 Octobre 1992 à l'IRESTE (NANTES)  
devant la Commission d'Examen

C. TERRET	Professeur	Université de Rennes I	Président
J.P. DANIEL	Professeur	Université de Rennes I	
S. DRABOWITCH	Ingénieur	Thomson CSF	
H. GRIFFITHS	Professeur	University College Londres	Rapporteur
A. PAPIERNIK	Professeur	Université de Nice	Rapporteur
J. SAILLARD	Professeur	IRESTE - Nantes	

Directeur de Recherche : J. SAILLARD

N° d'Ordre: 887

# THESE

Présentée devant

L'UNIVERSITÉ DE RENNES I

UFR Structure et Propriétés de la Matière

pour obtenir

LE TITRE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES I

“Mention Traitement du Signal et Télécommunications”

par

Magaye DIOP

---

**CONTRIBUTION A L'ÉTUDE ET A LA RÉALISATION D'UNE ANTENNE  
ADAPTATIVE FAIBLE COÛT A TEMPS DE RÉPONSE MINIMAL  
POUR COMMUNICATIONS RADIOMOBILES**

---

Soutenue Publiquement le 22 Octobre 1992 à l'IRESTE (NANTES)  
devant la Commission d'Examen

C. TERRET	Professeur	Université de Rennes I	Président
J.P. DANIEL	Professeur	Université de Rennes I	
S. DRABOWITCH	Ingénieur	Thomson CSF	
H. GRIFFITHS	Professeur	University College Londres	Rapporteur
A. PAPIERNIK	Professeur	Université de Nice	Rapporteur
J. SAILLARD	Professeur	IRESTE - Nantes	

Directeur de Recherche : J. SAILLARD



UNIVERSITE de RENNES I

U.F.R. SCIENCES et PHILOSOPHIE

-----

DOYENS HONORAIRES

M. BOCLE J.  
M. LE MOAL H.  
M. MARTIN Y.

PROFESSEURS HONORAIRES

Mlle CHARPENTIER	M. COGNE J.
M. FREYMANN R.	Mlle DURAND
M. ORTIGUES E.	M. FOLLIOU R.
M. PHILIPPOT A.	M. LE BOT J.
M. ROHMER Y.	M. LE MOAL H.
M. SALMON-LEGAGNEUR F.	M. MARTIN Y.
M. VACHER M.	M. RAZET P.
M. VALET P.	
M. VILLERET S.	

MAITRES de CONFERENCES HONORAIRES

Mlle HAMON M.R.

## MATHEMATIQUES

### Professeurs

M. BAKER M.  
M. BERTHELOT P.  
M. CALOZ G.  
M. CAMUS J.  
M. CERVEAU D.  
M. CONZE J.P.  
M. COSTE M.  
M<sup>me</sup> COSTE-ROY M.F.  
M. CROUZEIX M.  
M. DESHAYES J.  
M. FERRAND D.  
M. GIORGIUTTI I.  
M. GUERINDON J.  
M. GUIVARC'H Y.  
M. HENNION H.  
M. HOUDEBINE J.  
M. LERNER N.  
M. MAHE L.  
M. MEMIN J.  
M. MERRIEN J.  
M. METIVIER G.  
M. MIGNOT A.  
M. MORET-BAILLY L.  
M. PERRIN G.  
M. PETRITIS D.  
M. RAUGI A.  
M. TOUGERON J.CI.  
M. TOURNEMINE G.  
M. WOLF J. (ENSSAT L.)

### Habilités

M. DEMAY D. (IUT L.)

### Docteurs d'Etat

M. BOSSARD Y.  
M. GRAVEREAUX J.B.  
M. TREIBICH A.

## INFORMATIQUE

### Professeurs

M<sup>me</sup> ANDRE F.  
M. BOSCH P.  
(ENSSAT L.)  
M. BOUATOUCH K.  
M<sup>me</sup> CORDIER M.O.  
M. DIVAY M. (IUT L.)  
M. GUYOMARD  
(ENSSAT L.)  
M. HELARY J.M.  
M. HERMAN D.  
M. JALBY W.  
M. LENFANT J.  
M. LERMAN I.  
M. LORETTE G.  
M. MARIE R.  
M. RAOULT J.C.  
M. RAYNAL M.  
M. SEGUIN J.  
(ENSSAT L.)

### Habilités

M. SIROUX J. (IUT L.)

### Docteurs d'Etat

M<sup>me</sup> MORIN A.M.  
M. TALLUR B.

## PHYSIQUE

### Professeurs

M. BARON A. (IUT R.)  
M. BENIERE F.  
M. BERTEL L.  
M. BERTAULT M.  
M. BIDEAU D.  
M. BOISSOLES J.  
M. BONNAUD O.  
M. BRUN P.  
M. CAILLEAU H.  
M. COLIN Y (IUT R.)  
M. COLLOREC R.  
M. CORAZZA M.  
(ENSSAT L.)  
M. DANIEL J.P.  
M. DECAMPS E.A.  
M. DUBOST G.  
M. DURAND A.  
M. ECOLIVET C.  
M. FAUCON G.  
M. FOUCHE F. (IUT R.)  
M. FUCHS J.J.  
M. GROSVOLD (IUT R.)  
M. JEZEQUEL G.  
M. JOUBERT P. (IUT L.)  
M<sup>lle</sup> LADO-BORDOWSKY  
O.(ENSSAT L.)  
M. LANGOUET L.  
M. LE DOUCEN R.  
M. LE FLOCH A.  
M. LE MEN J.F. (IUT L.)  
M. LE TRAON A.  
M. LEVASSEUR M.  
(IUT R.)  
M. MALHERBE J.C  
(I.U.T. L.)  
M. MEINNEL J. (Emérite)  
M. NUSIMOVICI M.  
M. PINEL J. (IUT L.)  
M. RIAUX E. (IUT R.)  
M. STEPHAN G.  
(ENSSAT L.)  
M. TERRET CL.  
M. THOMAS G.  
M. TROADEC J.P.  
M. VEZZOSI G.

### Habilités

M. CHARBONNEAU G.  
M. COATRIEUX J.L.  
M. GIRARD A.  
M. MESSENGER J.C.  
M. PILET J.C.

### Docteurs d'Etat

M. ANDRIAMIRADO  
(IUT L.)  
M. BALCOU Y.  
M. BERNARD D.  
M. BESNIER G.  
M. BOULIOU A.  
M. CHAGNEAU (IUT R.)  
M<sup>me</sup> COUSIN C.  
M. CLECH G. (IUT L.)  
M. DAUDE A.  
M. DEFRANCE A.  
M. FORTIN B.(IUT R.)  
M. GOMET J.C.  
M. GOULPEAU L.  
M. HAGENE B.  
M<sup>lle</sup> HAGENE M.  
M. HOUDEAU J.P.  
M. LARVOR M.  
M. LE BLOA A. (IUT R.)  
M. LE CLEACH (IUT L.)  
M. LE COMTE A.  
M. LENORMAND J.M.  
M. POEY P.  
M. PRIOL M.  
M. QUEFFELEC J.L.  
M. RABACHE P. (IUT L.)  
M. RAOULT F. (IUT R.)  
M. REBOURS B. (IUT L.)  
M. RIHET Y. (IUT L.)  
M. SEIGNAC A.  
M<sup>lle</sup> SOLAL  
M. TANGUY P.  
M. TACHE D.  
M. THOUROUDE D.  
M. TKINT de  
RODENBEKE A.  
(IUT R.)R.)  
M<sup>me</sup> TKINT de  
ROODENBEKE A.  
(IUT R.)

# CHIMIE

## Docteurs d'Université

### Professeurs

M. AUFFREDIC J.P.  
M. BARIOU B. (IUT R.)  
M. BOTREL A. (ENSCR)  
M. CAREL Cl.  
M. CARO B. (IUT L.)  
M. CARRIE R. (Emérite)  
M. CHAUFER B.  
(IUT R.)  
M. DABARD R.  
M. DANION D.  
M<sup>me</sup> DANION  
née BOUGOT  
M. DARCHEN A.  
(ENSCR)  
M. DIXNEUF P.  
M. DORANGE G.  
(ENSCR)  
M. FOUCAUD A.  
M. GRANDJEAN D.  
M. GUERIN P. (ENSCR)  
M. GUERIN R.  
M. GUYADER J.  
M. HAMELIN J.  
M. LAURENT Y.  
M. LE CORRE M.  
M. LE GUYADER M.  
(IUT R.)  
M. LISSILOUR R.  
M. LUCAS J.  
M. MAUNAYE M.  
(ENSCR)  
M. MARTIN G. (ENSCR)  
M. MOINET Cl.  
M. PATIN H. (ENSCR)  
M. PLUSQUELLEC D.  
(ENSCR)  
M. POULAIN M.  
M. PRIGENT Y. (IUT R.)  
M. ROBERT A.  
M. SAILLARD J.Y.  
M. SOYER N. (IUT R.)  
M. TALLEC A.  
M. VERDIER P. (IUT R.)

### Docteurs d'Etat et habilités

M<sup>me</sup> BARS née BEAULIEU  
M<sup>me</sup> BRIARD P.  
M. BROCHU R.  
M. CAILLET P.  
M<sup>me</sup> CARLIER née  
ROLLAND (IUT R.)  
M. CORRE F.  
M<sup>me</sup> de COURVILLE née  
PICHEVIN A.  
M. FAYAT Ch.  
M. GADREAU Cl.  
M. GAUDE J.  
M. GUILLEVIC J.  
M. HAZARD R.  
M. HERCOUET A.  
M. LAPLANCHE A.  
(ENSCR)  
M<sup>lle</sup> LARPENT C.  
(ENSCR)  
M. LEBORGNE G.  
M. LE CLOIREC P.  
(ENSCR)  
M. LE COQ A.  
M. LE FLOCH Y.  
(ENSCR)  
M<sup>lle</sup> LE PLOUZENNEC M.  
M<sup>lle</sup> LE ROUZIC née  
BELLEVRE (ENSCR)  
M<sup>me</sup> LOUER née GAUDIN  
M. MARTELLI J.  
M. MEYER A.  
M. MORVAN J. (ENSCR)  
M<sup>me</sup> PAPILLON née  
JEGOU (IUT R.)  
M. PERSON H.  
M. PICOUAYS B.  
M. PCHAT F.  
M<sup>me</sup> POMMERET née  
CHASLE (IUTR.)  
M. RAOULT Eugène  
M. RAPHALEN D.  
(ENSCR)  
M. RAULET Cl.  
M<sup>me</sup> RIVET  
née LE GUELLEC  
M. TONNARD F.  
(IUT R.)  
M. TARDIVEL R.  
M. TOUCHARD D.  
M<sup>me</sup> TEXIER née  
BOULLET  
M<sup>me</sup> UTJES née LE GALL  
M. VENIEN F. (ENSCR)

M. FLOMER D.  
M. LE GREL P.  
M. PELLON P.

## GEOLOGIE

### Professeurs

M. ARNDT  
M. AUVRAY B.  
M. BRUN J.P.  
M. CHAUVEL J.J.  
M. CHOUKROUNE P.  
M. COGNE (Emérite)  
M. FOURCADE S.  
M. GILET Ph.  
M. HAMEURT J.  
M. JAHN B.M.  
M. LARDEUX H.  
M. WILLAIME Ch.

### Habilités

M. MARTIN H.

### Docteurs d'Etat

M. BLAIS S.  
M<sup>me</sup> ESTEOULE née  
          CHOUX  
M. HENRY J.L.  
M<sup>me</sup> MORZADEC née  
          KERFOURN  
M. LAGARDE J.L.  
M. LE CORRE Cl.  
M. LEFORT J.P.  
M. MORZADEC P.  
M<sup>me</sup> OLLIVIER née PIERRE

PHYSIOLOGIE - BIOLOGIE des ORGANISMES et des POPULATIONS

Professeurs

M. BARBIER R.  
M. BERNARD Th.  
M. CALLEC J.J.  
M. CITHAREL J.  
M. DAGUZAN J.  
M. GAUTIER J.Y.  
M. HUON A.  
M. LARHER F.  
M<sup>me</sup> LEMOINE C.  
M. NENON J.P.  
M. TOUFFET J.L.  
M. TREHEN P.  
M. WEBB D.

Habilités

Docteurs d'Etat

M. BERNARD J.  
M. BERTRU G.  
M. BRIENS M.  
M. CANARD A.  
M. CHAUVIN G.  
M. CLEMENT B.  
M. DENIS Ch.  
M<sup>lle</sup> FORGEARD F.  
M. GLOAGUEN J.Cl.  
M. GUILLET J.Cl.  
M. GUYOMARCH J.Ch.  
M<sup>me</sup> GUYOMARCH née  
COUSIN C.  
M<sup>me</sup> HUBERT née  
GUERGADY  
M. LE GARFF B.  
M. MICHEL R.  
M<sup>me</sup> RICHARD M.A. née  
YRIS  
M<sup>lle</sup> ROZE F.  
M. SAVOURE B.

BIOCHIMIE - BIOLOGIE CELLULAIRE et MOLECULAIRE

Professeurs

M. BLANCO C.  
M. BOISSEAU C.  
M. DUVAL J.  
M. GOURANTON J.  
M. JEGO P.  
M. JOLY J.M.  
M. KERCRET H.  
M. LE PENNEC J.P.  
M. PHILIPPE M.  
M. VALOTAIRE Y.  
M. WROBLEWSKI H.

Habilités

M. JEGOU B.

Docteurs d'Etat

M. BOUTRY J.L.  
(ENSCR)  
M. GOURRET J.P.  
M. HAMON Cl.  
M. LE GUELLEC R.  
M<sup>me</sup> LE GUELLEC C

# PHILOSOPHIE

## Professeurs

M. CLAIR A.  
M. FOLSCHIED D.  
M. NEF F.  
M. VETOM.

## Habilités

## Docteurs d'Etat

PERSONNEL C.N.R.S. - I.N.R.I.A.

Directeurs de Recherche

Habilités

Docteurs d'Etat

MATHEMATIQUES

M. BERTEHLOT P.

INFORMATIQUE

Directeurs de Recherche

Chargés de Recherche

M. ANDRE J.  
M. BANTRE M.  
M. BEKKERS Y.  
M. BENVENISTE A.  
M. BOUTHEMY P.  
M. DARONDEAU P.  
M. HEGRON G.  
M. LABIT C.  
M. LE GOFF H.  
M. LE GUERNIC P.  
M. LE PALMEC J.  
M. PHILIPPE B.

M. ARNALDI B.  
M. CHAROT F.  
M. DELYON B.  
M<sup>me</sup> ERHEL J.  
M. GAMATIE B.  
M. GAUTIER T.  
M. GAUTRIN E.  
M. HEITZ F.  
M. JEGOU Y.  
M. LE METAYER D.  
M. MOINARD Y.  
M<sup>me</sup> MORIN C.  
M. MULLER G.  
M. NICOLAS J.  
M. PRIOL T.  
M. QUINIOU R.  
M. RIDOUX O.  
M. RUBINO G.  
M. SADKANE M.  
M. SERICOLA B.  
M. SEZNEC A.

CHIMIE

M. CHEVREL R.  
M. COEURET (ENSCR)  
M. DENIS J.-M.  
M. GREE R.(ENSCR)  
M. GUILLEMIN J. C.  
M. LE GUILLANTON G.  
M. LOUER D.  
M. MARCHAND R.  
M. NOEL H.  
M. SERGENT M.  
M. SIMONET J.  
M. SIMONNEAUX G.  
M. VAULTIER M.

M. LAPINTE C.

M<sup>me</sup> BAUDY née FLOCH  
M. DEMERSEMAN B.  
M. FONTENEAU G.  
M. GUYADER G.  
M. HAMON J.-R.  
M. LE BOZEC H.  
M. MARTIGNY P.  
M. MATECKI M.  
M. MOREL G.  
M. PADIOU J.  
M. PENA O.  
M. PERRIN A.  
M<sup>me</sup> PERRIN C.  
M. POTEL L.  
M<sup>me</sup> RAULT-BERTHELOT

(suite Chimie)

M. B. CARBONI  
M. J.C. GUILLEMIN

**Docteurs d'Université**

M. BONDON A.  
M. CHAVANT J.P.  
Mlle GUERCHAI S V.  
M. MOSSET P. (ENSCR)

**PHYSIQUE**

M. ROWE G.

M. DANG TRAN Q;  
M. SANQUER M.  
M. TOUDIC B.

**GEOLOGIE**

M. BERNARD-GRIFFITHS  
M. CAPDEVILA R.  
M. COBBOLD P.  
M. GAPAIS D.  
M. PARIS F.  
M. PEUCAT J. J.  
M. ROBARDET M.

**ANTHROPOLOGIE**

M. BRIARD J.

M. MONNIER J.C.

**BIOLOGIE CELLULAIRE et GENETIQUE**

Mlle GARNIER D.

M. OSBORNE B.

M. CHARBONNEAU M.  
M. THIEULAND M.L.  
M. THOMAS D.

**BIOLOGIE des ORGANISMES**

Mme GAUTIER A.  
M. GAUTIER J. P.  
M. VANCASSEL R.

Mme BAILLIOT-DELEPORTE S.  
Mme CLOAREC A.

M. DELETTRE Y.  
Mlle RIVAUULT C.  
Mlle EYBERT M.  
M. VIDAL J.M.

Ce travail de recherches a été effectué au Laboratoire Systèmes et Signaux Hautes Fréquences de l'IRESTE (NANTES) que dirige Monsieur le Professeur **Joseph SAILLARD** auquel j'exprime mes profonds remerciements pour m'avoir accueilli dans son Laboratoire. Je lui en suis très reconnaissant pour l'intérêt qu'il a porté à cette étude et pour la confiance qu'il m'a témoignée.

Je tiens à remercier également Monsieur **J.F. DIOURIS** de ce même Laboratoire pour son soutien et ses conseils précieux tout au long de cette étude.

Qu'il me soit permis par ailleurs de remercier tout particulièrement Monsieur le Professeur **C. TERRET** à l'Université de RENNES I, qui m'a fait l'honneur de bien vouloir présider le jury de cette thèse.

D'autre part, je remercie vivement Monsieur **PAPIERNIK A.** Professeur à l'Université de NICE et Monsieur **GRIFFITHS H.** Professeur (University College, LONDRES) qui ont accepté de juger ce travail.

Je suis aussi particulièrement reconnaissant envers Messieurs **J.P DANIEL** Professeur à l'Université de RENNES I et **S. DRABOWITCH** Directeur à la THOMSON CSF pour leur participation au jury.

Je suis enfin reconnaissant à Mademoiselle **N. BARANGER** pour sa participation à la dactylographie de ce mémoire.

Que tous ceux qui m'ont soutenu au cours de ces trois années trouvent ici l'expression de ma plus profonde gratitude.



A mes Parents



**CONTRIBUTION A L'ETUDE ET A LA REALISATION**

**D'UNE ANTENNE ADAPTATIVE FAIBLE COÛT**

**A TEMPS DE REPONSE MINIMAL**

**POUR COMMUNICATIONS RADIOMOBILES**



---

# TABLE DES MATIERES

<b>INTRODUCTION</b>	<b>8</b>
<b>Chap 1 : BASES DE RECEPTION ADAPTATIVE</b>	<b>14</b>
<b>1.1 Introduction</b>	<b>14</b>
<b>1.2 Application au filtrage spatial - Synoptique des récepteurs adaptatifs</b>	<b>15</b>
<b>1.3 Méthodes de réjection des brouilleurs</b>	<b>20</b>
<b>1.3.1 Formulation du problème</b>	<b>20</b>
1.3.1.1 Les approches bande étroite en traitement d'antenne	20
1.3.1.2 Signaux issus des capteurs	21
1.3.1.3 Expression du diagramme de rayonnement	23
1.3.1.4 Simulation 1	23
<b>1.3.2 Réjection des brouilleurs par la méthode du gradient</b>	<b>25</b>
1.3.2.1 Notions préliminaires	25
1.3.2.2 Méthode des perturbations	27
1.3.2.2.1 Principe	27
1.3.2.2.2 Construction de la séquence S	30
1.3.2.2.3 Evaluation de la matrice de covariance de l'estimée du gradient	31

1.3.2.2.4	Minimisation de la puissance de sortie avec contrainte de gain	31
1.3.2.2.5	Simulation 2	33
1.3.2.2.6	Conclusions	35
1.3.2.3	Méthode du gradient stochastique	35
1.3.2.3.1	Configuration du récepteur	35
1.3.2.3.2	Critère de sélection du coefficient d'adaptation	39
1.3.2.3.3	Propagation de l'EQM	42
1.3.2.3.4	Simulation 3	44
1.3.2.4	Conclusions	50
<b>1.3.3</b>	<b>Méthode basée sur la maximisation du rapport Signal à bruit</b>	<b>50</b>
1.3.3.1	Principe et application	50
1.3.3.2	Expression des pondérations optimales	53
1.3.3.3	Influence du bruit de mesure sur les pondérations	54
1.3.3.4	Simulation 4	56
1.3.3.5	Conclusions	60
<b>1.3.4</b>	<b>Méthode basée sur l'inversion de la matrice de covariance (D.M.I)</b>	<b>60</b>
1.3.4.1	Principe	60
1.3.4.2	Etude théorique des performances	61
1.3.4.2.1	Adaptation en absence de signal utile	61
1.3.4.2.2	Adaptation en présence de signal utile	64
1.3.4.3	Simulation 5	66
1.3.4.4	Conclusions sur la méthode D.M.I	70

---

<b>1.3.5 Conclusions</b>	<b>70</b>
<b>Chap 2 : INFLUENCE DES CARACTERISTIQUES RADIOELECTRIQUES DES CAPTEURS ET LIMITATIONS DES PERFORMANCES</b>	<b>74</b>
<b>2.1 Introduction</b>	<b>74</b>
<b>2.2 Polarisation et Antenne Adaptative</b>	<b>75</b>
2.2.1 Définition de la polarisation	75
2.2.2 Performances optimales	79
2.2.2.1 Représentation des signaux	79
2.2.2.2 Pondérations optimales	80
2.2.2.3 Présence d'un signal utile seul - Somme cohérente et diversité d'espace	81
2.2.3 Présence d'un signal utile et d'un brouilleur	84
2.2.3.1 Antenne constituée de deux capteurs	84
2.2.3.1.1 Expression du RSIB (rapport signal à brouilleur plus bruit thermique)	85
2.2.3.1.2 Simulation 6	87
2.2.3.2 Antenne constituée de trois capteurs	90
<b>2.3 Influence du couplage interélément sur les performances</b>	<b>91</b>
2.3.1 Modélisation et position du problème	91
2.3.2 Etude des performances du critère LMS	93
2.3.2.1 Régime établi après convergence	93
2.3.2.2 Simulation 7	94

---

2.3.2.2.1 Présence d'un signal utile seul	94
2.3.2.2.2 Présence d'un signal utile et d'un brouilleur	97
2.3.2.3 Etude du régime transitoire	98
2.3.2.4 Simulation 8	101
2.3.3 Etude des performances de l'algorithme d'inversion de puissance	102
<b>2.4 Conclusions</b>	<b>105</b>
<b>Chap 3 : DESCRIPTION DES FONCTIONS ELECTRONIQUES NECESSAIRES A LA REALISATION DE L'ANTENNE ADAPTATIVE</b>	<b>108</b>
3.1 Introduction	108
3.2 Technologie utilisée pour les composants microondes	108
3.3 Diviseur Adapté de Wilkinson	109
3.4 Coupleur à Lignes Quart d'onde ou Coupleur Hybride	109
3.5 Mélangeurs en Circuits Intégrés	114
3.6 Filtres Passe-Bande et CAG	115
3.7 Convertisseurs Analogique/Numérique	117
3.8 Convertisseurs Numérique/Analogique	120
3.9 Atténuateurs	120
3.10 Sommateur pour la génération du signal de Sortie	121
3.11 Conclusion	122

---

<b>Chap 4 : IMPLANTATIONS FAIBLE COUT</b>	<b>126</b>
<b>4.1 Introduction</b>	<b>126</b>
<b>4.2 Réseau d’Inversion de Puissance Expérimental</b>	<b>126</b>
4.2.1 Principe	126
4.2.2 Performances optimales	128
4.2.3 Algorithme Itératif	130
4.2.4 Dispositif et Résultats Expérimentaux	132
4.2.5 Conclusions	133
<b>4.3 Extension aux Algorithmes utilisant un Signal de Réplique</b>	<b>134</b>
4.3.1 Introduction	134
4.3.2 Principe	135
4.3.3 Simulateurs de Signaux Capteurs	137
4.3.3.1 Principe	137
4.3.3.2 Etude du déphaseur	139
4.3.4 Système de Génération d’un Signal de Référence	142
4.3.4.1 Schéma fonctionnel	142
4.3.4.2 Caractéristiques et techniques de génération d’un signal de référence	142
4.3.4.2.1 Problème lié à l’amplitude de la référence	143
4.3.4.2.2 Problème lié à la phase de la référence	143
4.3.4.2.3 Problème lié à la fréquence de la référence	143
4.3.4.2.4 Méthodes d’implantation de la référence	143

---

4.3.5	Implantation du critère LMS	152
4.3.5.1	Synoptique de l'Algorithme	152
4.3.5.2	Performances Optimales	153
4.3.6	Implantation de l'algorithme DMI	153
4.3.6.1	Application	153
4.3.6.2	Performances Optimales	154
4.3.7	Résultats Expérimentaux	154
4.4	Conclusion	161
	<b>PHOTOGRAPHIES DES MAQUETTES</b>	<b>162</b>
	<b>CONCLUSIONS GENERALES ET PERSPECTIVES</b>	<b>168</b>
	<b>ANNEXES</b>	<b>174</b>
A.1		176
	<b>CALCUL DE LA MATRICE DE COVARIANCE DE L'ESTIMEE DU GRADIENT PAR LA METHODE DES PERTURBATIONS SYMETRIQUES A SEQUENCES ORTHOGONAL FS</b>	<b>176</b>
A.2		178
	<b>ESTIMATION DE LA MATRICE DE COVARIANCE DES SIGNAUX AU SENS DU MAXIMUM DE VRAISEMBLANCE</b>	<b>178</b>

A.3 182

MODELISATION DU PHENOMENE DE COUPLAGE  
INTERELEMENT 182

A.4 184

CALCUL DES COEFFICIENTS DE SELF ET MUTUELLE IMPEDANCES DE  
LA MATRICE DE COUPLAGE 184

REFERENCES 186

LISTE DES FIGURES 192



---

# INTRODUCTION

Une antenne adaptative désigne dans son ensemble un réseau de capteurs dont les sorties sont combinées de manière à obtenir un faisceau désiré dans une direction donnée (direction de la source utile) et un zéro dans les directions des sources indésirables (interférences ou brouilleurs).

Elle trouve son domaine d'application dans les systèmes radar, sonar ou de télécommunications où l'encombrement spectral et les conditions de propagation des signaux sont devenus très complexes.

La notion d'antenne réseau à traitement du signal n'est pas nouvelle car elle remonte de la théorie de Wiener sur le filtrage [1] [56] mais son implantation a longtemps été freinée à la fois par la technologie et par les limites de fonctionnement en temps réel des algorithmes de traitement.

Des progrès considérables dans ce domaine ont été faits depuis quelques dizaines d'années donnant ainsi la possibilité d'un traitement dans un environnement complexe de brouilleurs en utilisant des systèmes faible coût [2].

Ces progrès ont suscité un grand intérêt pour l'emploi des récepteurs adaptatifs, dont une application importante dans le domaine militaire; les applications grand public telles que les communications entre mobiles ont débuté plus tardivement et sont actuellement en plein essor.

C'est dans cette perspective que nous proposons une réalisation simple et faible coût dans la bande basse des hyperfréquences (900 MHz).

L'antenne adaptative joue un rôle primordial dans le domaine du filtrage spatial lorsque le signal utile et les différents brouilleurs occupent la même bande de fréquence. Pour discriminer la source utile de celle des interférences, le processeur adaptatif doit être en mesure d'exploiter toute différence au niveau d'au moins une des caractéristiques des signaux reçus. Cette grandeur peut être l'angle d'incidence, l'amplitude, la phase, la polarisation ou le type de modulation utilisé [49] [53] [54] [55].

Le traitement des signaux est commandé par des paramètres appelés pondérations (ou lois d'alimentations). Ces coefficients permettent de modifier le diagramme de rayonnement de l'antenne afin de maximiser le rapport signal à bruit à la sortie. Ils apportent ainsi une solution au délicat problème que pose l'orientation physique d'une antenne [3].

Notre premier travail de recherche a été axé sur une étude fine des algorithmes de traitement en prenant soin de souligner leur domaine de validité selon la structure de l'antenne et la nature des signaux reçus.

La structure physique de l'antenne réseau à savoir le nombre d'éléments capteurs et l'espacement interélément doit être établie en fonction des performances désirées si l'on se souvient qu'un réseau à  $N$  éléments ( $N$  entier) dispose de  $N-1$  degrés de libertés et

peut donc annuler au plus  $N-1$  brouilleurs [4].

Les caractéristiques de base d'un tel réseau impliquent des contraintes sur la superrésolution [5] c'est -à-dire qu'elles dépendent étroitement de la possibilité de placer des zéros proches les uns des autres.

Les méthodes de traitement diffèrent aussi selon la nature des signaux reçus. Si le signal occupe une bande de fréquence relativement étroite (cas rencontré dans les systèmes de communications entre mobiles), l'emploi de simples coefficients complexes comme pondérations suffit à éliminer les sources indésirables [6]. En effet, le filtre spatial que représente l'antenne est équivalent à un gain et un déphasage constants dans la bande du signal.

Le cas large bande rencontré dans les systèmes utilisant l'étalement de spectre en radiocommunications, est traité par la méthode de compensation avec des lignes à retard [7]. Les problèmes soulevés par l'existence de trajets multiples ou de déséquilibre des voies du réseau se trouvent également résolus.

En vue d'une implantation pratique, notre cahier des charges est essentiellement basé sur les trois points suivants:

- 1) une réjection précise des brouilleurs issus des sources d'interférences de niveau élevé par rapport à la source utile
- 2) un temps de réponse minimal pour l'adaptation de l'antenne à l'environnement du système
- 3) une implantation faible coût.

L'étude théorique de trois méthodes de traitement adaptatif satisfaisant ce cahier des charges est faite dans le chapitre 1 sous l'hypothèse de conditions de propagation et de réception optimales. Le chapitre 2 est consacré à la généralisation de ces méthodes dans le cadre d'un traitement d'antennes réelles où l'on tient compte des limitations de performances inhérentes à toute implantation pratique telles que le couplage interélément ou l'existence de lobes parasites.

L'objectif du chapitre 3 est de concevoir les différentes fonctions électroniques en vue de la réalisation pratique de l'antenne adaptative. Une optimisation préalable par l'intermédiaire de la CAO hyperfréquence est faite avant la mise en oeuvre en technologie microruban des circuits suivants:

- 1) les éléments rayonnants constitués de patchs rectangulaires. Ils serviront d'antennes pour la réception et l'émission des signaux.
- 2) les répartiteurs de puissance utilisés pour la formation de voies. Le signal issu de chaque élément capteur est divisé en deux composantes en phase de même puissance.
- 3) les coupleurs hybrides permettant d'avoir une décomposition en phase et en quadrature du signal reçu. Ce matériel capable de déphaser les signaux, est fréquemment utilisé si le traitement s'effectue en bande étroite.
- 4) les circuits d'adaptation nécessaires à l'utilisation de mélangeurs en circuits intégrés. Le traitement des signaux s'effectue à la fréquence intermédiaire de 3 MHz en raison des limites de fonctionnement des circuits basses fréquences disposés en aval.

Comme l'environnement électromagnétique est de plus en plus dense avec la prolifération de brouilleurs intentionnels ou non, les récepteurs sont appelés à devenir très performants.

En vue de satisfaire ces demandes sans cesse accrues, la réalisation de l'antenne adaptative se fera par formation de voies numériques pour plus de souplesse et de précision. La chaîne de mesure sera donc constituée de filtres passe-bande centrés sur la fréquence porteuse du signal pour supprimer tous les signaux se situant en dehors de la bande utile, de Contrôles Automatiques de Gain (CAG) pour obtenir une dynamique importante et un éventuel rééquilibrage des voies et enfin de convertisseurs analogique/numérique pour l'acquisition et le transfert des signaux vers le processeur.

Dans le chapitre 4, une première réalisation faible coût correspondant à un environnement particulier de signaux est étudiée. Celle-ci nécessite une simple mesure de la puissance de sortie et est prédestinée au cas de figure signal utile faible / brouilleurs forts. Ensuite, une réalisation plus vaste permettant d'implanter un réseau adaptatif optimal est présentée. Des études comparatives sont menées par rapport aux critères que nous nous sommes fixés.

Pour terminer, une conclusion générale résume les principaux résultats obtenus dans ce mémoire en prenant soin de dresser les perspectives pour des implantations futures.



# CHAPITRE 1

**BASES DE RECEPTION ADAPTATIVE**



# BASES DE RECEPTION ADAPTATIVE

---

## 1.1 Introduction

Ce chapitre a pour but d'introduire la notion de récepteurs adaptatifs multicapteurs destinés aux radiocommunications.

La propagation dans le canal radiomobile à 900 MHz a fait l'objet de nombreuses études [8] [9] [30]. Nous nous intéressons ici à la conception d'un récepteur auto-adaptatif capable de discriminer au mieux la source utile présente dans un environnement bruité (interférences ou brouilleurs). Pour ce faire, nous disposons de méthodes pour le traitement des signaux ou **algorithmes**.

L'information disponible à la sortie du réseau sous forme de puissance du signal de sortie ou de puissance d'erreur (algorithme du signal de référence) donne un indice de performance qui varie selon le critère adopté.

Le critère de performance peut être une minimisation ou une maximisation de cette puissance avec ou sans contrainte de gain dans la direction de visée; le traitement peut se présenter sous forme globale ou récursive.

Nous nous bornerons à l'étude de signaux à bande étroite fréquemment rencontrés dans les liaisons radiomobiles, la seule exception de signaux à large bande se retrouvant dans le domaine de l'étalement de spectre.

Dans un premier temps, nous posons le problème de l'annulation des brouilleurs issus des différentes sources interférentes et proposons des algorithmes de traitement satisfaisant le critère faible coût lors de leur implantation.

Leurs performances sont largement développées dans ce chapitre, notamment en régimes transitoire et établi.

Nous supposons des conditions de réception optimales. Les limitations de performances sont posées dans le chapitre 2. Des solutions y sont apportées notamment dans les cas liés à la nature physique du récepteur (lobes parasites dûs à un espacement interélément supérieur à la demi-longueur d'onde du signal reçu, coefficient de corrélation spatial, présence de couplage interélément etc...).

### 1.2 Application au filtrage spatial - Synoptique des récepteurs adaptatifs

Dans bien des cas, les systèmes conçus pour recevoir les signaux désirés ayant des caractéristiques spatiales bien définies (l'angle d'incidence par exemple), reçoivent aussi de la part des sources d'interférences des signaux qui altèrent l'information utile.

Si le signal utile et les différents brouilleurs occupent la même plage de fréquence, alors la discrimination ne peut pas être assurée par un filtrage classique (temporel). Le filtrage spatial est alors une alternative. Cette procédure est d'autant plus efficace que la source utile ou cible est spatialement séparée des brouilleurs.

Les réseaux d'antennes réalisent un échantillonnage spatial, par opposition avec une antenne "classique" (parabole par exemple) qui fournit une ouverture spatiale continue (filtrage spatial non échantillonné).

Les échantillons spatiaux issus de chaque élément capteur sont combinés linéairement de la même manière qu'un filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF) combinerait des échantillons temporels.

De même que pour un processus observé temporellement, si on augmente l'ouverture spatiale du récepteur (soit par une multiplication du nombre d'éléments capteurs, soit par un accroissement de la distance interélément), la discrimination sur la position s'améliore. L'importance de l'ouverture spatiale se chiffre d'une façon générale en nombre de longueurs d'onde.

Une des caractéristiques essentielles d'un récepteur adaptatif est d'orienter son diagramme de rayonnement dans la direction utile et donc de modifier les caractéristiques du filtrage en temps réel afin de générer l'annulation sinon l'atténuation des brouilleurs.

Le diagramme de rayonnement dépend notamment des paramètres suivants: le type d'éléments, la position dans l'espace repérée par les angles d'azimut  $\varphi$  et d'élévation  $\theta$ , la polarisation de l'onde, l'amplitude et la phase de l'onde, etc...

Dans ce chapitre, les performances du récepteur sont évaluées en présence de sources isotropes (diagramme constant, quels que soient  $\theta$  et  $\varphi$ ). Le diagramme de rayonnement résultant est alors équivalent au facteur de réseau.

La configuration du réseau varie selon le type d'application souhaitée. Nous pouvons citer en guise d'exemples les réseaux linéaires (éléments capteurs alignés), les réseaux plans (réseaux circulaires, rectangulaires, etc..., où tous les éléments sont situés dans un même plan), les réseaux formés (coque d'un avion, d'un bateau, d'une fusée où les éléments sont distribués sur une surface de forme prédéfinie), etc...

Le principe du filtrage adaptatif est représenté à la figure 1.1. L'algorithme d'adaptation exploite les informations prélevées à l'entrée et à la sortie du filtre spatial afin de valider les coefficients.

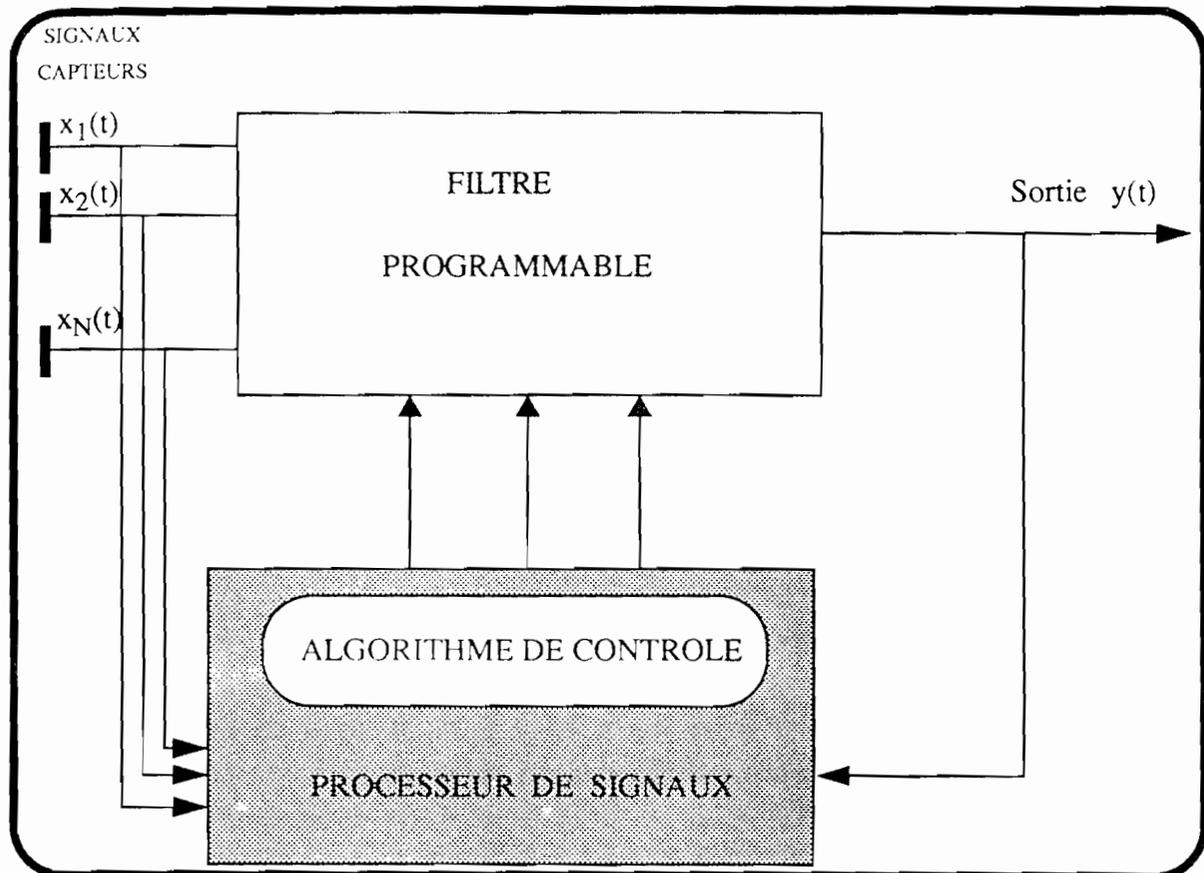


figure 1.1 : Principe d'un Filtre Adaptatif

Le réseau est composé de  $N$  capteurs et reçoit  $N$  signaux. Les coefficients du filtre sont des grandeurs complexes et portent le nom de **pondérations**. La sortie est la somme pondérée des signaux reçus par les éléments capteurs.

En pratique, il existe deux catégories de récepteurs adaptatifs:

- 1) le réseau adaptatif d'inversion de puissance destiné à un environnement particulier de signaux du type signal utile faible / brouilleurs forts. Par contre il ne nécessite ni la connaissance de la direction d'incidence des signaux, ni la forme d'onde du signal utile.
- 2) le réseau adaptatif optimal qui exploite l'information sur les directions d'incidence (connues directement dans le cas de liaisons entre stations fixes ou estimées à l'aide d'une méthode à haute résolution du type MUSIC) ou sur la forme d'onde (type de modulation du signal utile ou contrainte d'enveloppe constante en télécommunications).

La conception du récepteur découle de l'examen des points suivants :

- Le type de signal traité est multidimensionnel. En se reportant à la figure 1.1, un tel vecteur peut être celui des signaux de la source ou du récepteur. Il est composé d'un nombre fini d'échantillons spatiaux.

L'échantillonnage spatial est régi par l'emploi d'un nombre fini de capteurs alors que l'échantillonnage temporel plus classique, donne accès à un nombre fini de mesures dans le temps.

Dans le contexte de la figure 1.1, nous obtenons un vecteur signal noté :

$$X(t) = (x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t))^T \quad (1)$$

Le symbole noté T dénote la transposition du vecteur.

Les éléments de  $X(t)$  sont liés par une loi de probabilité conjointe qui, dans le cas de signaux aléatoires gaussiens, est très connue.

- Le critère d'optimisation le plus souvent utilisé (car simple et robuste) est du type des moindres carrés. D'autres critères basés sur l'optimisation du rapport signal à bruit (brouilleurs et bruit thermique) sont aussi d'un grand intérêt. Nous pouvons citer en particulier la boucle adaptative de Howells-Applebaum [10] [50] qui maximise le rapport signal à bruit à la sortie du réseau et la minimisation de la puissance de sortie avec contrainte de gain non directionnelle [11].

- L'algorithme d'adaptation ou de mise à jour des pondérations du réseau est étroitement lié au critère d'optimisation choisi. Par exemple, nous verrons dans le paragraphe suivant deux versions de l'algorithme du gradient (méthode des perturbations et méthode du gradient stochastique) associées respectivement au critère de minimisation de la puissance de sortie et au critère des moindres carrés moyens. Ces algorithmes feront l'objet de tests lors des réalisations pratiques proposées au chapitre 4.

- La structure du filtre adaptatif est dictée par le type de signaux traités. Selon leurs caractéristiques (bande étroite ou bande large), la structure du filtre est plus ou moins complexe : directe ou transversale, en cascade, en treillis, etc.

La figure 1.2. montre une structure très classique, fréquemment utilisée dans le traitement des signaux à bande étroite. Les coefficients du filtre sont complexes et sont validés pour une fréquence déterminée. Si nous désignons par  $W$  le vecteur pondérations, alors :

$$W(t) = (w_1, w_2, \dots, w_N)^T \quad (2)$$

où  $w_i = w_{ir} + j w_{ij} \quad i=1 \text{ à } N$

$w_{ir}$  : partie réelle de  $w_i$

$w_{ij}$  : partie imaginaire de  $w_i$

Par notation vectorielle, le signal de sortie est donné par:

$$y(t) = W^T(t) X(t) \quad (3)$$

Les signaux à bande large conduisent à la structure de filtre transversal du type formulé par Frost [11]. Un filtre transversal comportant une série de retards  $\tau$  est placé à la sortie de chaque capteur (figure 1.3). L'algorithme utilisant cette structure vise à maintenir une réponse fréquentielle dans la direction de pointage tout en minimisant la puissance de sortie.

Rodgers [12] a montré que des brouilleurs avec une bande passante de l'ordre de 50 % pouvaient être annulés en utilisant un nombre de retards  $\tau$  faible. Ce nombre est en général inférieur à 5 pour une durée  $\tau$  correspondant à un temps de parcours de l'ordre de  $\lambda/4$  où  $\lambda$  est la longueur d'onde associée à la fréquence centrale du signal.

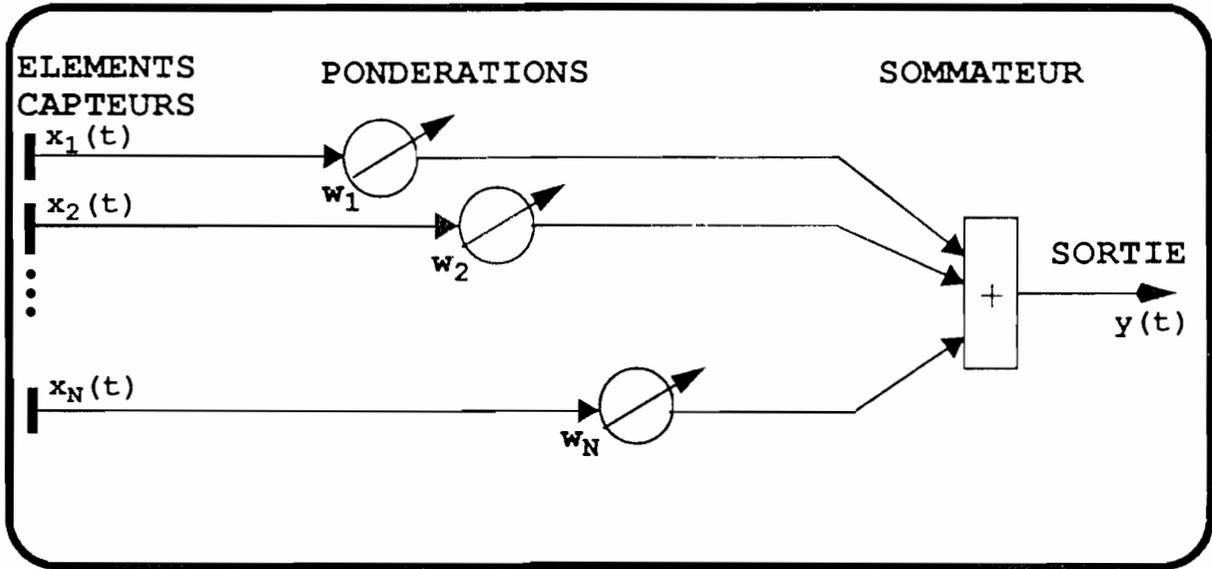


figure 1.2: Filtre adaptatif pour signaux à bande étroite

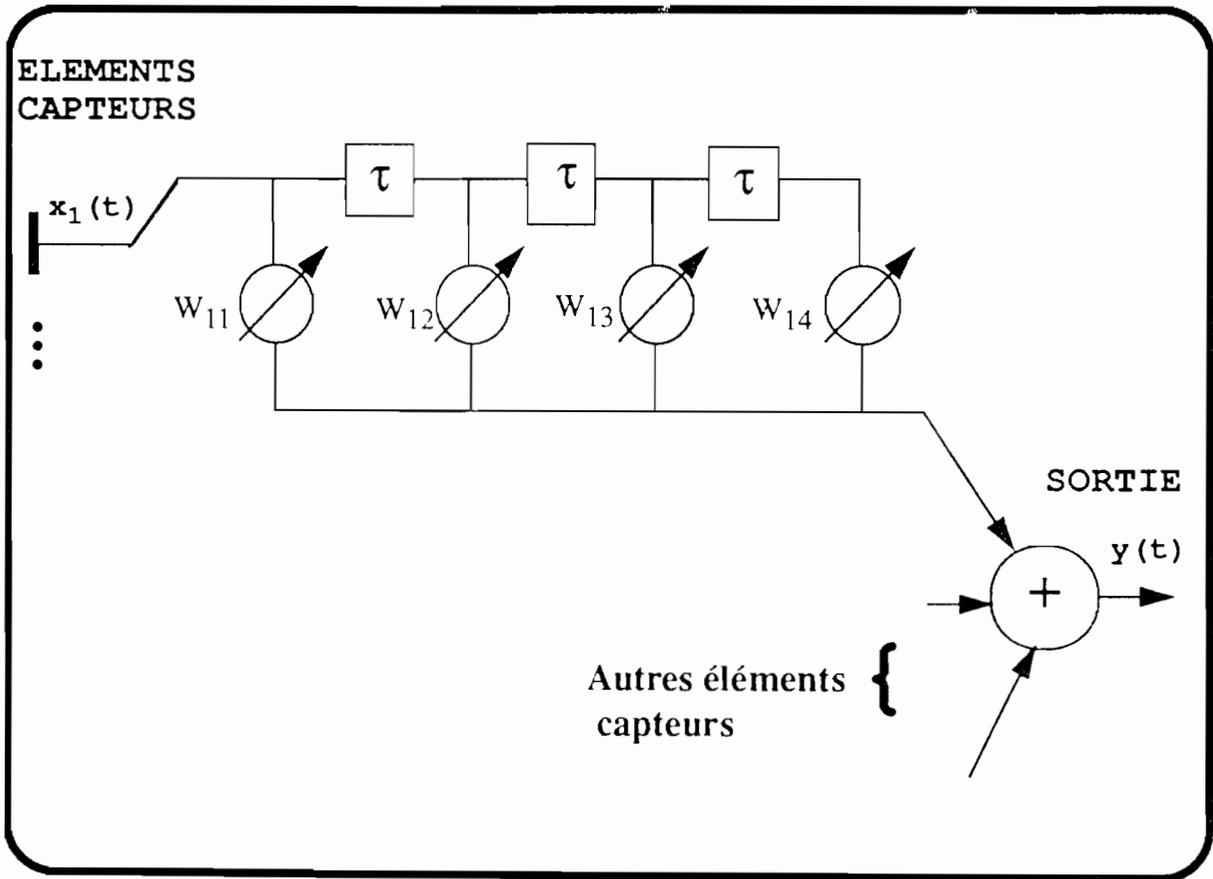


figure 1.3: Filtre adaptatif pour signaux à large bande  
( Structure directe ou transversale )

## 1.3 Méthodes de réjection des brouilleurs

### 1.3.1 Formulation du problème

Nous allons développer dans ce paragraphe trois méthodes de traitement adaptatif satisfaisant notre cahier des charges énoncé précédemment:

1) la réjection des brouilleurs par la méthode du gradient

Les différentes versions dépendent de la façon dont est estimé le gradient. La méthode des perturbations (DSD) et celle du gradient stochastique (LMS) feront l'objet d'une étude détaillée dans les paragraphes qui suivent.

2) la réjection des brouilleurs par la maximisation du rapport signal à bruit

Nous développerons l'exemple de la boucle de Howells-Applebaum en insistant sur l'amélioration des performances apportées.

3) la méthode d'inversion de la matrice de covariance (DMI)

Un compromis gain en temps de réponse / complexité de réalisation doit être trouvé car cette méthode est insensible à la dynamique des signaux reçus mais engendre une charge de calculs qui augmente très rapidement avec la dimension du réseau.

La boucle de Howells-Applebaum associée à la méthode des perturbations nous permet d'implanter dans le chapitre 4 un réseau d'inversion de puissance expérimental destiné à un environnement de signaux appartenant au cas de figure signal utile faible / brouilleurs forts.

La deuxième catégorie de réseau adaptatif optimal est aussi proposée dans la partie pratique grâce à l'implantation de l'algorithme du signal de référence dont les résultats sont énoncés sous forme comparative entre les algorithmes LMS et DMI.

Nous nous limiterons au cas des signaux à bande étroite fréquemment rencontrés dans les systèmes de communications radiomobiles.

#### 1.3.1.1 Les approches bande étroite en traitement d'antenne

Le traitement d'antenne à bande étroite suppose que les signaux occupent une bande de fréquence très petite par rapport à l'inverse du temps de parcours différentiel tout le long de l'antenne, donc sont quasi-monochromatiques. Ceci permet de considérer la fonction de transfert du récepteur comme un gain et un déphasage constants dans la bande du signal et de ramener le problème à un simple traitement en bande de base.

L'hypothèse bande étroite est valable si la longueur de cohérence entre les signaux reçus par deux points distincts tout le long de l'antenne réseau, dépasse largement la longueur du réseau [6].

Rappelons que la fonction de cohérence entre deux signaux  $x$  et  $y$  est définie par:

$$\rho_{xy}(f) = \frac{\gamma_{xy}(f)}{\gamma_x^{1/2}(f) \gamma_y^{1/2}(f)} \quad (4)$$

$\gamma_{xy}(f)$  est la transformée de Fourier de la fonction d'intercorrélacion entre  $x$  et  $y$  (ou densité interspectrale).

$\gamma_x(f)$  et  $\gamma_y(f)$  sont les densités spectrales respectives de  $x$  et  $y$ .

Ces deux signaux  $x$  et  $y$  sont très corrélés si le module de  $\rho_{xy}(f)$  est proche de l'unité. L'approximation bande étroite peut alors être formulée par :

$$c/B \gg L \quad (5)$$

où  $c$  est la vitesse de propagation de l'onde,  $B$  la bande passante et  $L$  la longueur du réseau. Nous l'avons appliquée à notre configuration d'antenne à deux éléments espacés d'une demi-longueur d'onde donnant une longueur  $L$  d'environ 17 cm pour la fréquence de 900 MHz.

Le rapport  $L B / c$  est au mieux égal à 0.05 pour une bande passante variant de 0.1 à 10 % : l'hypothèse bande étroite est tout à fait justifiée.

### 1.3.1.2 Signaux issus des capteurs

Nous supposons que les sources sont situées à des distances grandes devant les dimensions du réseau et émettent des signaux aléatoires, centrés et stationnaires sur l'intervalle de temps considéré.

Les différents éléments du réseau sont repérés par rapport à une origine (origine des phases) au moyen des vecteurs  $\vec{r}_i$  comme le montre la figure 1.4.

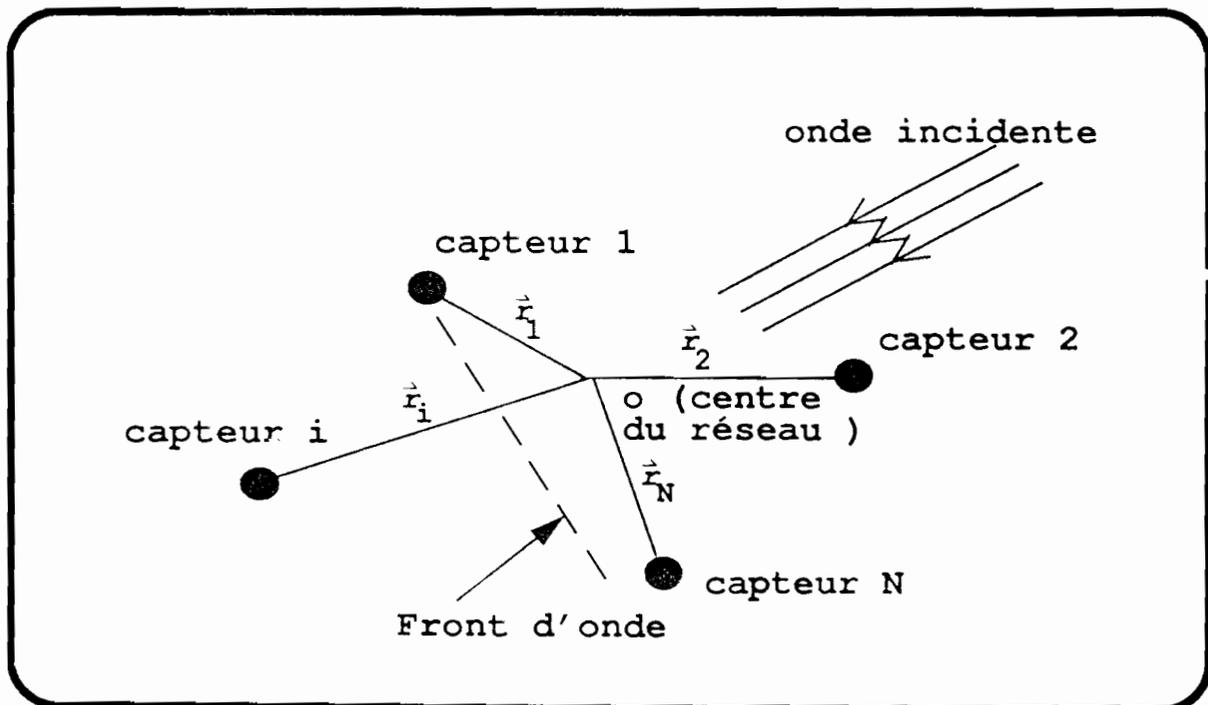


figure 1.4: Configuration des signaux capteurs

Dans le cas général, la direction d'incidence de l'onde est repérée par le couple  $(\theta, \varphi)$  où  $\theta$  est l'angle d'élévation et  $\varphi$  l'angle d'orientation ou azimuth. Si  $\vec{u}(\theta, \varphi)$  désigne un vecteur unitaire dans la direction d'arrivée de l'onde, alors le retard subi par le front d'onde pour atteindre l'élément capteur  $i$  s'exprime par :

$$\tau_i = \vec{u}(\theta, \varphi) \frac{\vec{r}_i}{c} \quad (6)$$

où  $c$  est la célérité de l'onde dans le milieu.

Le vecteur signal peut alors être obtenu en fonction de la forme d'onde du signal  $s(t)$  mesuré à l'origine des phases du réseau :

$$X(t) = (s(t - \tau_1), s(t - \tau_2), \dots, s(t - \tau_N))^T \quad (7)$$

Dans l'approximation bande étroite, ces retards se mettent sous la forme de déphasage:

$$S_i(\lambda) = e^{\left(-j2\frac{\pi}{\lambda}\delta_i\right)} \quad (8)$$

où  $\delta_i$  est la différence de marche du rayon  $i$  par rapport à l'origine :

$$\delta_i = c\tau_i = \vec{u}(\theta, \varphi) \vec{r}_i \quad (9)$$

Ces expressions permettent de définir un vecteur qui contient toute l'information spatiale de l'onde incidente : le vecteur espace ou vecteur source.

$$S(\lambda, \theta, \varphi) = (S_1, S_2, \dots, S_N)^T \quad (10)$$

Dans ce cas, le vecteur signal s'écrit:

$$X(t) = s(t) S(\lambda, \theta, \varphi) \quad (11)$$

traduisant la factorisation de la forme d'onde  $s(t)$  conformément à l'hypothèse bande étroite.

### 1.3.1.3 Expression du diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de l'antenne réseau est défini comme le signal de sortie pour un signal incident d'amplitude unité en fonction de sa direction d'arrivée repérée par  $(\theta, \varphi)$  :

$$g(\theta, \varphi) = W^T S(\lambda, \theta, \varphi) \quad (12)$$

où  $W$  désigne le vecteur pondérations du réseau.

### 1.3.1.4 Simulation 1

Pour mettre en relief l'application de l'approximation bande étroite dans la réjection des brouilleurs, la matrice de covariance des signaux capteurs  $R_{xx}$  est décomposée sous la forme:

$$R_{xx} = R_{xx0} + \Delta R_{xx} \quad (13)$$

où  $R_{xx0} = R_{xx}(\omega = \omega_0)$  : pulsation centrale du signal )

$\Delta R_{xx}$  est la variation de  $R_{xx}$  autour de  $\omega = \omega_0$

L'influence de la bande passante sur les performances du réseau est étudiée en supposant que l'élimination des sources d'interférence ou brouilleurs est parfaitement réalisée lorsque  $\omega = \omega_0$ . Ceci revient à observer l'augmentation de la puissance de sortie quand  $\omega$  varie. Le réseau attribue dans ce cas un degré de liberté à chaque source d'interférence.

Le vecteur pondérations  $W$  permettant d'annuler  $M$  brouilleurs à  $\omega = \omega_0$  s'obtient par la méthode des projections [6]. Ce critère nécessite a priori la connaissance de la direction d'incidence des signaux selon la relation:

$$S_j^T W = 0 \quad \text{pour } j = 1 \text{ à } M \quad (14)$$

$S_j$  est le vecteur espace du brouilleur  $j$

Le produit  $S_j^T W$  peut être considéré comme un produit scalaire dans un espace vectoriel de dimension  $N$  ( la dimension du réseau ).

La résolution du système (14) revient donc à déterminer le vecteur  $W$  qui soit orthogonal à  $S_1, \dots, S_M$ . Une procédure habituellement utilisée est l'orthogonalisation de Gram-Schmidt [13]. Une autre formulation est basée sur la détermination de l'espace des vecteurs propres de  $R_{xx0} : (e_1^0, \dots, e_M^0)$ .

Le vecteur pondérations s'écrit alors:

$$W = \left[ I - \sum_{j=1}^M e_j^o e_j^{o\dagger} \right] W_o \quad (15)$$

$\dagger$  est l'opérateur  $*T$

$W_o$  est un vecteur directionnel et représente l'initialisation des pondérations.

Pour la simulation nous disposons d'un réseau linéaire composé de deux éléments isotropes espacés d'une demi-longueur d'onde (figure 1.5).

La figure 1.6 indique la bande passante autour de 900 MHz pour laquelle le signal est fortement atténué en fonction de la puissance d'entrée  $P_e$ . Si un seuil de -30 dB d'atténuation est fixé pour les signaux forts, nous trouvons une bande passante d'environ 5%.

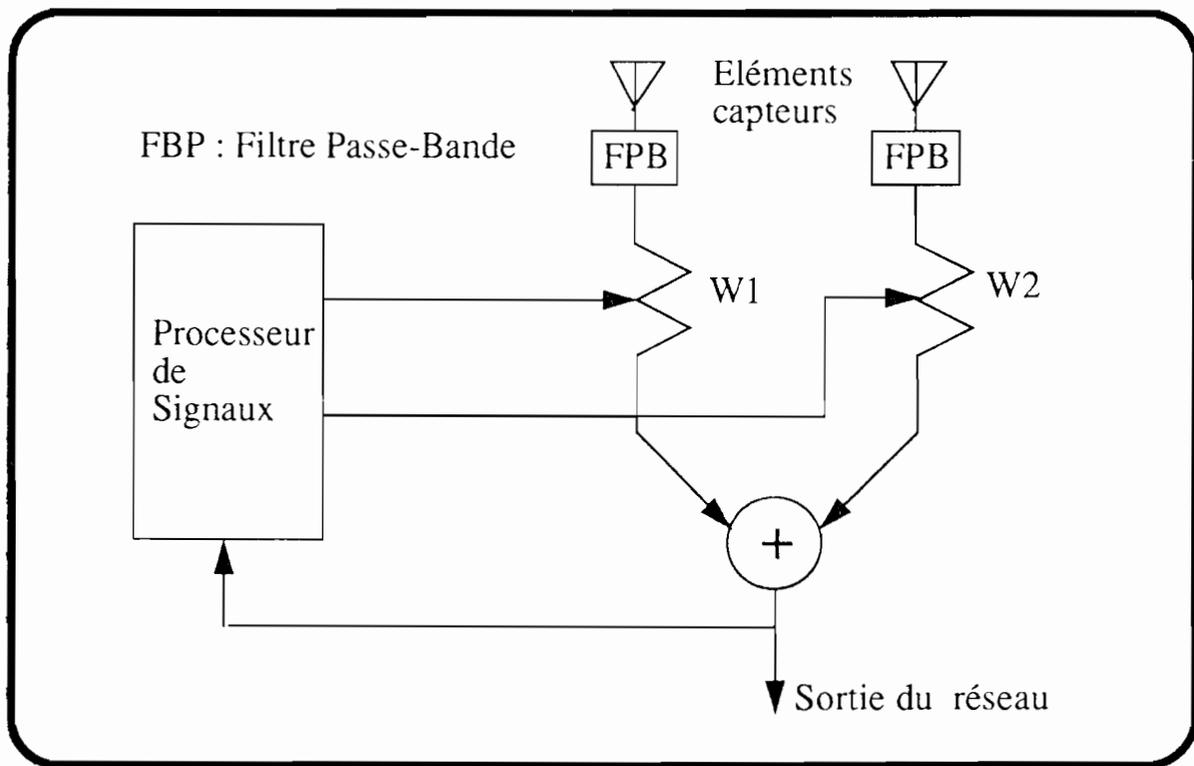


figure 1.5: Exemple de récepteur adaptatif rectiligne

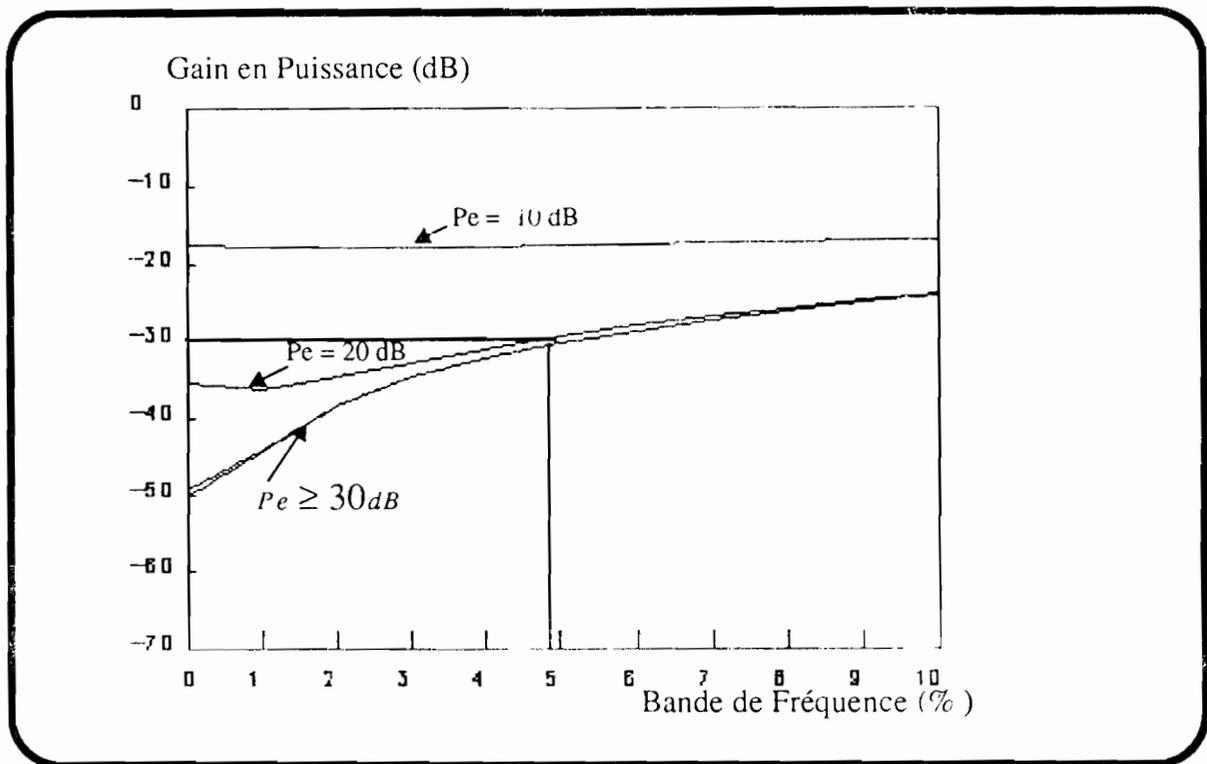


figure 1.6: Limites de l'approximation bande étroite

### 1.3.2 Réjection des brouilleurs par la méthode du gradient

#### 1.3.2.1 Notions préliminaires

La méthode du gradient a été développée en parallèle avec la théorie de l'optimisation car elle utilise la minimisation (et dans certains cas la maximisation) d'une fonction coût par rapport à une variable ou un groupe de variables. Dans le cas des récepteurs adaptatifs, ces variables sont appelées pondérations. La fonction coût peut se présenter sous forme de puissance du signal de sortie ou de puissance d'un signal d'erreur dans le cas d'un traitement avec réplique.

Vu sa particularité d'être une fonction quadratique des pondérations, ceci entraîne l'obtention des valeurs optimales des pondérations lorsque le minimum est atteint.

La première étape consiste à choisir les valeurs initiales de ces coefficients. Puis par une procédure itérative, ceux-ci évoluent dans la direction de la plus forte pente avec un pas d'adaptation constant ou variable.

Les équations d'évolution sont données par:

$$W(k+1) = W(k) - \mu \nabla_w E[|\varepsilon(k)|^2] \quad \text{dans le cas discret} \quad (16)$$

$$\frac{dW(t)}{dt} = -\mu \nabla_w E [|\varepsilon(t)|^2] \quad \text{dans le cas continu} \quad (17)$$

avec les notations suivantes :

$$\begin{aligned} \varepsilon(t) &: \text{signal d'erreur (traitement avec réplique)} \\ \varepsilon(t) &= y(t) - d(t) \end{aligned} \quad (18)$$

$y(t)$  : Signal disponible à la sortie du réseau

$d(t)$  : Signal de référence

$\nabla_w$  : gradient par rapport au vecteur pondérations  $W$

$\mu$  : pas d'adaptation dont dépendent la stabilité et la convergence de l'algorithme.

La figure 1.7 illustre la procédure conduisant aux pondérations optimales.

L'erreur quadratique est minimale lorsque :

$$W = W_{op} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (19)$$

solution dite de Wiener-Hopf [4] où :

$$R_{xx} = E \{ x(t) x^\dagger(t) \} \quad (20)$$

est la matrice de covariance des signaux  $X(t)$ ;

$$r_{xd} = E \{ X^*(t) d(t) \} \quad (21)$$

est le vecteur d'intercorrélation entre  $X(t)$  et le signal de référence  $d(t)$ .

$\dagger$  est l'opérateur  $^*T$  ( Conjugaison + Transposition )

Les différentes versions du gradient diffèrent selon le choix du pas d'adaptation ou la façon dont est calculé le gradient. Les méthodes développées vérifient une faible complexité en vue de la phase expérimentale qui sera décrite au chapitre 4.

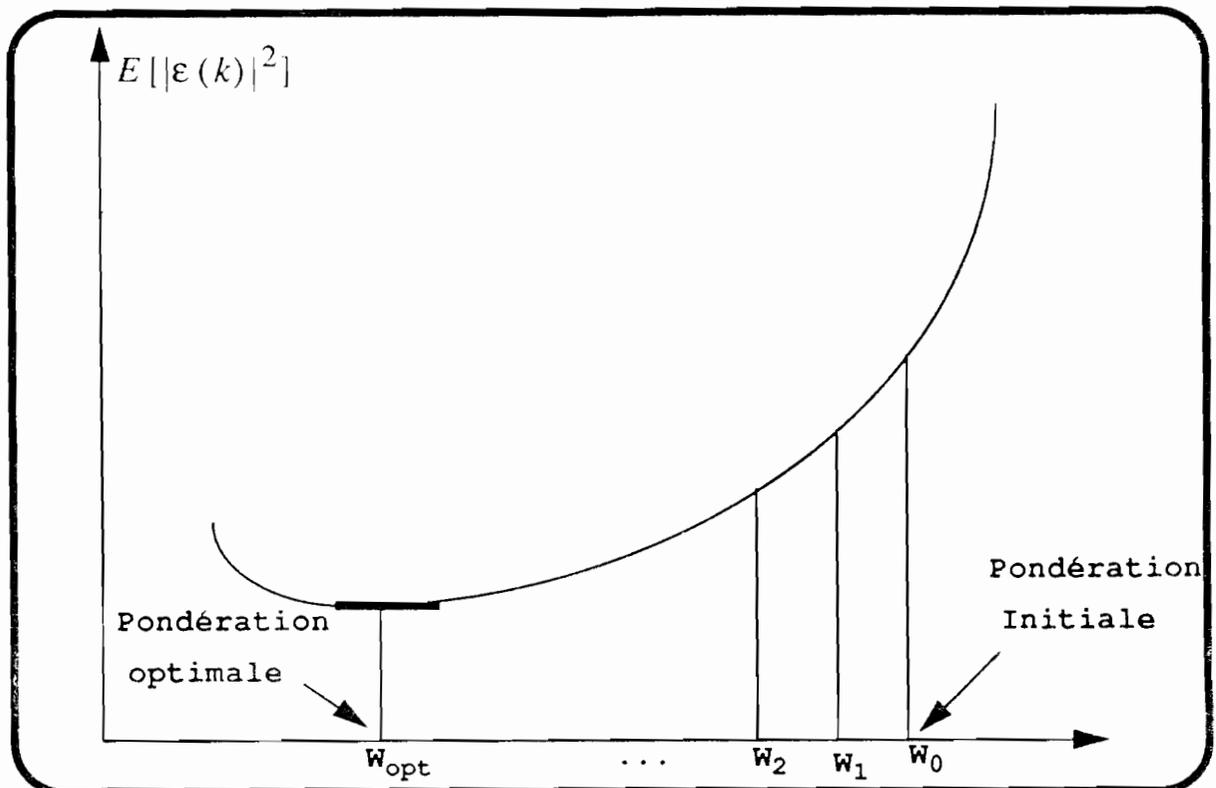


figure 1.7: Evolution des pondérations du réseau

### 1.3.2.2 Méthode des perturbations

#### 1.3.2.2.1 Principe

La plupart des récepteurs adaptatifs doivent échantillonner les signaux d'entrée afin d'établir l'algorithme de mise à jour des pondérations [14]. Les exemples les plus connus sont les récepteurs LMS (Least Mean Square), DMI (Direct Matrix Inversion), la boucle de Howells-Applebaum, etc...

Chaque voie de traitement du récepteur nécessite une transposition-amplification-filtrage suivie d'un échantillonnage analogique-numérique, ce qui peut engendrer une implantation complexe surtout si le nombre de capteurs est élevé.

La méthode des perturbations utilise un récepteur plus simple à implanter lors de l'expérimentation (seul le signal de sortie doit être disponible). Par contre, elle possède un temps d'adaptation un peu plus long. Les différentes versions de cette méthode sont:

a) Adaptation par simple perturbation: Une composante du gradient est estimée en perturbant le système et en mesurant la variation de la puissance de sortie ( ou la puissance d'erreur ) selon l'équation:

$$\hat{G}_n = \frac{P(W + \delta_n) - P(W)}{\delta_n} \quad (22)$$

$\delta_n$  est le coefficient de perturbation

Cette expression de l'estimée du gradient engendre un biais qui dépend de la valeur de la perturbation. La technique suivante permet d'éliminer ce biais.

b) Adaptation par perturbation symétrique: Une perturbation symétrique  $\pm\delta_n$  est appliquée autour de la valeur nominale  $W$ . L'estimée du gradient devient:

$$\hat{G}_n = \frac{P(W + \delta_n) - P(W - \delta_n)}{2\delta_n} \quad (23)$$

Une autre technique [15] consiste à perturber simultanément tous les coefficients du vecteur pondérations à l'aide d'une séquence  $S = (U_1, \dots, U_L)$  de longueur  $L$  et dont les éléments  $U_i$  ( $i = 1$  à  $L$ ) sont des vecteurs de dimension  $N$ , la taille du réseau. La séquence  $S$  vérifie certaines propriétés:

1) elle est orthogonale c'est-à-dire:

$$\frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \Re[U_i] \Re[U_i^H] = 1 \quad \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \Im[U_i] \Im[U_i^H] = 1 \quad (24)$$

$$\frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \Im[U_i] \Re[U_i^H] = 0 \quad \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \Re[U_i] \Im[U_i^H] = 0 \quad (25)$$

$\Re$  et  $\Im$  désignent respectivement les parties réelle et imaginaire des grandeurs considérées.

2) elle est antisymétrique c'est-à-dire que pour tout  $i \in [1, L]$ , il existe  $j \in [1, L]$  tel que  $U_i = -U_j$ . Dans ce cas,  $S$  contient uniquement  $L/2$  vecteurs différents en valeur absolue.

Si  $\bar{P}_S$  désigne la puissance moyenne de sortie du réseau ( $\bar{P}_S = W^T R_{xx} W$ ), alors le gradient par rapport à  $W$  est donné par:

$$\nabla_w \bar{P}_S = 2R_{xx} W. \quad (26)$$

Il s'agit d'estimer cette valeur en utilisant la séquence  $S$ . Cantoni [15] utilise les propriétés de la séquence  $S$  énoncées ci-dessus pour parvenir à un estimateur non biaisé: le gradient est mesuré en corrélant la puissance instantanée de sortie  $P_S$  avec la séquence elle-même sur une période  $L$ .

Dans le cas d'une perturbation symétrique  $\pm\delta$  autour de  $W$ , les pondérations deviennent:

$$W_{p+(i)} = W + \delta U_i \quad \text{et} \quad W_{p-(i)} = W - \delta U_i \quad (27)$$

L'estimée du gradient est alors donnée par:

$$\nabla_w P_s = \frac{1}{2\delta L} \sum_{i=1}^L [P_s\{W_{p+}(i)\} - P_s\{W_{p-}(i)\}] U_i \quad (28)$$

où

$$P_s\{W_{p\pm}(i)\} = W_{p\pm}^\dagger(i) X(k+i) X^\dagger(k+i) W_{p\pm}(i) \quad (29)$$

exprime la puissance instantanée de sortie mesurée lorsque le système est perturbé et k l'instant initial d'application de la perturbation.

L'espérance mathématique de cette estimée conduit à la valeur  $2R_{xx}W$  qui est la valeur non biaisée du gradient:

$$\nabla_w P_s = 2R_{xx}W \quad (30)$$

La structure du récepteur est présentée sur la figure 1.8.

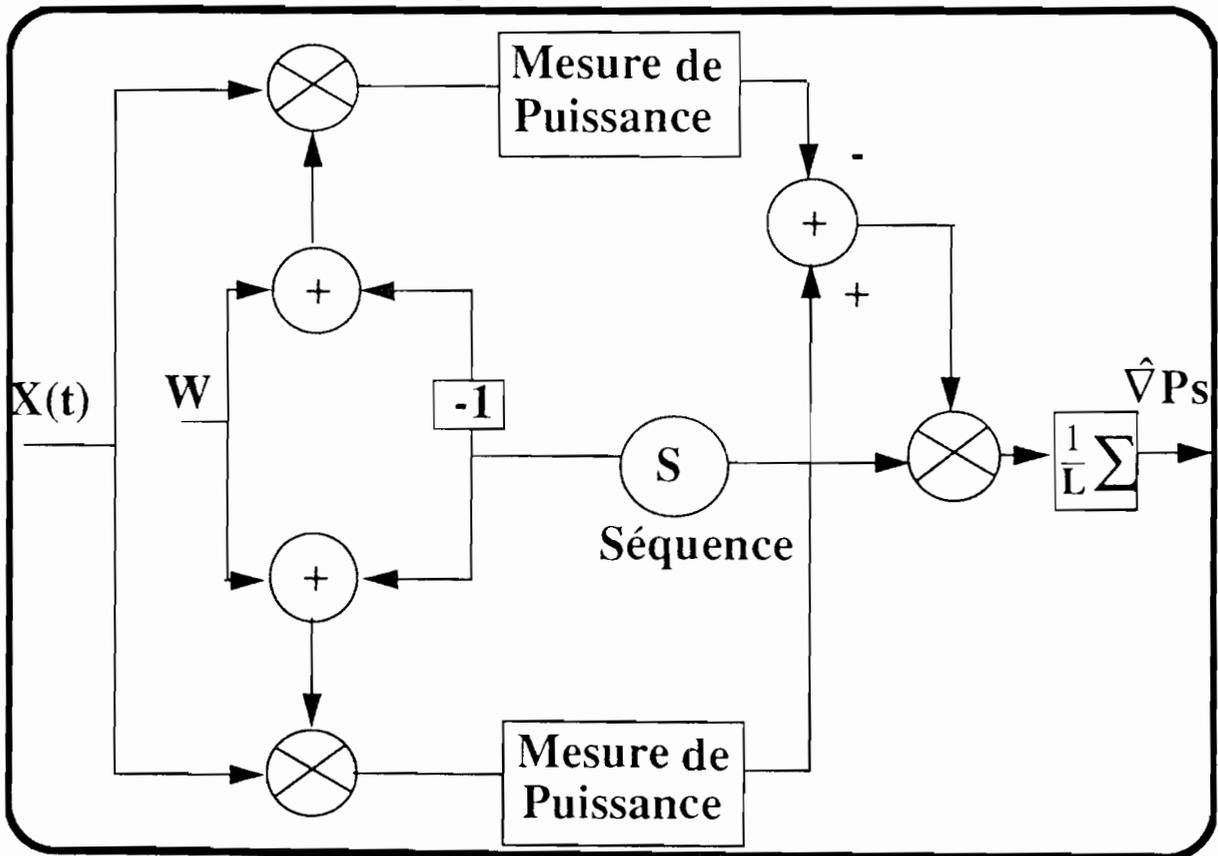


figure 1.8: Perturbation symétrique à l'aide de fonctions orthogonales

1.3.2.2 Construction de la séquence S

Il existe plusieurs méthodes pour construire le type de séquence bénéficiant des propriétés développées dans le paragraphe précédent. Un exemple découle de l'utilisation des fonctions de Walsh.

Exemple d'application des fonctions de Walsh

Une représentation réelle est d'abord obtenue à partir de la séquence S de vecteurs complexes: à chaque  $U_j$  ( $j = 1$  à  $L$ ) de S, on associe le vecteur défini par  $[h_j(1), \dots, h_j(2N)]$  dont les coefficients réels sont donnés par:

$$\Re [U_j(i)] = h_j(i) \tag{31}$$

$$\Im [U_j(i)] = h_j(i+N) \tag{32}$$

Il est aisé de montrer que les  $h_j(i)$  vérifient:

$$\frac{1}{L} \sum_{j=1}^L h_j(i) h_j(k) = \delta_{ik} \tag{33}$$

$\delta_{ik}$  étant le symbole de Kronecker et  $1 < i, k < 2N$

Les séquences h sont associées aux lignes de la matrice de Hadamard dans le cas d'un ordonnancement des fonctions de Walsh. Les matrices de Hadamard sont des matrices carrées dont les éléments valent +1 ou -1 et dont les lignes (respectivement les colonnes) sont mutuellement orthogonales.

Nous obtenons:

$h_j(i) = \{ \text{ligne } (i) \text{ de } H(n) \}$  où  $H(n)$  est d'ordre  $2^n$  et vérifie la relation de récurrence suivante:

$$H(k) = \begin{bmatrix} H(k-1) & H(k-1) \\ H(k-1) & -H(k-1) \end{bmatrix} \tag{34}$$

avec  $H(0) = 1$  et  $k = 1$  à  $n$

Lorsque  $n=2$

$$H(2) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \tag{35}$$

Pour une matrice  $H(n)$ , il existe  $2^n$  lignes (respectivement colonnes), la longueur de la séquence  $S$  étant égale à  $2^n$  avec  $n = \lceil \log_2(2N) \rceil$  pour obtenir des séquences  $h$  de longueur  $2N$  ( $\lceil x \rceil$  est le plus grand entier  $\geq x$ )

### 1.3.2.2.3 Evaluation de la matrice de covariance de l'estimée du gradient

La covariance de l'estimée du gradient est un paramètre important car elle donne une indication sur la variation de l'erreur due à la mesure du gradient lors de chaque pas d'adaptation.

$$cov(\nabla_w P_S) = E[(\nabla_w P_S)(\nabla_w P_S)^\dagger] - E[(\nabla_w P_S)]E[(\nabla_w P_S)^\dagger] \quad (36)$$

Le calcul développé dans l'annexe 1 montre que :

$$cov(\nabla_w P_S) = \frac{2W^\dagger R_{xx} W}{L^2} \sum_{i=1}^L \left\{ (U_i^\dagger R_{xx} U_i) U_i U_i^\dagger \right\} \quad (37)$$

Cette expression dépend étroitement de la puissance de sortie nominale  $W^\dagger R_{xx} W$ . L'idée est donc d'établir un critère qui minimise cette puissance selon certaines contraintes au fur et à mesure que l'on tend vers les conditions optimales. Nous allons dans ce que suit mettre en oeuvre la méthode du minimum de variance à l'aide de l'algorithme des perturbations symétriques.

### 1.3.2.2.4 Minimisation de la puissance de sortie avec contrainte de gain

La méthode du minimum de variance vise ici à minimiser la puissance de sortie sous  $K$  contraintes linéaires: les contraintes servant par exemple, à préserver ou annuler le gain dans un certain nombre de directions:

$$W^\dagger S_i = g_i \quad i=1 \text{ à } K \quad (38)$$

ou encore

$$C^\dagger W = g \quad (39)$$

$\dagger$  est l'opérateur Transpose conjugué, les contraintes servant par exemple à préserver ou annuler le gain dans un certain nombre de directions.

Le problème (P1) se résume donc par:

$$\begin{cases} \text{Minimum}_{/w} \{ W^\dagger R_{xx} W \} \\ \text{respectant } C^\dagger W = g \end{cases} \quad (\text{P1})$$

$$\text{avec } C = [ S_1, \dots, S_K ]$$

$$g = [ g_1, \dots, g_K ]$$

Si  $\text{rang}(C) = K \leq N$  (dimension du réseau), les contraintes seront strictement respectées. La solution optimale de (P1) est obtenue en utilisant la technique des multiplicateurs de Lagrange:

$$W_{\text{opt}} = R_{xx}^{-1} C [ C^\dagger R_{xx}^{-1} C ]^{-1} g \quad (40)$$

Dans ce cas la puissance minimale de sortie s'obtient par :

$$P_{\text{min}} = W_{\text{opt}}^\dagger R_{xx} W_{\text{opt}} = g^\dagger ( C^\dagger R_{xx}^{-1} C )^{-1} g \quad (41)$$

Cette méthode est mise en oeuvre de façon adaptative à l'aide de l'algorithme des perturbations. Si un gain  $g$  est supposé dans la direction du signal utile de vecteur espace  $S_u$  ( $W^\dagger S_u = g$ ) alors la procédure est la suivante:

phase 1 (perturbation) : Le gradient est estimé à l'instant  $k$  en utilisant la perturbation symétrique:  $\nabla_{w_k} (P_S(W_k))$  est alors obtenu.

phase 2 (mise à jour des pondérations) :

$$W(k+1) = P [ W(k) - \mu \nabla_{w_k} (P_S(W_k)) ] + \frac{S_u \cdot g}{S_u^\dagger S_u} \quad (42)$$

$\mu$  est le pas d'adaptation de l'algorithme

$P$  est la matrice de projection définie par :

$$P = \left[ I - \frac{S_u S_u^\dagger}{S_u^\dagger S_u} \right] \quad (43)$$

### 1.3.2.2.5 Simulation 2

Nous nous plaçons dans le cas d'ondes planes à spectre bande étroite, sans trajets multiples, reçues par un réseau rectiligne dont les éléments sont espacés d'une demi longueur d'onde.

a) les signaux présents sur chacun des capteurs sont stationnaires dans la fenêtre d'observation; il s'agit d'une source plane de puissance 10 dB arrivant dans la direction de la normale au réseau et d'un bruit blanc spatialement et temporellement de variance  $\sigma^2 = 0$  dB

b) Les contraintes linéaires sont les suivantes : gain unitaire dans la direction de visée 0 degré, gain de -30 dB dans les directions -20, 10, 30 degrés ( ce qui peut s'appliquer dans le cas d'une suppression aveugle d'un signal probable venant de l'une de ces trois directions).

Un cas d'adaptation est présenté à la figure 1.9. Nous remarquons le bon fonctionnement de la méthode des perturbations associée au critère de variance minimale lorsque le nombre de capteurs  $N$  est supérieur au nombre de contraintes de gains imposées  $N_g$  (figure 1.9.a). Par contre si cette hypothèse n'est pas vérifiée, toutes les contraintes ne sont pas respectées (figures 1.9.b et 1.9.c). Ceci introduit (après l'hypothèse bande étroite) un deuxième facteur de limitation des performances représenté par le nombre de degrés de liberté du réseau.

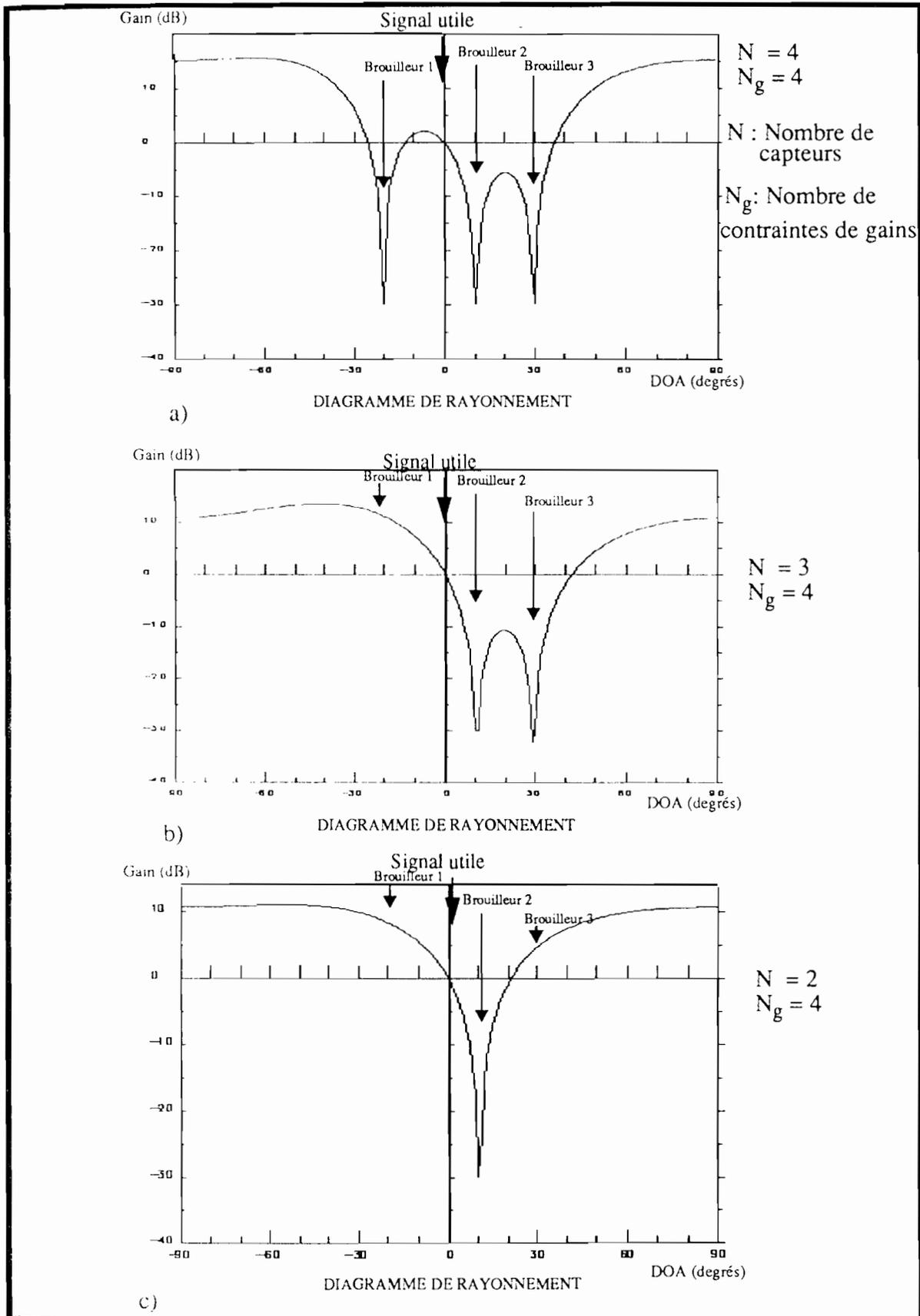


figure 1.9: Application de la méthode des perturbations associée au critère du minimum de variance

### 1.3.2.2.6 Conclusions

L'utilisation de la méthode des perturbations pour le calcul du gradient revêt deux principaux avantages:

- 1) une implantation faible coût réduisant considérablement le nombre de voies de traitement fréquemment rencontrées dans la plupart des récepteurs adaptatifs.
- 2) une très grande souplesse dans son utilisation lorsqu'elle est installée avec un processeur embarqué dans un avion.

En particulier, un minicalculateur peut être utilisé car la charge de calculs est faible comme nous le verrons ultérieurement.

Les fonctions de Walsh ont été choisies dans la technique de perturbations des pondérations car elles permettent une perturbation simultanée des coefficients de pondérations ce qui réduit considérablement le temps de calculs. De plus, il existe une procédure appelée FWT ( Fast Walsh Transform ) qui permet son implantation. L'application de mesures directes de la puissance de sortie facilite l'opération de corrélation avec ces fonctions et génère les composantes du gradient.

Les coefficients de pondérations sont contrôlés d'une façon adaptative par le critère du minimum de variance. Les résultats de la simulation ont montré un facteur de limitation des performances que représente le nombre de degrés de liberté du réseau.

### 1.3.2.3 Méthode du gradient stochastique

#### 1.3.2.3.1 Configuration du récepteur

L'implantation sous forme réelle de l'algorithme LMS ( Least Mean Square Error ou Erreur Quadratique Moyenne Minimale ) de Widrow-Hopf a été largement développée pendant ces dernières années [16][17].

Dans le cas discret, la configuration de base du récepteur est donnée par la figure 1.10. Deux changements de fréquences  $y$  sont opérés: le premier O.L au pied de l'antenne permet la sélection de la fréquence RF désirée  $\omega$ , le mélange avec une fréquence fixe  $\omega_0$  avant filtrage passe-bande permet de sélectionner la bande utile. Le traitement à la fréquence intermédiaire I.F  $\omega_1$  est contrôlé par le second O.L qui assure en même temps la mise en quadrature des voies.

Les filtres R.I permettent de rejeter la fréquence image susceptible de modifier les conditions de fonctionnement de l'algorithme LMS implanté dans chaque voie.

Le critère consiste à minimiser l'erreur entre la sortie  $y(t)$  et un signal de référence  $d(t)$ . Ce dernier doit être fortement corrélé avec le signal utile. La génération du signal  $d(t)$  est étudié plus en détail dans le chapitre 4. Une implantation analogique  $y$  est proposée.

Si  $\varepsilon(t)$  désigne le signal d'erreur en sortie c'est-à-dire  $\varepsilon(t) = d(t) - W^T X(t)$ , alors l'estimée du gradient au temps  $t$  s'écrit:

$$\nabla_w E \{ |\varepsilon(t)|^2 \} = -2\varepsilon(t) X(t) \quad (44)$$

Sous forme discrète, l'équation de commande des coefficients de pondérations prend la forme suivante:

$$W(k+1) = W(k) + 2\mu\varepsilon(k+1)X(k+1) \quad (45)$$

La constante  $\mu$  agit à la fois sur la stabilité et la rapidité de convergence de l'algorithme.

Pour un réseau à  $N$  éléments, chaque itération nécessite  $2N+1$  multiplications et  $2N$  additions.

Pour certaines applications de récepteurs adaptatifs où la phase du signal doit être disponible (notamment dans la récupération du signal de référence avec une boucle à verrouillage de phase), il est pratique d'adopter la représentation complexe du LMS.

Sous sa forme complexe, l'algorithme LMS est une adaptation simultanée des parties réelle et imaginaire des coefficients de pondérations  $W(k)$  en minimisant la puissance du signal d'erreur en sortie:

$$W_R(k+1) = W_R(k) - \mu \nabla_R [\varepsilon(k+1) \varepsilon^*(k+1)] \quad (46)$$

$$W_I(k+1) = W_I(k) - \mu \nabla_I [\varepsilon(k+1) \varepsilon^*(k+1)] \quad (47)$$

$\nabla_R$  et  $\nabla_I$  désignent respectivement le gradient par rapport à la partie réelle et à la partie imaginaire de  $W$ .

Dans ce cas

$$W(k+1) = W_R(k+1) + jW_I(k+1) \quad (48)$$

$$W(k+1) = W(k) - \mu [ \nabla_R \{ \varepsilon(k+1) \varepsilon^*(k+1) \} + j \nabla_I \{ \varepsilon(k+1) \varepsilon^*(k+1) \} ] \quad (49)$$

Le calcul des composantes du gradient conduit à :

$$W(k+1) = W(k) + 2\mu \epsilon(k+1) X^*(k+1) \quad (50)$$

qui traduit la forme complexe de l'algorithme LMS: le vecteur de données d'entrée doit être conjugué avant l'opération de corrélation avec le signal d'erreur.

Le nombre de multiplications et d'additions est multiplié par deux par rapport au cas réel. Par contre la convergence en nombre d'itérations est plus rapide.

La figure 1.10 donne la configuration du récepteur.

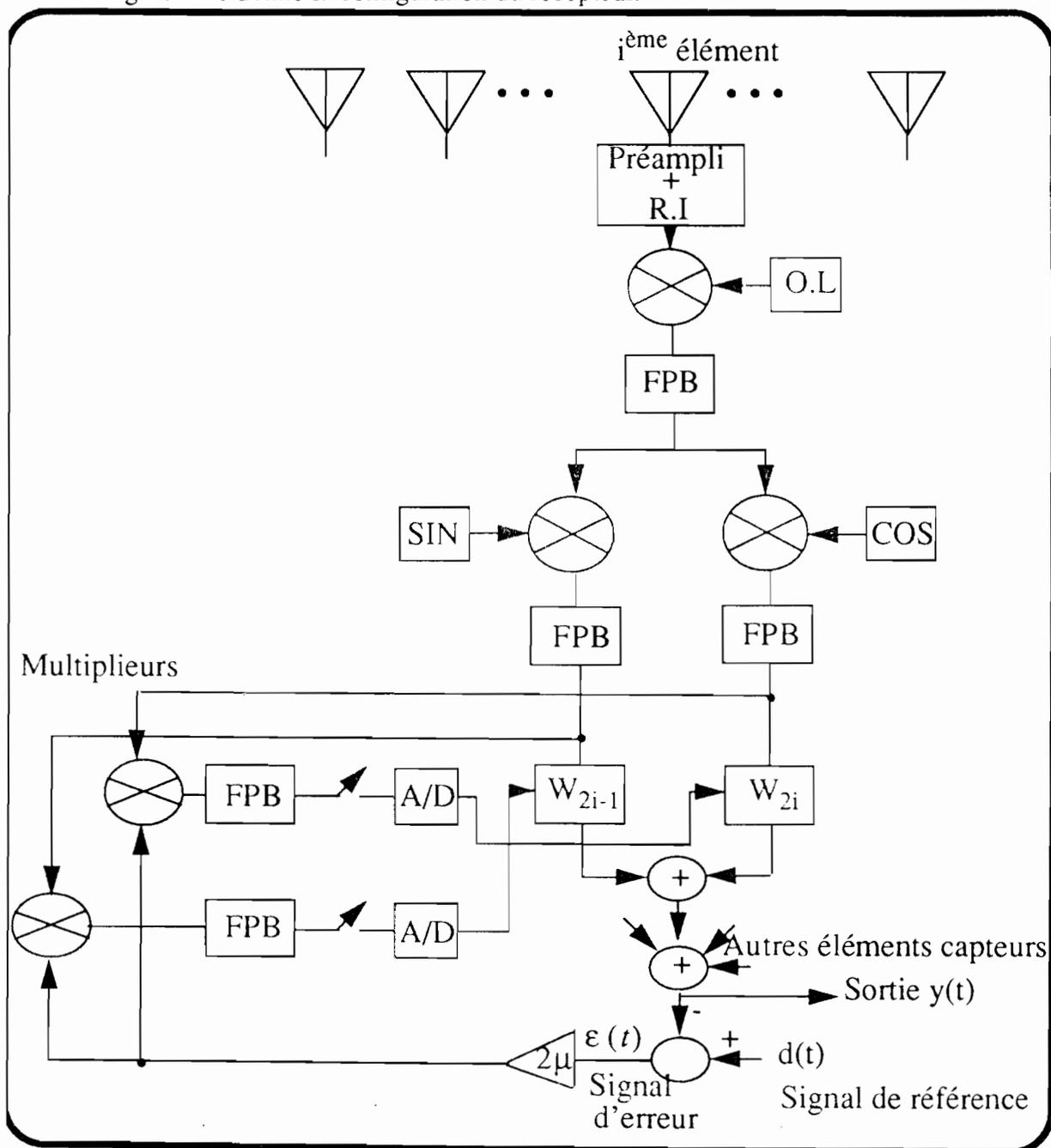


figure 1.10: Configuration d'une voie de traitement (Forme réelle du LMS)

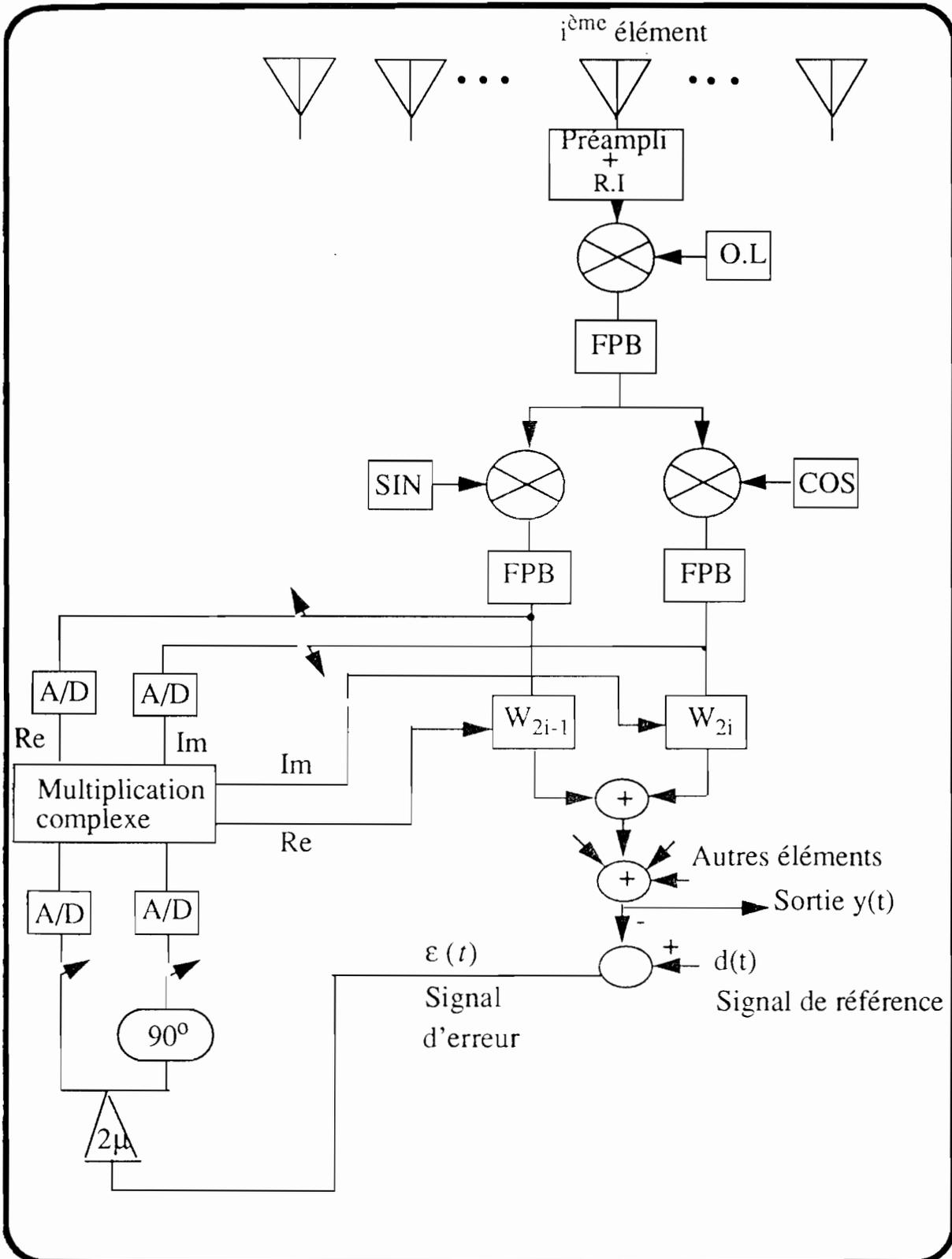


figure 1.11: Configuration d'une voie de traitement (Forme complexe du LMS)

1.3.2.3.2 Critère de sélection du coefficient  $\mu$

Le bon choix de la constante d'adaptation  $\mu$  doit répondre aux questions suivantes:

- 1) Pour quelles valeurs de  $\mu$  l'algorithme LMS devient et reste stable ?
- 2) Quelle valeur optimale  $\mu_{opt}$  de  $\mu$  conduit à la fois à une convergence rapide de l'algorithme d'adaptation et à une erreur d'ajustement faible ?

On définit l'erreur d'ajustement par la quantité :

$$M = (E(\xi_k - \xi_{min})) / \xi_{min} \quad (51)$$

qui traduit l'erreur moyenne relative entre  $\xi_k$  ( pour  $W=W(k)$  ) et l'erreur quadratique minimale  $\xi_{min}$  ( pour  $W=W_{opt}$  ). L'étude sur la stabilité du LMS suppose que si le système est dans sa phase d'adaptation, l'erreur à priori devient inférieure à l'erreur à posteriori ce qui est logique car celui-ci exploite plus d'informations. L'erreur à posteriori est définie par:

$$e(k+1) = d(k+1) - W^T(k+1) X(k+1) \quad (52)$$

$e(k+1)$  est le signal d'erreur à l'instant  $k+1$  entre la sortie et le signal de référence

Cette erreur se calcule une fois que les opérations suivantes sont effectuées:

$$\varepsilon(k+1) = d(k+1) - W^T(k) X(k+1) \quad (53)$$

et

$$W(k+1) = W(k) + 2\mu X(k+1) \varepsilon(k+1) \quad (54)$$

Dans ce cas:

$$e(k+1) = \varepsilon(k+1) [1 - 2\mu X^T(k+1) X(k+1)] \quad (55)$$

Si  $\varepsilon(k+1)$  et  $X(k+1)$  sont décorrélés alors la convergence est assurée pour:

$$|1 - 2\mu E[X^T(k+1) X(k+1)]| < 1 \quad (56)$$

$$\text{d'où: } 0 < \mu < 1 / (NPe) \text{ ou encore } 0 < \mu < 1 / \lambda_{max} \quad (57)$$

$P_e$  est la puissance du signal d'entrée et  $\lambda_{max}$  la plus grande valeur propre de la matrice de covariance  $R_{xx}$ .

En pratique une marge de manoeuvre est prise pour respecter la condition limite supérieure. Ainsi dans le cas de signaux gaussiens la stabilité est garantie par l'inégalité:

$$0 < \mu < 1 / (3NPe) \quad (58)$$

Il est clair que la seconde question posée préalablement engendre un compromis à trouver car une valeur de  $\mu$  élevée entraîne certes une rapide convergence de l'algorithme mais aussi une erreur d'ajustement non négligeable ( cette erreur varie comme  $\mu Trace(R_{xx})$  ). Inversement une faible valeur de  $\mu$  engendre une erreur d'ajustement plus petite mais augmente le temps de convergence (les constantes de temps des différents modes sont inversement proportionnelles à  $\mu \lambda_i$  ).

Widrow [18] utilise la règle basée sur le transitoire des modes engendrés par les constantes de temps d'adaptation. Il considère qu'après environ quatre constantes de temps, la solution optimale de Wiener est approchée et l'on peut donc s'intéresser uniquement à la diminution de l'erreur d'ajustement. Il pose  $\mu \lambda_i = 1/4$  dans le cas où toutes les valeurs propres de la matrice de covariance des signaux  $R_{xx}$  sont égales.

Horowitz et Senne [19] choisissent le critère de sélection des conditions initiales menant à une plus rapide convergence de l'algorithme. Ceci conduit à choisir  $\mu \lambda_{max} = 1 / (4 + 2m)$  où  $m$  désigne la multiplicité de la plus grande valeur propre de  $R_{xx}$ .

En présence d'un brouilleur fort (  $m=1$  ), l'étude de Widrow conduit à une erreur d'ajustement

$$M = \mu Trace(R_{xx}) = \mu \sum_{i=1}^N \lambda_i = \mu \lambda_{max} = 1/6 \quad (59)$$

Cette erreur d'ajustement de 16% correspond à une diminution de 0.7 dB sur la réjection du brouilleur par rapport à la condition optimale.

Comme il est difficile de connaître a priori le nombre de valeurs propres dominantes, le choix de  $\mu$  peut en pâtir. Par exemple supposons que l'adaptation se fasse avec  $\mu \lambda_{max} = 1/6$ . Lorsque le nombre de brouilleurs augmente, le choix optimal de  $\mu$  est donné par:

$$\mu_{opt} \lambda_{max} = 1 / (4 + 2m) \text{ avec } Trace(R_{xx}) = m \lambda_{max} \quad (60)$$

Par conséquent le taux d'erreur sur  $\mu$  est évalué par le rapport:

$$\frac{\mu}{\mu_{opt}} = \frac{1 / (6 \text{Trace}(R_{xx}))}{m / ((4 + 2m) \text{Trace}(R_{xx}))} \quad (61)$$

ou

$$\frac{\mu}{\mu_{opt}} = \frac{1}{3} \left( 1 + \frac{2}{m} \right) \quad (62)$$

Le tableau suivant résume l'erreur sur la réjection induite lorsque le nombre de brouilleurs varie:

Nombre de Brouilleurs dominants	$\mu/\mu_{opt}$	Erreur induite (dB)
1	1	0.7
2	0.67	1
3	0.55	1.14
4	0.5	1.25
5	0.47	1.33

**Tableau 1 : Dégradation des performances en fonction de l'environnement-  
des brouilleurs**

Ces observations nous conduisent à chercher un critère qui limite l'erreur d'ajustement à la fin de chaque intervalle d'observation. Pour cela il nous faut à priori imposer l'état initial des coefficients de pondérations, le nombre d'itérations de l'algorithme et l'erreur minimale qui découle de la solution de Wiener. L'étude sur la propagation de l'EQM développée dans le paragraphe suivant permet d'étayer ce choix.

## 1.3.2.3.3 Propagation de l'EQM

L'algorithme du gradient stochastique se définit dans le cas réel par les deux équations suivantes:

$$\varepsilon(k+1) = d(k+1) - W^T(k)X(k+1) \quad (63)$$

et

$$W(k+1) = W(k) + 2\mu\varepsilon(k+1)X(k+1) \quad (64)$$

La combinaison de ces équations conduit à:

$$W(k+1) = [I - 2\mu X(k+1)X^T(k+1)]W(k+1) + 2\mu X(k+1)d(k+1) \quad (65)$$

Lorsque les coefficients de pondérations atteignent leurs valeurs optimales  $W_{opt}$  en régime établi, la moyenne du vecteur  $W(k+1)$  devient égale à la moyenne de  $W(k)$ . Dans ce cas

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (66)$$

$$\text{où } R_{xx} = E[X(k)X^T(k)] \quad \text{et} \quad r_{xd} = E[X(k)d(k)]$$

L'erreur quadratique moyenne (EQM) en sortie se définit par:

$$\xi(k+1) = E\left[ (d(k+1) - W^T(k)X(k+1))^2 \right] \quad (67)$$

En fonction de l'erreur minimale lorsque  $W=W_{opt}$  nous avons:

$$\xi(k+1) = \xi_{min} + [W(k) - W_{opt}]^T [W(k) - W_{opt}] \quad (68)$$

Le terme de droite figurant dans l'équation (68) désigne l'expression de la puissance d'erreur en sortie par rapport à  $\xi_{min}$ : C'est donc la puissance d'erreur résiduelle provenant de l'erreur d'ajustement des pondérations. L'étude de son évolution fait l'objet de ce paragraphe.

Le caractère hermitien de la matrice des données d'entrée  $R_{xx}$  permet la diagonalisation de celle-ci sous la forme :

$R_{xx} = Q^{-1} \text{diag}(\lambda_i) Q$  où  $\text{diag}(\lambda_i)$  désigne la matrice diagonale composée des valeurs propres de  $R_{xx}$  et  $Q$  la matrice des vecteurs propres associés vérifiant la relation  $Q^{-1} = Q^T$

En posant  $V(k) = Q^{-1} ( W(k) - W_{opt} )$ , l'équation (68) devient:

$$\xi(k+1) = \xi_{min} + \sum_{i=1}^N \lambda_i v_i^2 \quad (69)$$

Désignons par  $\Lambda$  le vecteur colonne des valeurs propres et  $C_{vv}(k)$  le vecteur formé par les éléments  $v_i^2(k)$ ; alors:

$$\xi(k+1) = \xi_{min} + \Lambda^T C_{vv}(k) \quad (70)$$

L'expression du vecteur  $V(k)$  permet de déduire la relation de récurrence suivante:

$$V(k+1) = V(k) - 2\mu QX(k+1)\varepsilon(k+1) \quad (71)$$

En remplaçant  $\varepsilon(k+1)$  par sa valeur nous avons:

$$V(k+1) = [I - 2\mu QX(k+1)X^T(k+1)] V(k) - 2\mu QX(k+1)\varepsilon_{min} \quad (72)$$

La matrice de covariance correspondante peut alors être formée. Le calcul montre que:

$$\begin{aligned} E\{V(k+1)V^T(k+1)\} &= \{I - 4\mu \text{diag}(\lambda_i) + 4\mu^2 \Lambda \Lambda^T\} E\{V(k)V^T(k)\} \\ &\quad + 4\mu^2 \xi_{min} \text{diag}(\lambda_i) \end{aligned} \quad (73)$$

Comme  $\Lambda = \text{diag}(\lambda_i) \bar{1}^T$  où  $\bar{1}$  est un vecteur colonne d'ordre  $N$  dont tous les éléments sont égaux à 1, la notation vectorielle conduit à:

$$\begin{aligned} C_{vv}(k+1) &= [I - 4\mu \text{diag}(\lambda_i) + 4\mu^2 N (\text{diag}(\lambda_i))^2] C_{vv}(k) + \\ &\quad 4\mu^2 \xi_{min} \Lambda \end{aligned} \quad (74)$$

En l'absence de signaux (présence d'un bruit thermique identique sur chaque capteur et de variance  $\sigma^2$ ), un élément  $C_{vv}^i$  du vecteur  $C_{vv}$  vérifie la récurrence:

$$C_{vv}^i(k+1) = [1 - 4\mu\sigma^2 + 4\mu^2 N\sigma^4] C_{vv}^i(k) + 4\mu^2 \xi_{min} \sigma^2 \quad (75)$$

Si  $C_{vv}^i(0)$  désigne l'état initial alors:

$$C_{vv}^i(k) = [1 - 4\mu\sigma^2 + 4\mu^2 N\sigma^4]^k C_{vv}^i(0) + 4\mu^2 \xi_{min} \sigma^2 \sum_{i=0}^{k-1} [1 - 4\mu\sigma^2 + 4\mu^2 N\sigma^4]^i \quad (76)$$

### 1.3.2.3.4 Simulation 3

Nous allons simuler le comportement de cette variation par rapport aux conditions optimales en choisissant comme critère de performance l'erreur d'ajustement en fonction du coefficient  $\mu$  ou du nombre d'itérations  $n_i$ .

Les figures 1.12, 1.13, 1.14 et 1.15 montrent l'influence des paramètres  $\xi_{min}$  et N (dimension du réseau). Ces courbes ont été tracées en limitant le nombre d'itérations dans l'intervalle d'observation aux valeurs indiquées.

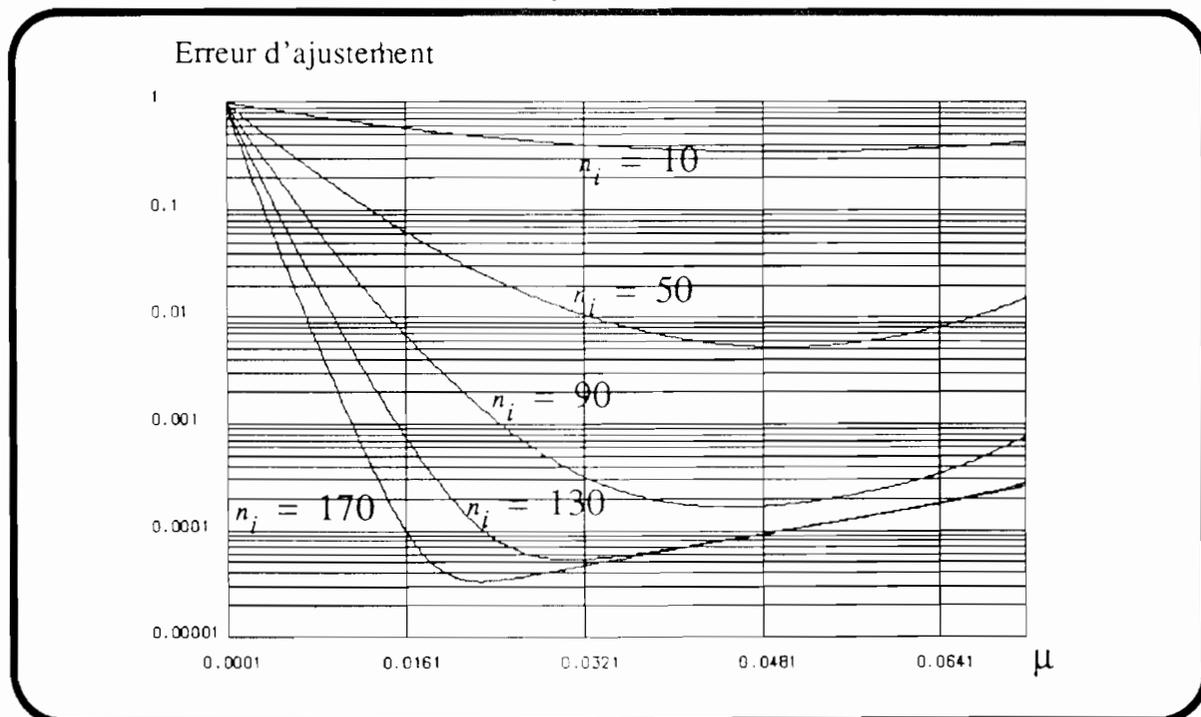


Figure 1.12: Erreur d'ajustement en fonction du coefficient d'adaptation  $\mu$

( $n_i = 10, 50, 90, 130, 170$        $\xi_{min} = 0.1$        $N = 10$ )

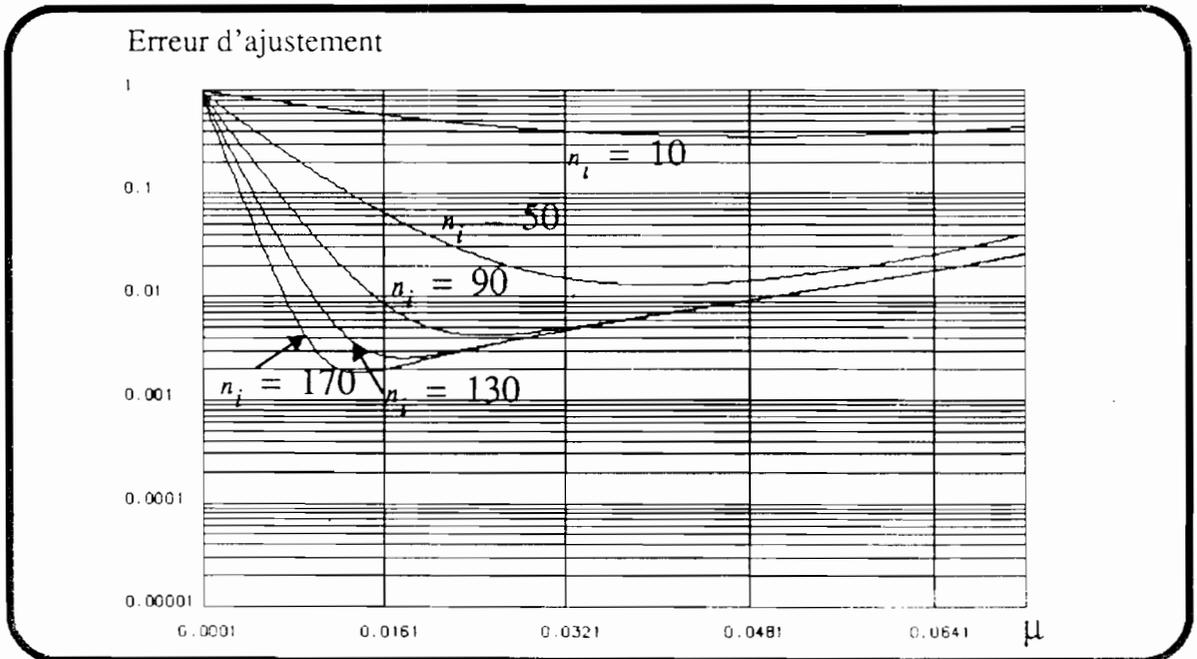


Figure 1.13: Erreur d'ajustement en fonction du coefficient d'adaptation  $\mu$

( $n_i = 10, 50, 90, 130, 170$      $\xi_{min} = 0.1$      $N = 20$ )

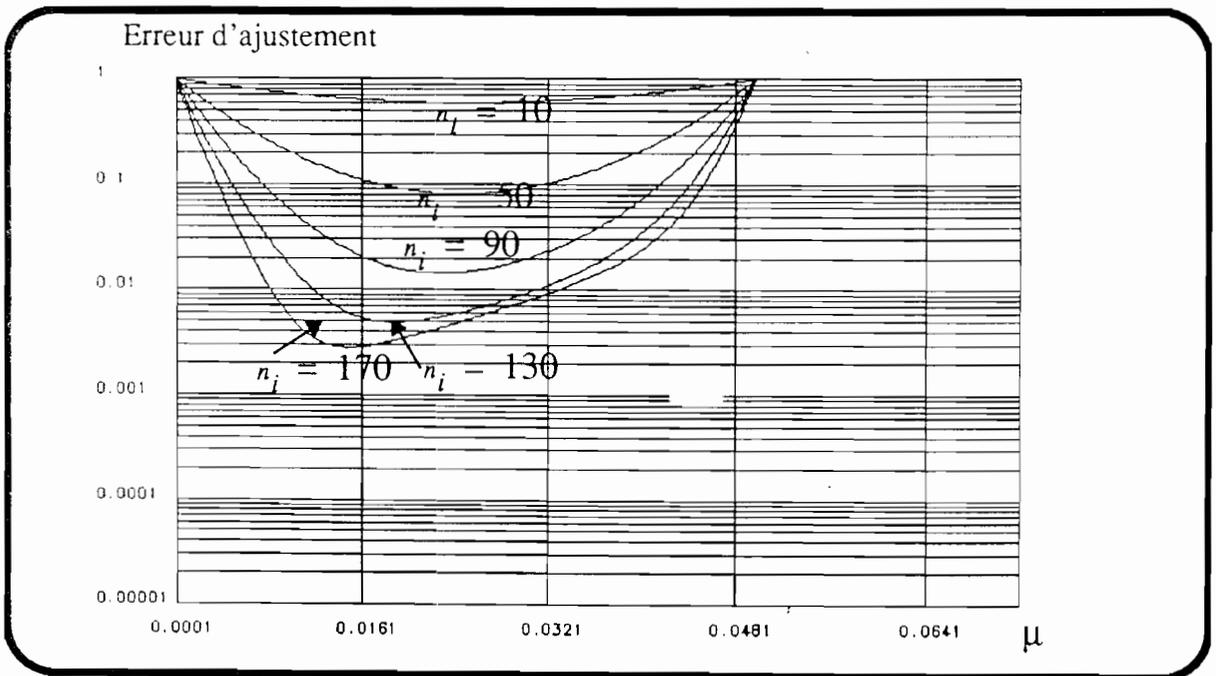


Figure 1.14: Erreur d'ajustement en fonction du coefficient d'adaptation  $\mu$

( $n_i = 10, 50, 90, 130, 170$      $\xi_{min} = 0.001$      $N = 20$ )

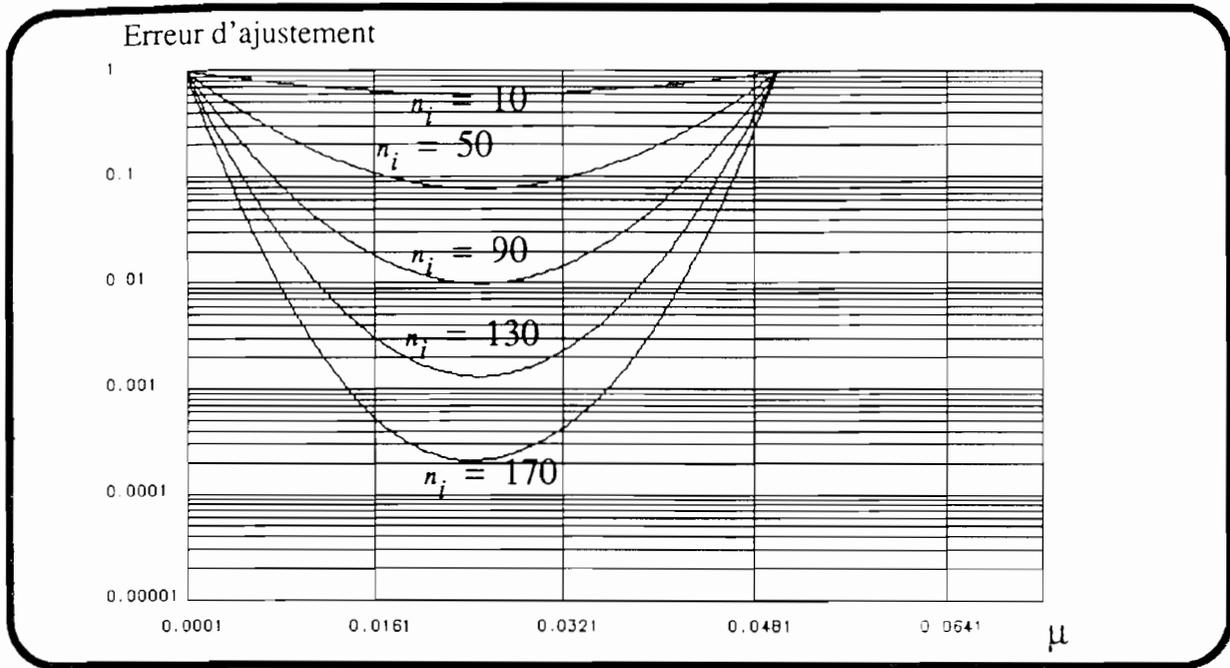


Figure 1.15: Erreur d'ajustement en fonction du coefficient d'adaptation  $\mu$   
 ( $n_i = 10, 50, 90, 130, 170$   $\xi_{min} = 0.001$   $N = 10$ )

La figure 1.16 montre que la rapidité de convergence de l'algorithme n'est pas nécessairement proportionnelle à la valeur de  $\mu$ . Les cas obtenus pour  $\mu = 0.05$  et  $\mu = 0.038$  illustrent cette remarque.

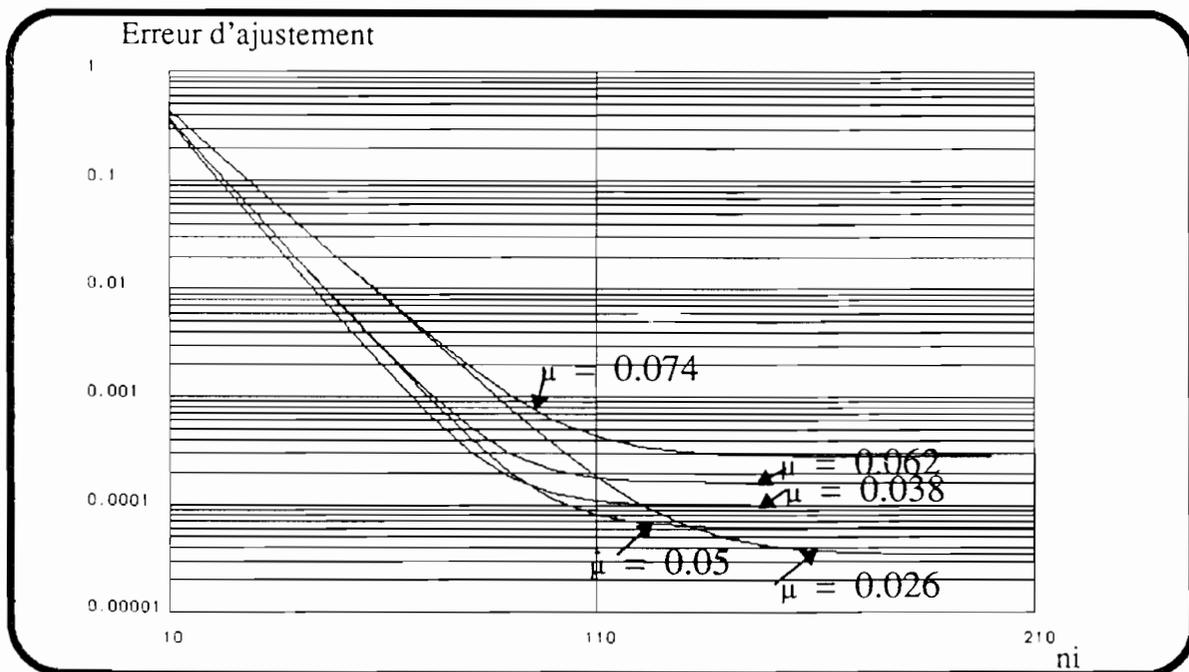


Figure 1.16: Erreur d'ajustement en fonction du nombre d'échantillons  $n_i$

( $\mu = 0.026, 0.038, 0.050, 0.062, 0.074$   $\xi_{min} = 0.001$   $N = 10$ )

Enfin une étude comparative est faite avec les configurations réelle et complexe du LMS. Il est aisé de montrer que pour un réseau à  $N$  éléments, les valeurs propres  $\{\lambda_i\}$  de la matrice de covariance réelle  $R_r(t)$  de dimension  $2N \times 2N$  sont identiques à celles de la matrice de covariance complexe  $(1/2) R_c(t)$  de dimension  $N \times N$ , chaque valeur propre simple de  $(1/2) R_c(t)$  engendrant dans  $R_r(t)$  une valeur propre double.

En effet si  $x_{2i-1}(t)$  et  $x_{2i}(t)$  sont respectivement les composantes en phase et en quadrature générées par la voie  $i$ , alors il existe une opération d'isomorphisme entre

$$R_r(t) = \begin{bmatrix} C(t) & D(t) \\ -D(t) & C(t) \end{bmatrix} \quad (77)$$

et

$$R_c(t) = 2 [C(t) - jD(t)] \quad (78)$$

où  $C(t)$  et  $D(t)$  sont des matrices carrées d'ordre  $N$  dont les éléments sont définis par:

$$C_{ij}(t) = E \{x_{2i-1}x_{2j-1}\} = E \{x_{2i}x_{2j}\} \quad (79)$$

$$D_{ij}(t) = E \{x_{2i-1}x_{2i}\} = -E \{x_{2i}x_{2i-1}\} \quad (80)$$

( $i, j = 1$  à  $N$ )

Dans ce cas si  $A(t) + jB(t)$  est un vecteur propre de  $R_c(t)$  ayant  $\lambda$  comme valeur propre alors le calcul montre que  $[A(t), B(t)]$  et  $[-A(t), B(t)]$  sont deux vecteurs propres de  $R_r(t)$  ayant la même valeur propre  $\lambda/2$ .

Les figures 1.17, 1.18 et 1.19. montrent les performances obtenues. Comme la constante de temps d'adaptation varie en  $1/\lambda$ , nous retrouvons une propriété importante sur la rapidité de convergence du cas complexe. Il sera donc l'outil à adopter lors de l'implantation pratique.

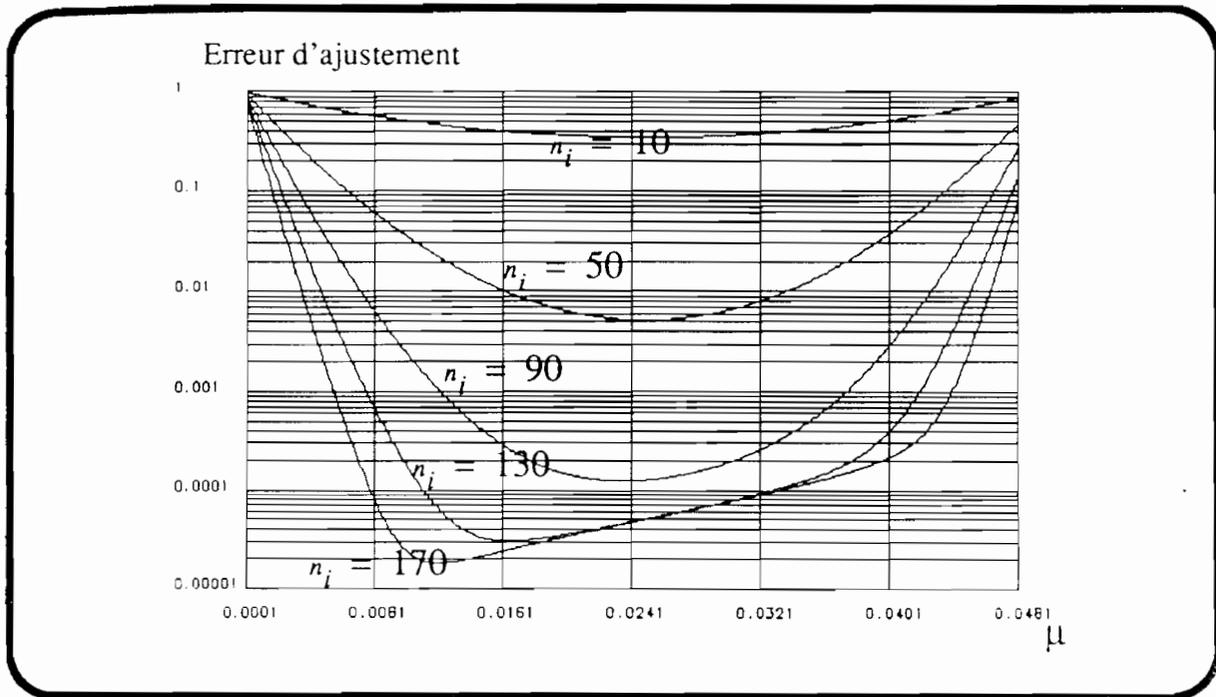


Figure 1.17: Erreur d'ajustement en fonction du coefficient d'adaptation  $\mu$  (LMS complexe)

( $n_i = 10, 50, 90, 130, 170$   $\xi_{min} = 0.001$   $N = 10$ )

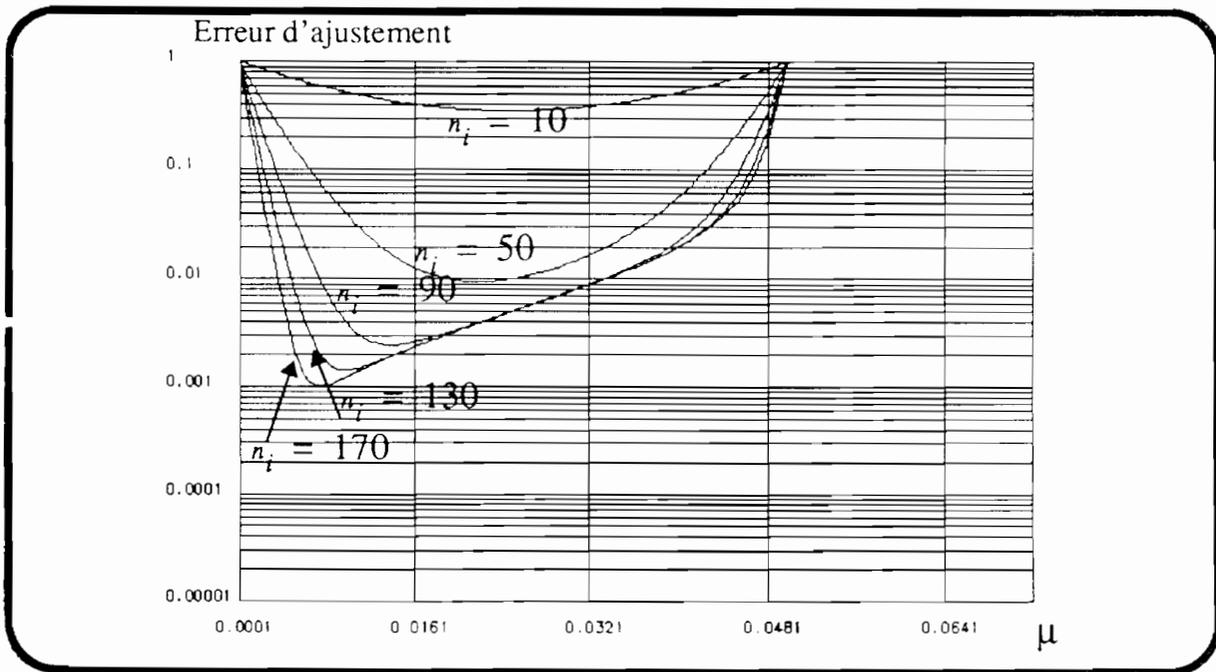


Figure 1.18: Erreur d'ajustement en fonction du coefficient d'adaptation  $\mu$  (LMS complexe)

( $n_i = 10, 50, 90, 130, 170$   $\xi_{min} = 0.1$   $N = 10$ )

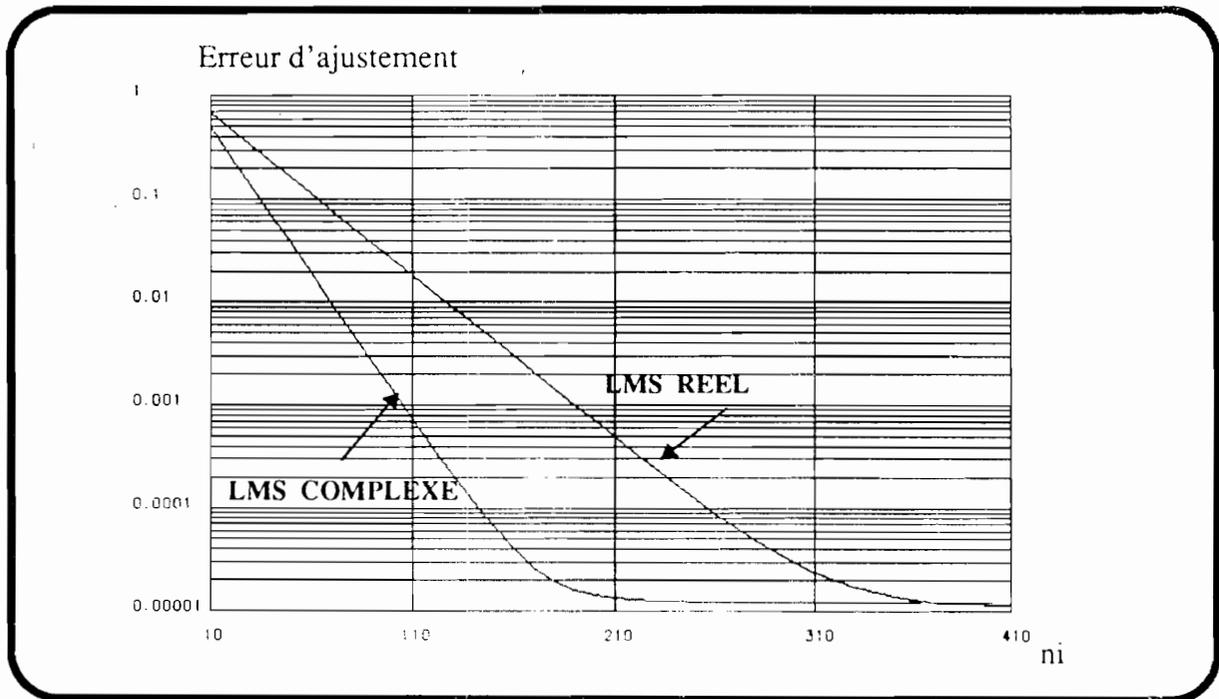


Figure 1.19: Réponse transitoire (comparaison des cas réel et complexe avec un coefficient  $\mu = 0.01$ )

Le tableau suivant résume les principaux résultats:

<u>cas réel</u>				<u>cas complexe</u>			
$\xi_{min} = 0.001$		$\xi_{min} = 0.1$		$\xi_{min} = 0.001$		$\xi_{min} = 0.1$	
ni	$\mu_{opt}$	ni	$\mu_{opt}$	ni	$\mu_{opt}$	ni	$\mu_{opt}$
10	0.0481	10	0.0481	10	0.0241	10	0.0241
50	0.0481	50	0.0481	50	0.0241	50	0.0241
90	0.0461	90	0.0241	90	0.0241	90	0.0141
130	0.0301	130	0.0161	130	0.0161	130	0.0081
170	0.0181	170	0.0141	170	0.121	170	0.0061

Tableau 2 : Performances de l'algorithme LMS

Ce tableau donne une idée sur les valeurs optimales de la constante  $\mu$ . En effet,  $\mu_{opt}$  varie proportionnellement à  $1/(4+2N)$  (cas de l'algorithme LMS réel) lorsque le nombre d'itérations est assez limité (jusqu'à 90).

$$\text{Quand } N=10, \quad \frac{1}{4+2N} = 0.0417$$

Les valeurs données par le tableau 2 correspondent donc aux résultats de Horowitz et Senne que nous avons rappelés précédemment. Au delà, l'algorithme trouve un compromis entre le temps d'adaptation qui est dans ce cas plus important et une erreur d'ajustement plus faible en diminuant  $\mu$ .

### 1.3.2.4 Conclusions

Le comportement de l'algorithme LMS sous ses formes réelle et complexe a été étudié dans ce paragraphe dans l'hypothèse de signaux indépendants et gaussiens. Les variations de l'erreur d'ajustement qui est la différence entre les performances adaptatives et les performances optimales nous ont permis de dresser le critère de sélection du coefficient  $\mu$  contrôlant à la fois la stabilité et la vitesse de convergence de l'algorithme. Il a été montré que la rapidité de convergence de l'algorithme LMS n'est pas nécessairement proportionnelle à la valeur de  $\mu$ .

Enfin nous avons mis en exergue l'avantage de l'implantation complexe de cet algorithme qui fournit une adaptation plus rapide durant la phase transitoire par rapport au cas réel au prix d'une charge de calculs un peu plus conséquente.

## 1.3.3 Méthode basée sur la maximisation du rapport Signal à bruit

### 1.3.3.1 Principe et application

La boucle adaptative de Howells-Applebaum [20] maximise le rapport signal à bruit en sortie en exploitant l'information sur la direction d'arrivée du signal utile. L'angle d'incidence du signal utile peut être connu a priori (liaison entre deux stations fixes) ou estimé.

L'estimation de la direction d'incidence des sources rayonnantes à partir des mesures fournies par un réseau de capteurs passif est fréquemment rencontrée en radar, sonar ou en radio-astronomie [51]. Lorsque le type d'application souhaité demande un pouvoir de résolution assez important et que le rapport signal à bruit disponible à l'entrée du réseau n'est pas trop faible, les méthodes d'estimation basées sur la décomposition de la matrice de covariance des signaux dans l'espace des vecteurs propres associés à cette matrice sont plus performantes que les autres méthodes plus classiques comme la formation de faisceaux ou les techniques autorégressives. Citons comme exemple l'algorithme MUSIC [21] qui procède à la décomposition de la matrice de covariance des signaux reçus dans deux sous espaces signal et bruit orthogonaux entre eux, l'estimation de l'angle d'incidence étant faite dans le sous espace

bruit. Dans ce cas la position des pics dans le domaine fréquentiel donne une indication sur la position des sources rayonnantes.

Maintes réalisations analogiques faible coût sont issues de la boucle de Howells-Applebaum [22][23]. L'implantation en hyperfréquence juste derrière les capteurs a fait l'objet de nombreuses études car elle offre l'avantage de disposer de circuits simples tels que les multiplieurs, filtres, amplicateurs, intégrateurs etc...

Par contre une attention particulière doit être accordée quant à la commande et au réglage des circuits du fait des décalages de tensions fréquemment rencontrés en analogique.

Si  $S_u$  est le vecteur source du signal utile, nous pouvons former le rapport signal à bruit suivant:

$$RSIB = \frac{|W^\dagger S_u|^2}{W^\dagger M W} \quad (81)$$

où  $M$  est la matrice de covariance du bruit (brouilleurs+bruit thermique) et  $W$  le vecteur pondérations appliqué.

Le produit scalaire au sens de  $M$  définie positive et hermitienne, de deux vecteurs  $x$  et  $y$  s'écrit:

$$\langle x, y \rangle = x^T M y^* \quad (82)$$

Dans ce cas:

$$RSIB = \frac{|\langle W, M^{-1} S_u^* \rangle|^2}{\langle W, W \rangle} \quad (83)$$

En appliquant l'inégalité de Schwartz:

$$RSIB \leq [ \langle W, W \rangle \cdot \langle M^{-1} S_u^*, M^{-1} S_u^* \rangle ] / ( \langle W, W \rangle ) \quad (84)$$

$$RSIB \leq \langle M^{-1} S_u^*, M^{-1} S_u^* \rangle \quad (85)$$

L'égalité est obtenue si

$$W = W_{opt} = \mu M^{-1} S_u^* \quad (86)$$

avec  $\mu$  complexe

ce qui conduit au rapport signal à bruit optimal

$$RSIB_{opt} = Su^\dagger M^{-1} Su \quad (87)$$

Le synoptique de la boucle adaptative est donné par la figure 1.20.

Les différents paramètres sont spécifiés ci-dessous:

$X_j(t)$  : Signal capteur j (j=1, ..., N)

K : Gain de boucle

$W_{j0}$  : Composante j de  $W_0$  appelé vecteur directionnel

$y(t)$  : Signal disponible en sortie

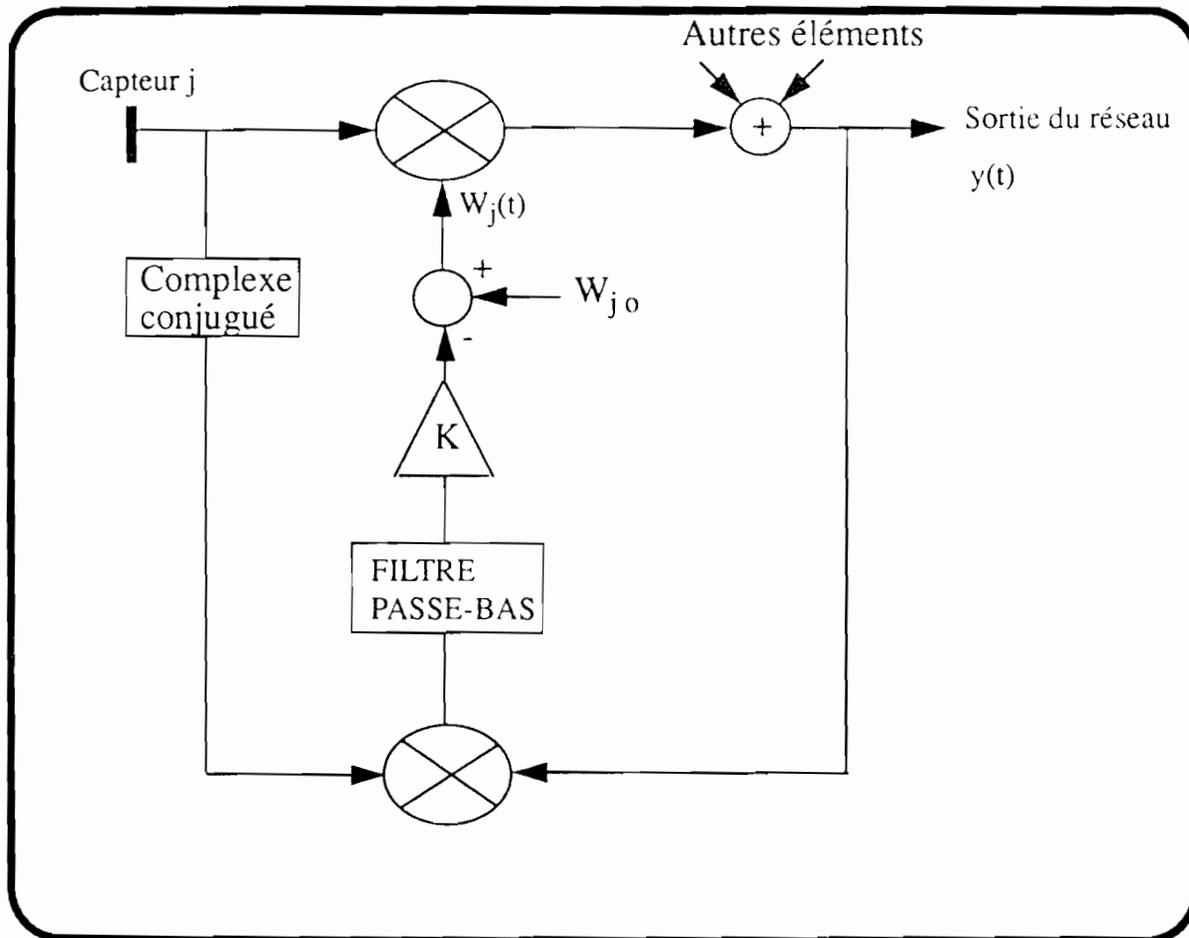


figure 1.20: Boucle adaptative de Howells-Applebaum

Il convient de souligner que les coefficients de pondérations peuvent osciller autour de leurs valeurs optimales après convergence à cause des sources de bruit à la fois extérieure et

intérieure à la boucle adaptative.

Nous avons voulu mesurer la variance de ces pondérations et ses conséquences sur les performances du réseau. Le filtre passe-bas d'ordre un couramment utilisé dans la boucle est remplacé par un filtre d'ordre plus élevé. Un exemple de résultats comparatifs est mené en utilisant un filtre d'ordre deux [24].

L'examen de la boucle conduit aux équations suivantes:

$$\text{ordre 1 : } \tau \frac{dW(t)}{dt} + (I + KR_{xx}) W(t) = W_o \quad (88)$$

$$\text{ordre 2 : } \tau^2 \frac{d^2 W(t)}{dt^2} + 2\zeta\tau \frac{dW(t)}{dt} + (I + KR_{xx}) W(t) = W_o \quad (89)$$

$\tau$  : Constante de temps propre du filtre

$I$  : Matrice identité

$\zeta$  : Coefficient d'amortissement

$R_{xx}$  : Matrice de covariance des signaux

### 1.3.3.2 Expression des pondérations optimales

En l'absence de bruit additif aléatoire, les équations (88) et (89) conduisent au même régime établi donnant les pondérations optimales suivantes:

$$W_{opt} = (I + KR_{xx})^{-1} W_o \quad (90)$$

La décomposition propre ou décomposition spectrale de  $R_{xx}$  conduit à:

$$W_{opt} = \sum_{i=1}^N \frac{1}{1 + K\lambda_i} (e_i^\dagger W_o) e_i \quad (91)$$

$\lambda_i$  est la valeur propre associé au  $i^{\text{ème}}$  vecteur propre de  $R_{xx}$ .

Cette expression montre que les pondérations optimales sont des combinaisons linéaires

des vecteurs propres de  $R_{xx}$  pondérées par les coefficients:  $\frac{1}{1 + K\lambda_i} (e_i^\dagger W_o)$  de

sorte que les vecteurs propres correspondants aux plus grandes valeurs propres n'apportent aucune contribution à l'établissement de ces pondérations (qui tendent vers zéro). Les signaux

de niveau fort se trouvent alors très fortement atténués. Widrow [25] l'applique dans le cas de figure signal utile faible, brouilleurs forts; ceci a donné naissance à l'algorithme d'inversion de puissance (le rapport signal à bruit recueilli à la sortie de l'antenne adaptative est approximativement l'inverse du même rapport observé à l'entrée).

En notant que:

$$W_{opt} = \frac{1}{K} \left( \frac{I}{K} + R_{xx} \right)^{-1} W_o \quad (92)$$

alors

$$W_{opt} \cong \mu R_{xx}^{-1} W_o \quad (93)$$

avec  $K$  assez grand et  $\mu = \frac{1}{K}$

Ce filtre spatial conduit alors à la maximisation du rapport signal sur bruit si  $W_o$  pointe dans la direction de visée.

### 1.3.3.3 Influence du bruit de mesure sur les pondérations

A la convergence, le vecteur pondérations  $W$  mesuré est  $W = W_{opt} + \Delta$  où  $\Delta$  est la composante de bruit aléatoire qui se superpose à  $W_{opt}$ . Un compromis doit être trouvé entre la rapidité de réponse du système et la suppression de ce bruit.

La variance de  $W$  est donnée par la formule

$$Var(W) = E \{ |W - \bar{W}|^2 \} \quad (94)$$

où  $\bar{W}$  est la valeur moyenne égale à  $W_{opt}$  à la convergence.

Dans ce cas

$$Var(W) = E \{ \Delta^\dagger \Delta \} \quad (95)$$

En décomposant la matrice de covariance sous la forme

$$R_{xx} = R_{xx_{opt}} + \varepsilon \quad (96)$$

où  $R_{xx_{opt}} = Q \text{diag}(\lambda_i) Q^{-1}$  l'équation (88) conduit à:

$$\tau \frac{dV(t)}{dt} + (I + K \text{diag}(\lambda_i)) V(t) = -KQ^{-1} \varepsilon(t) W(t) \quad (97)$$

avec  $V = Q^{-1} \Delta$

Le réseau de N éléments engendre N équations indépendantes du type:

$$\frac{dv_i}{dt} + \sigma_i v_i = [-\beta Q^{-1} \varepsilon W]_i = u_i \quad (98)$$

$i=1 \text{ à } N, \sigma_i = \frac{1 + K\lambda_i}{\tau} \text{ et } \beta = \frac{K}{\tau}$

En intégrant entre  $t_0$  et  $t$  nous avons:

$$v_i(t) = v_i(t_0) e^{-\sigma_i(t-t_0)} + \int_{t_0}^t e^{-\sigma_i(t-\tau)} u_i(\tau) d\tau \quad (99)$$

Dans l'hypothèse d'un système causal et si l'état initial  $v_i(t_0)$  est négligeable, alors

$$v_i(t) = \int_0^t e^{-\sigma_i \tau} u_i(t-\tau) d\tau \quad (100)$$

Comme  $\text{Var}(W) = E \{ \Delta^\dagger \Delta \} = E \{ V^\dagger V \}$ , l'expression  $E \{ v_j^* v_k \}$  doit être estimée:

$$E \{ v_j^* v_k \} = \beta^2 \int_0^\infty d\tau_1 \int_0^\infty d\tau_2 E \left( \left[ Q^{-1} \varepsilon(t-\tau_1) W_{opt} \right]_j^* e^{-(\sigma_j \tau_1 + \sigma_k \tau_2)} \left[ Q^{-1} \varepsilon(t-\tau_2) W_{opt} \right]_k \right) d\tau_2 + \beta^2 \int_0^\infty d\tau_1 \int_0^\infty d\tau_2 E \left( \left[ Q^{-1} \varepsilon(t-\tau_1) \Delta(t-\tau_1) \right]_j^* e^{-(\sigma_j \tau_1 + \sigma_k \tau_2)} \left[ Q^{-1} \varepsilon(t-\tau_2) \Delta(t-\tau_2) \right]_k \right) d\tau_2 \quad (101)$$

On peut montrer [2] que dans ce cas:

$$Var(W) \geq \frac{\beta^2 Te}{2} \sum_{i=1}^N \frac{1}{\sigma_i} E \left\{ \left| (Q^{-1} \varepsilon W_{opt})_i \right|^2 \right\} \quad (102)$$

où  $Te$  est la période d'échantillonnage des signaux reçus.

Ce résultat montre l'importance du choix des paramètres de la boucle adaptative pour contrôler la variance des pondérations.

En effet rappelons que la constante de temps effective de la composante  $W_k$  du vecteur pondération  $W$  ayant la plus lente convergence est:

$$\tau_{eff} = \frac{\tau}{1 + K\lambda_{min}} \cong \frac{\tau}{K\lambda_{min}} = \frac{1}{\beta\lambda_{min}} \quad (103)$$

donc  $\tau_{eff}$  est inversement proportionnel à  $\beta$ .

Nous pouvons alors conclure qu'il est difficile d'avoir à la fois une convergence rapide de système et une bonne réjection du bruit thermique sur les pondérations. C'est ce qui nous a amené à introduire dans la boucle un filtre d'ordre plus élevé (2<sup>nd</sup> ordre) qui, au point de vue rapidité de convergence, ne compromet pas le domaine d'application des systèmes de communications mais qui contribue à une élimination plus efficace du bruit additif.

#### 1.3.3.4 Simulation 4

L'influence du filtre sur les performances de la boucle est étudiée selon le schéma suivant:

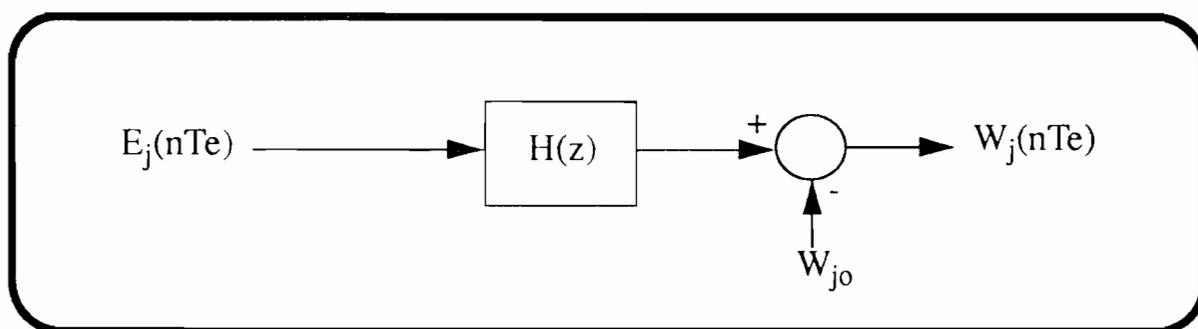


figure 1.21: Génération des coefficients de pondérations

$E_j(nTe)$  est l'échantillon du signal analogique  $X_j^*(t)y(t)$  (sortie du corrélateur à l'instant  $nTe$ ) ( $n$ :entier et  $Te$ :période d'échantillonnage).

Les fonctions de transfert suivantes ont été utilisées:

$$\text{1}^{\text{er}} \text{ ordre : } H(z) = \frac{G}{1 - e^{-(Te)/\tau} Z^{-1}} \quad (104)$$

avec  $G = K(1 - e^{-(Te)/\tau})$

$$\text{2}^{\text{nd}} \text{ ordre : } H(z) = \frac{G}{Z^2 - B_1 Z - B_2} \quad (105)$$

avec  $G = K(1 - B_1 - B_2)$

$$B_1 = 2e^{-\zeta \frac{Te}{\tau}} \cos\left(\frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{\tau} Te\right) \quad (106)$$

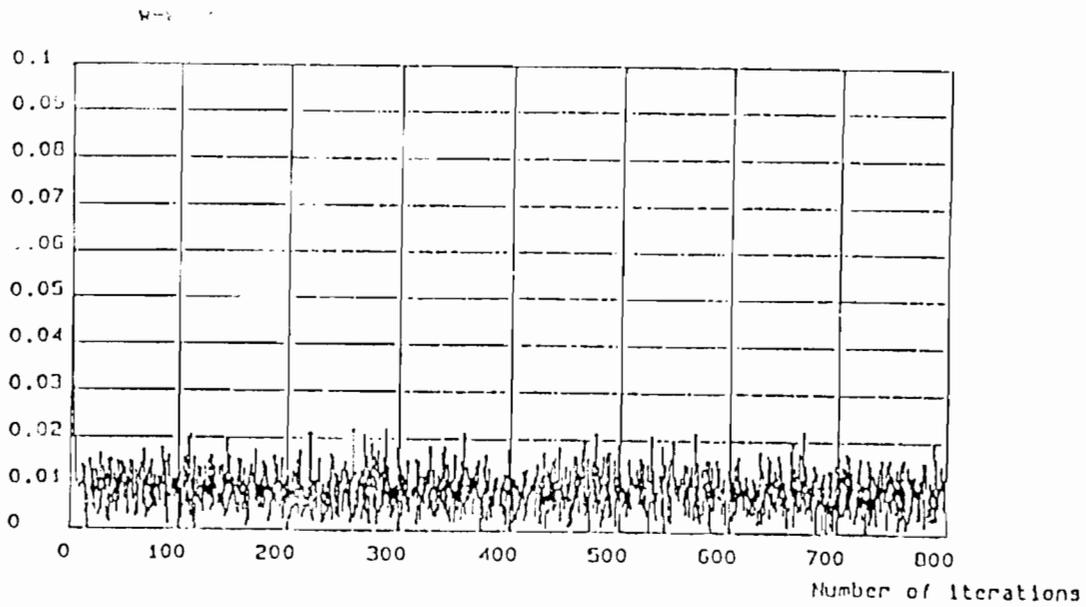
$$B_2 = -e^{-2\zeta \frac{Te}{\tau}} \quad (107)$$

Il est clair que l'introduction d'un filtre du second ordre peut engendrer des problèmes d'instabilité. Le domaine de stabilité de ce filtre a donc été préalablement spécifié en fonction des paramètres  $B_1$  et  $B_2$ .

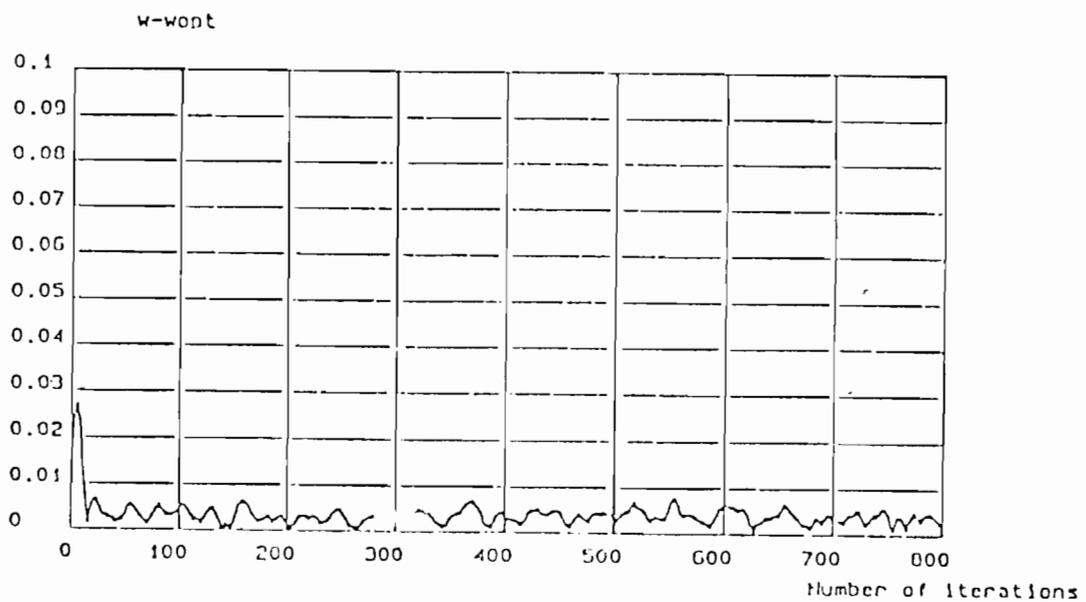
La simulation a été faite dans le cas de figure signal utile faible, brouilleur fort (0 dB et +30 dB par rapport au bruit thermique). Les directions d'incidence sont respectivement égales à 0 et 30 degrés par rapport à la normale au réseau.

Les fluctuations des pondérations du réseau diminuent sensiblement avec le filtre du second ordre comme le montre la figure 1.22. Ceci a pour effet d'améliorer la précision sur la formation du zéro dans la direction du brouilleur. Le diagramme de rayonnement donné par la figure 1.23 montre qu'une faible variance observée au niveau des pondérations peut entraîner une erreur sur la direction du zéro à créer. Le rapport signal à bruit se trouve ainsi affecté (on note une amélioration de +10 dB par rapport au filtre du premier ordre).

Cette amélioration des performances du système s'explique par le fait que pour la boucle du 1er ordre, la variance des coefficients de pondérations et la constante de temps effective sont étroitement liés. L'implantation d'une boucle du second ordre permet de disposer d'un paramètre supplémentaire (coefficient d'amortissement) pour une bonne réjection du bruit de mesure sur les pondérations sans compromettre la rapidité d'adaptation de l'algorithme.

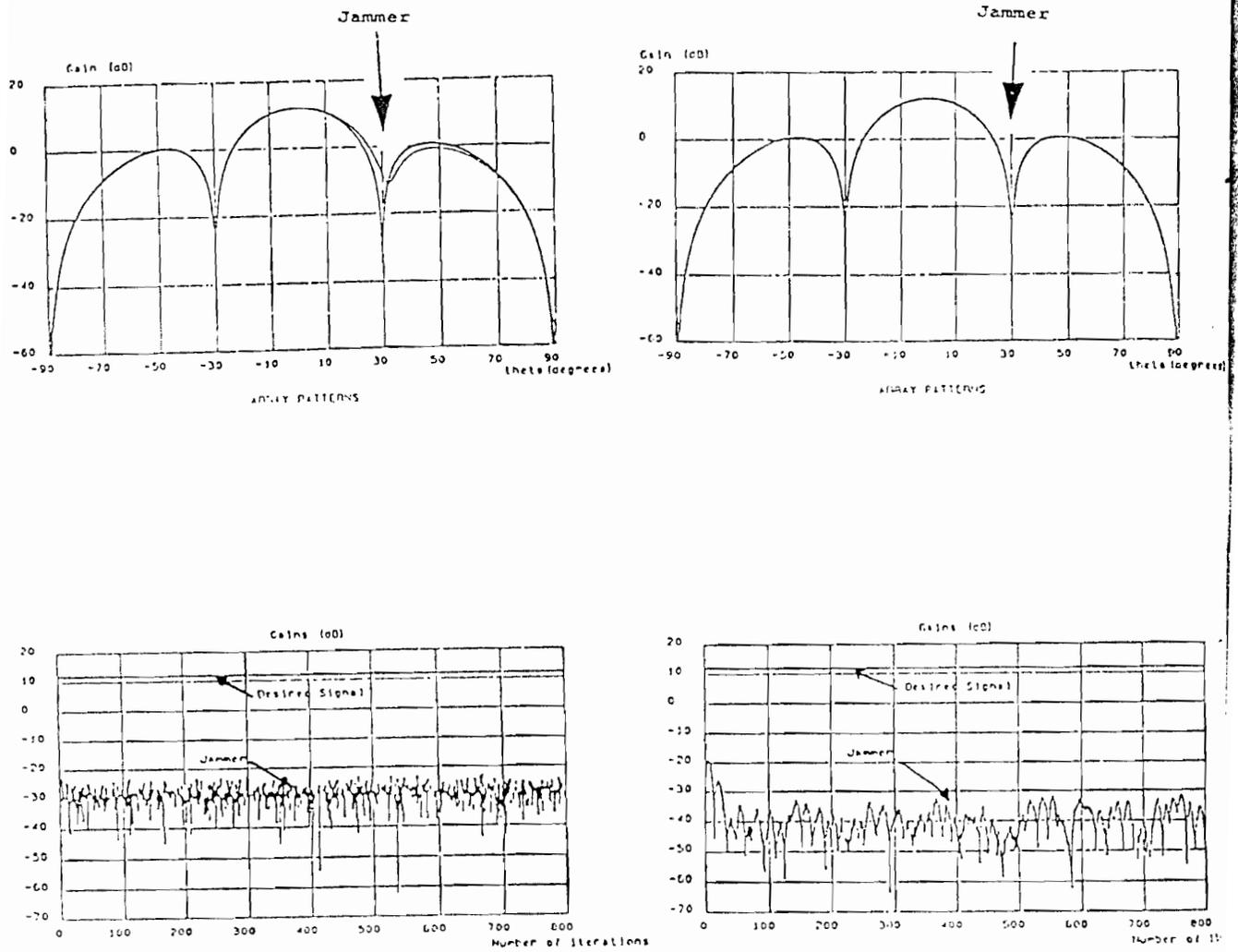


1er ordre



2nd ordre

figure 1.22: Influence du filtre passe-bas sur les pondérations



1er ordre

2nd ordre

figure 1.23: Performances comparatives

Il est intéressant de rappeler que les performances d'un système de contrôle adaptatif sont généralement décrites en termes de stabilité, sensibilité, réponse transitoire et taux d'ondulation résiduel du bruit après convergence.

Les systèmes du second ordre qui peuvent satisfaire ces critères sont ainsi d'un grand intérêt car même si l'on dispose d'un système d'ordre plus élevé, ce dernier pourra être approximé avec le second ordre afin d'obtenir une conception préliminaire dont la précision est raisonnable.

### 1.3.3.5 Conclusions

La boucle de Howells-Applebaum maximisant le rapport signal à bruit en sortie de l'antenne a fait l'objet de nombreuses réalisations analogiques notamment en hyperfréquence.

Elle nécessite la connaissance de la direction d'incidence des signaux et possède des propriétés de convergence semblables à celles de l'algorithme LMS.

Dans ce paragraphe, nous avons insisté sur l'influence du filtre présent dans la boucle adaptative sur les performances globales du système en mesurant les variances des coefficients de pondérations. Une amélioration des performances a été observée lorsque le filtre passe-bas du 1er ordre couramment utilisé est remplacé par un filtre d'ordre plus élevé (2nd ordre) en exploitant un degré de liberté supplémentaire qu'est le coefficient d'amortissement.

## 1.3.4 Méthode basée sur l'inversion de la matrice de covariance (D.M.I)

### 1.3.4.1 Principe

Cette technique permet d'améliorer la vitesse de convergence du système adaptatif indépendamment de la distribution des valeurs propres de la matrice de covariance des signaux.

Nous avons vu (cf & 1.3.3.1) que la maximisation du rapport signal à bruit est assurée par le filtre spatial défini par  $W_{opt} = \mu M^{-1} S_u^*$  où  $\mu$  est une grandeur complexe et  $M$  la matrice de covariance du bruit (brouilleurs et bruit thermique).

Sous sa forme la plus simple, l'algorithme D.M.I construit le filtre à appliquer à partir de l'estimée de  $M$ :

$$\hat{W} = \mu \hat{M}^{-1} S_u^* \quad (108)$$

Cela suppose à priori la connaissance de la direction d'incidence du signal utile.

La méthode du maximum de vraisemblance peut dans ce cas être utilisée. L'annexe 2 donne une indication de son utilisation. Cet estimateur maximise la probabilité du signal  $(X(1), X(2), \dots, X(K))$  composé de  $K$  échantillons aléatoires supposés indépendants et gaussiens.

L'estimateur au sens du maximum de vraisemblance de  $M$  est alors donné par:

$$\hat{M} = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K X(j) X^\dagger(j) \quad (109)$$

### 1.3.4.2 Etude théorique des performances

Le rapport signal à bruit peut s'écrire en utilisant les valeurs estimées du filtre spatial de Wiener-Hopf:

$$RSIB = \frac{\hat{W}^\dagger S_u S_u^\dagger \hat{W}}{\hat{W}^\dagger M \hat{W}} = \frac{\hat{r}_{xd}^\dagger \hat{R}_{xx}^{-1} S_u S_u^\dagger \hat{R}_{xx}^{-1} \hat{r}_{xd}}{\hat{r}_{xd}^\dagger \hat{R}_{xx}^{-1} M \hat{R}_{xx}^{-1} \hat{r}_{xd}} \quad (110)$$

Ce rapport peut être normalisé sous la forme suivante:

$$\rho = \frac{RSIB}{RSIB_{opt}} \quad (111)$$

$$\text{avec } RSIB_{opt} = S_u^\dagger M^{-1} S_u \quad (112)$$

$\rho$  mesure la perte de performances en RSIB due à l'emploi d'un nombre fini d'échantillons  $K$  dans l'estimation de la matrice de covariance.

#### 1.3.4.2.1 Adaptation en absence de signal utile

Le filtre spatial est de la forme:

$$\hat{W} = \mu \hat{M}^{-1} S_u^* \quad (113)$$

où  $\hat{M}$  est l'estimée de la matrice de bruit.

La densité de probabilité  $P(\rho)$  de la variable aléatoire  $\rho$  (que nous notons ici  $\rho_1$ ) comprise entre 0 et 1 est déduite de la théorie de Goodman sur la distribution complexe de Wishart [26].

Si nous posons

$$B = \sum_{j=1}^K X(j) X^\dagger(j) \quad (114)$$

alors la densité de probabilité conjointe des éléments  $b_{ij}$  de  $B$  ( $i \leq j = 1, \dots, N$ ) supposés indépendants est connue sous le nom de distribution complexe de Wishart.  $P(\rho_1)$  suit une loi

dite bêta donnée par:

$$P(\rho_1) = \{K! / [(N-2)!(K+1-N)!]\} (1-\rho)^{N-2} \rho^{K+1-N} \quad (115)$$

L'espérance mathématique est alors de la forme:

$$E(\rho_1) = \frac{K+2-N}{K+1} \quad (116)$$

Il faut à peu près  $K=2N-3$  échantillons pour obtenir de bonnes performances (à 3 dB du  $RSIB_{opt}$ ).

Une étude théorique plus poussée [27] montre que pour  $K \geq N$  :

$$P(\rho_1 < 1-\alpha) = \sum_{i=0}^{N-2} C_K^i \alpha^i (1-\alpha)^{K-i} \quad (117)$$

Ainsi pour  $N \geq 3$  :

$$P(\rho_1 < 1/2) \leq 0.5 \quad \text{si } K \geq 2N-3$$

$$P(\rho_1 < 1/2) \leq 0.0195 \quad \text{si } K \geq 3N$$

$$P(\rho_1 < 1/2) \leq 0.0032 \quad \text{si } K \geq 4N$$

$$P(\rho_1 < 1/2) \leq 0.00049 \quad \text{si } K \geq 5N$$

Le  $RSIB$  mesuré est donc à moins de 3 dB du  $RSIB_{opt}$  dans 98% des cas dès que  $K \geq 3N$  et dans 99.7% des cas dès que  $K \geq 4N$ .

Dans le cas où le nombre de brouilleurs  $N_i$  est très inférieur au nombre de capteurs, de bonnes performances de l'algorithme peuvent être obtenues avec seulement  $2N_i$  échantillons en rendant la matrice inversible par l'apport de valeurs  $\lambda I$  ( $I$  matrice identité):

$$\hat{R}_{xx} = \lambda I + \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K X(i) X^\dagger(i) \quad (118)$$

pour  $K < N$

$$\hat{R}_{xx} = \sigma^2 I + Q^* \Lambda Q^T \quad (119)$$

où  $Q = [X(1)|X(2)|\dots|X(K)]$  et  $\Lambda = \text{diag}\left(\frac{1}{K}, \dots, \frac{1}{K}\right)$

$$\hat{R}_{xx}^{-1} = \lambda^{-1} I - \lambda^{-2} Q^* \{ \Lambda^{-1} + \lambda^{-1} Q^T Q^* \}^{-1} Q^T \quad (120)$$

Alors:

$$\hat{R}_{xx} \rightarrow \lambda^{-1} \left\{ I - Q^* (Q^T Q^*)^{-1} Q^T \right\} \quad (121)$$

quand  $\lambda \rightarrow 0$

Nous retrouvons ainsi la méthode des projections avec une matrice de projection  $P$  égale à:

$$P = I - Q^* (Q^T Q^*)^{-1} Q^T \quad (122)$$

Cette matrice effectue l'opération de projection dans l'espace perpendiculaire à  $X(1), \dots, X(K)$ . Le filtre spatial est de la forme:

$$W_{opt} = \mu \lambda^{-1} P S_u^* \quad (123)$$

Dans le cas d'un environnement non stationnaire, il est préférable d'utiliser un estimateur pondéré avec un facteur d'oubli :

$$\hat{R}_{xx}^{-1}(j) = (1 - \alpha) \sum_{i=0}^{\infty} \alpha^i X(j-i) X^{\dagger}(j-i) \quad (124)$$

où  $\alpha$  est le facteur d'oubli compris entre 0 et 1.

Un algorithme récursif peut être formé:

$$\hat{R}_{xx}(j) = \alpha \hat{R}_{xx}(j-1) + (1 - \alpha) X(j) X^{\dagger}(j) \quad (125)$$

Le lemme d'inversion de matrices permet d'écrire:

$$\hat{R}_{xx}^{-1}(j) = \alpha^{-1} R_{xx}^{-1}(j-1) - \frac{(1 - \alpha) \alpha^{-2} \hat{R}_{xx}^{-1}(j-1) X(j) X^{\dagger}(j) R_{xx}^{-1}(j-1)}{1 + (1 - \alpha) \alpha^{-1} X(j) \hat{R}_{xx}^{-1}(j-1) X^{\dagger}(j)} \quad (126)$$

Outre le problème déjà annoncé concernant la charge de calculs (nombre de multiplications complexes permettant d'établir les coefficients de pondérations proportionnel

à  $N^3$ ,  $N$  étant la dimension du réseau), la matrice de covariance est non inversible dans les cas de figure suivant:

1) le nombre de brouilleurs est très inférieur au nombre de capteurs et le bruit thermique présent au niveau de chaque capteur est relativement faible.

2) le nombre d'échantillons disponible est inférieur au nombre de capteurs.

En effet, comme  $\hat{R}_{xx} = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K X(j) X^\dagger(j)$  dans l'hypothèse de l'estimateur du maximum de vraisemblance, nous pouvons déduire :  $\text{rang}(\hat{R}_{xx}) \leq K$

Une singularité de  $\hat{R}_{xx}$  peut dans ce cas être observée dès que  $K$  est inférieur à  $N$ .

### 1.3.4.2.2 Adaptation en présence de signal utile

Dans le cas où le récepteur dispose de quelques informations sur le signal utile (comme sa direction d'incidence ou sa forme d'onde), le filtre adaptatif formé s'écrit:

$$\hat{W} = \mu \hat{R}_{xx}^{-1} S_u^* = \mu \hat{R}_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (127)$$

Avec ces hypothèses, le rapport signal à bruit normalisé noté dans ce paragraphe  $\rho_2$  s'exprime sous la forme [27]:

$$\rho_2 = \frac{\rho'_1}{1 + (1 - \rho'_1) RSIB_{opt}} \quad (128)$$

où  $\rho'_1$  est une variable aléatoire de même densité de probabilité que  $\rho_1$ .

Ceci conduit à la relation suivante:

$$P[\rho_2 < 1 - \alpha] = P\left[\rho_1 < 1 - \frac{\alpha}{1 + (1 - \alpha) RSIB_{opt}}\right] \quad (129)$$

Ce résultat montre que pour de faibles valeurs de  $RSIB_{opt}$ , l'adaptation en présence et en absence de signal utile est identique (même vitesse de convergence de l'algorithme). Par contre lorsque  $RSIB_{opt}$  devient grand, la présence du signal utile ralentit la convergence: en effet

$$P(\rho_2 < 1/2) < \alpha \quad \text{si} \quad P\left(\left(\rho_1 < 1 - \frac{1}{RSIB_{opt}}\right) < \alpha\right) \quad (130)$$

$$E(\rho_2) \geq 1/2 \quad \text{si} \quad K \geq 2N \left[1 + \frac{RSIB_{opt}}{2}\right] \quad (131)$$

Les figures 1.24 et 1.25 illustrent ces résultats.

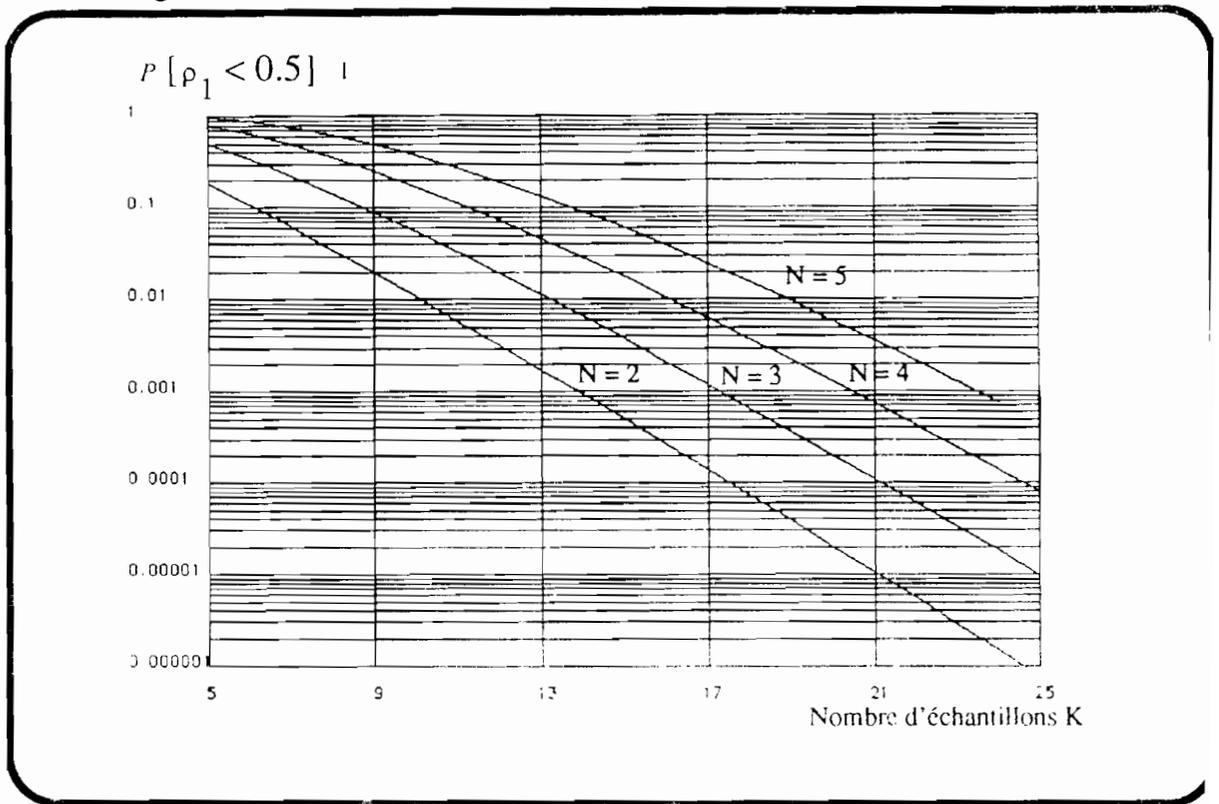


figure 1.24: Adaptation en absence de signal utile

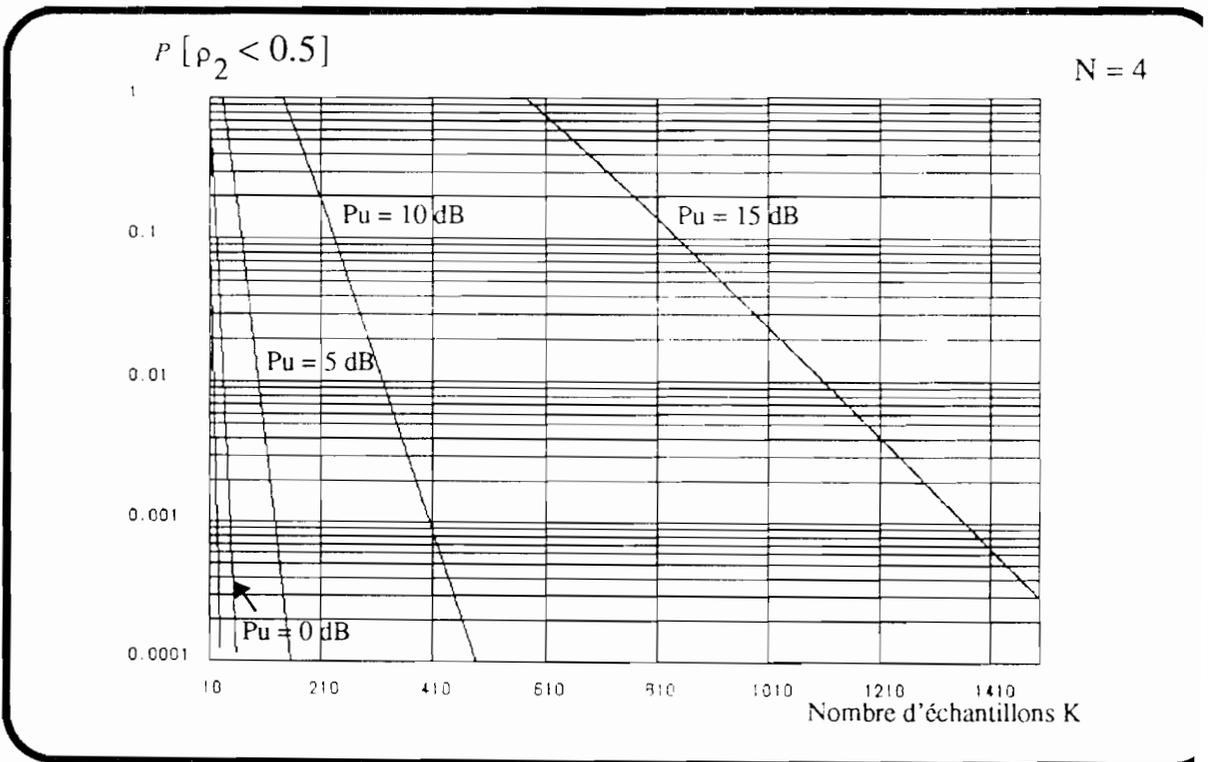


figure 1.25: Adaptation en présence de signal utile

Dans la plupart des applications radiomobiles, la direction d'incidence du signal utile n'est pas connue à priori et le vecteur d'intercorrélations  $r_{xd}$  doit aussi être estimé. Pour appliquer le critère du signal de référence ( $W_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd}$ ), il est nécessaire d'estimer  $R_{xx}$  et  $r_{xd}$ . La méthode du maximum de vraisemblance est utilisée comme dans l'estimation de la matrice de covariance des signaux, ce qui donne:

$$\hat{r}_{xd} = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K X^*(j) d(j) \quad (132)$$

On obtient le filtre spatial suivant:

$$\hat{W} = \hat{R}_{xx}^{-1} \hat{r}_{xd} \quad (133)$$

Pour établir ces coefficients de pondérations, le nombre de multiplications complexes peut être considérable surtout si le nombre de capteurs est élevé.

### 1.3.4.3 Simulation 5

Afin d'illustrer les résultats théoriques du paragraphe précédent, des simulations ont été effectuées à l'aide d'un réseau linéaire de N capteurs espacés d'une demi longueur d'onde.

La figure 1.26 montre les variations du RSIB normalisé en sortie du filtre spatial en fonction du nombre d'échantillons K et pour les paramètres suivants: N=2,  $\theta_u = -20, 0, 20$  degrés,  $\theta_i = 30$  degrés,  $P_b = 0$  dB,  $P_u = 0$  dB et  $P_i = 20$  dB.

La figure 1.27 montre l'influence de la taille du réseau avec les paramètres suivants:  $\theta_u = 0$  degré,  $\theta_i = 30$  degrés,  $P_b = 0$  dB,  $P_u = 5$  dB,  $P_i = 20$  dB et N = 2, 3, 4, 5.

En tenant compte du bruit de fond ( $\lambda I$  où I est la matrice identité) dans la matrice de covariance, on constate une nette amélioration des performances de la figure 27 donnée par les figures 1.28 et 1.29 (pour  $\lambda = 0.02, 0.2, \text{ et } 2$ ).

Les figures 1.30 et 1.31 traitent le cas de l'estimateur pondéré avec les mêmes paramètres que pour la figure 26. L'influence du facteur d'oubli  $\alpha$  est aussi étudiée pour  $\alpha = 0.1, 0.5, 0.9$ .

Ces figures confirment bien les résultats théoriques précédemment obtenus.

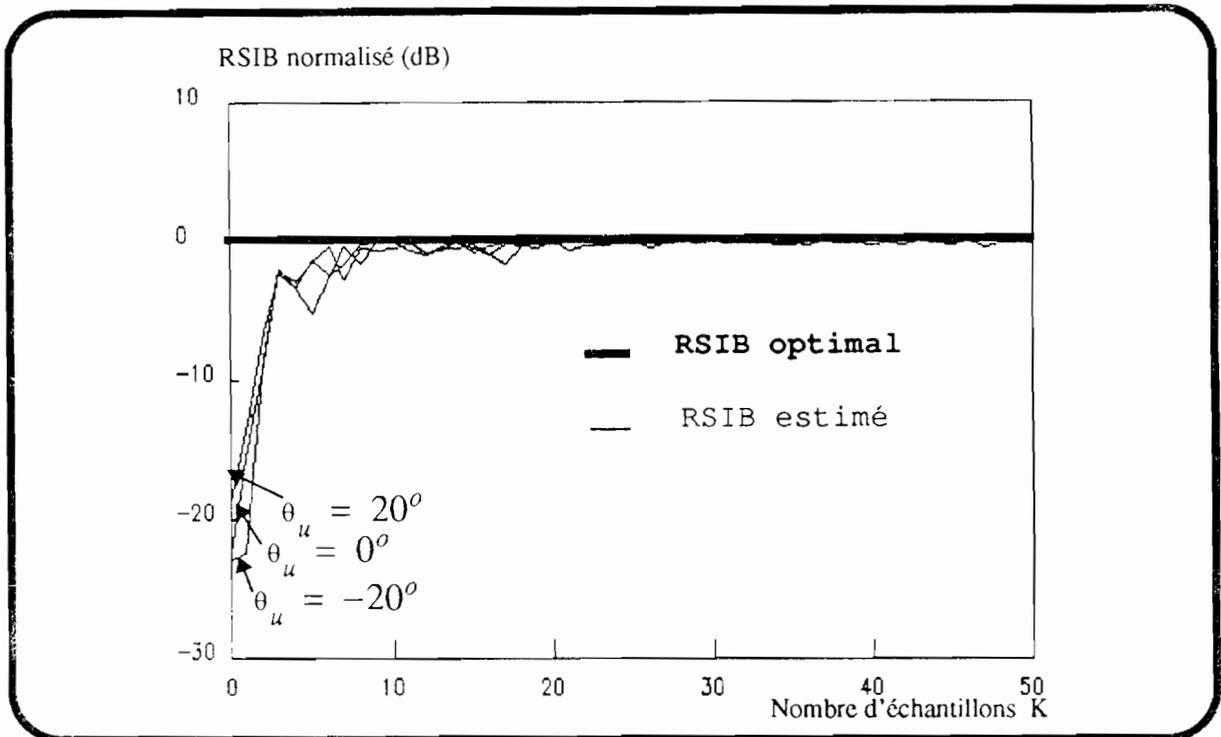


figure 1.26: Performances du Maximum de Vraisemblance  
(Variation de la Direction d'Incidence du Signal utile)

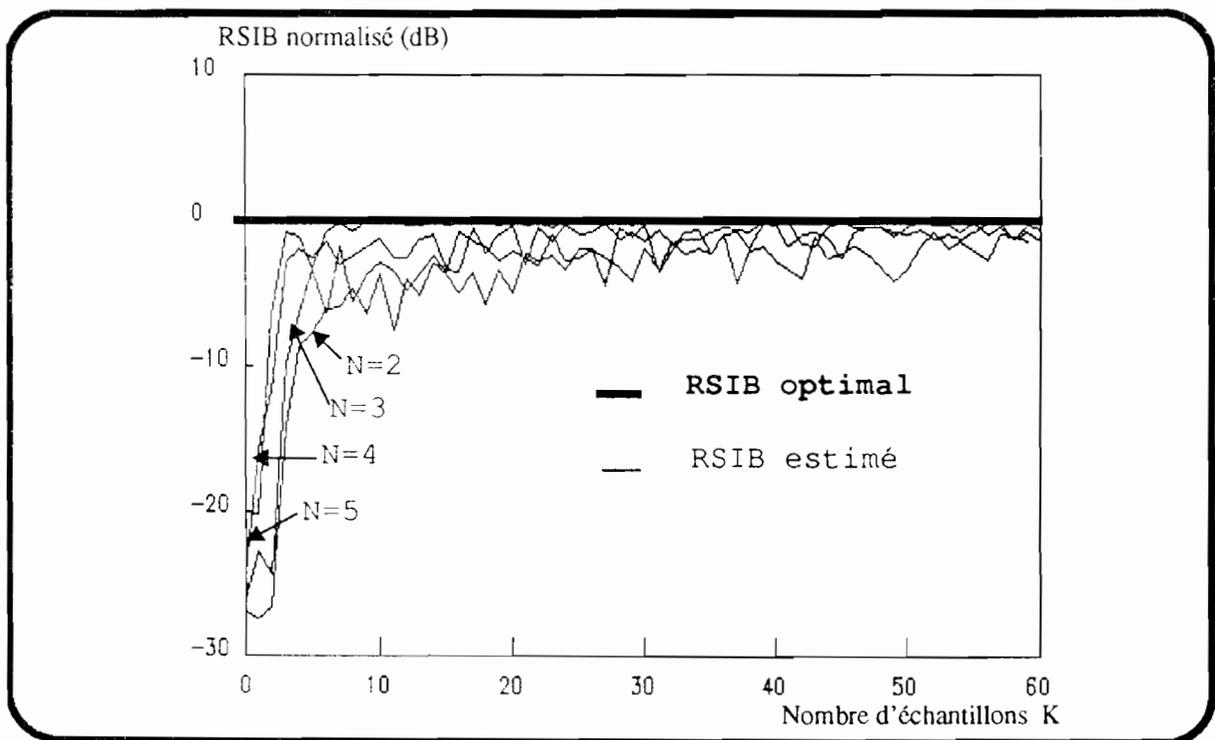


figure 1.27: Performances du Maximum de Vraisemblance  
(Variation de la Taille du réseau)

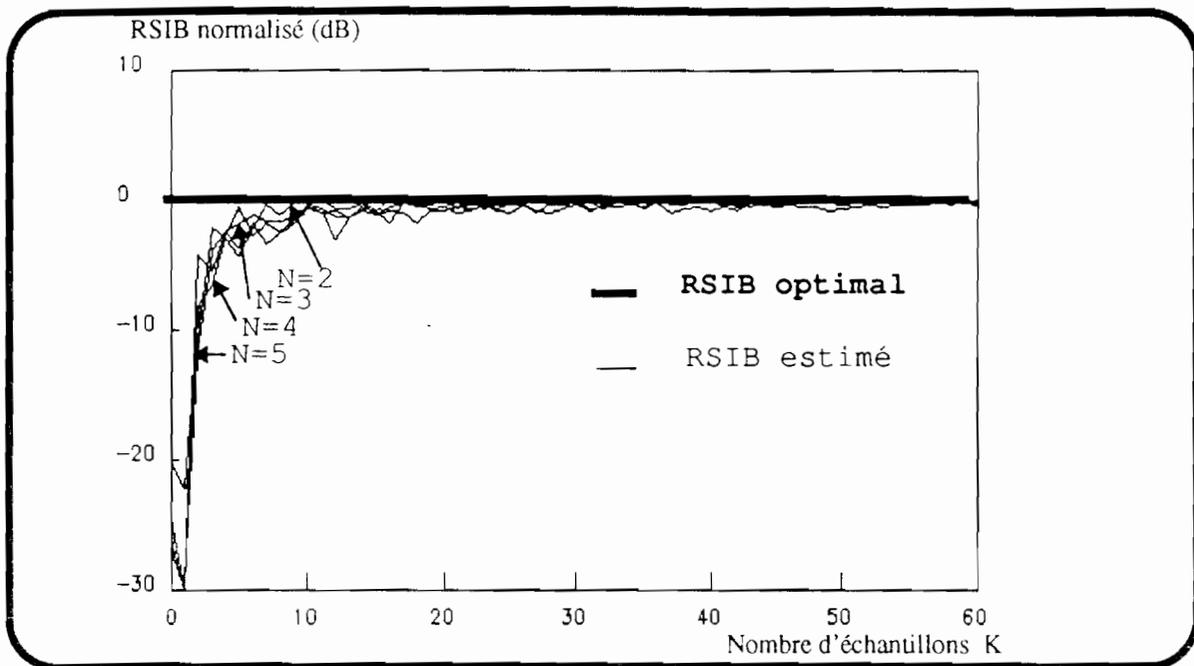


figure 1.28: Performances du Maximum de Vraisemblance

(Addition d'un bruit de fond  $\lambda I$  dans la matrice de covariance des signaux avec  $\lambda = 1$ )

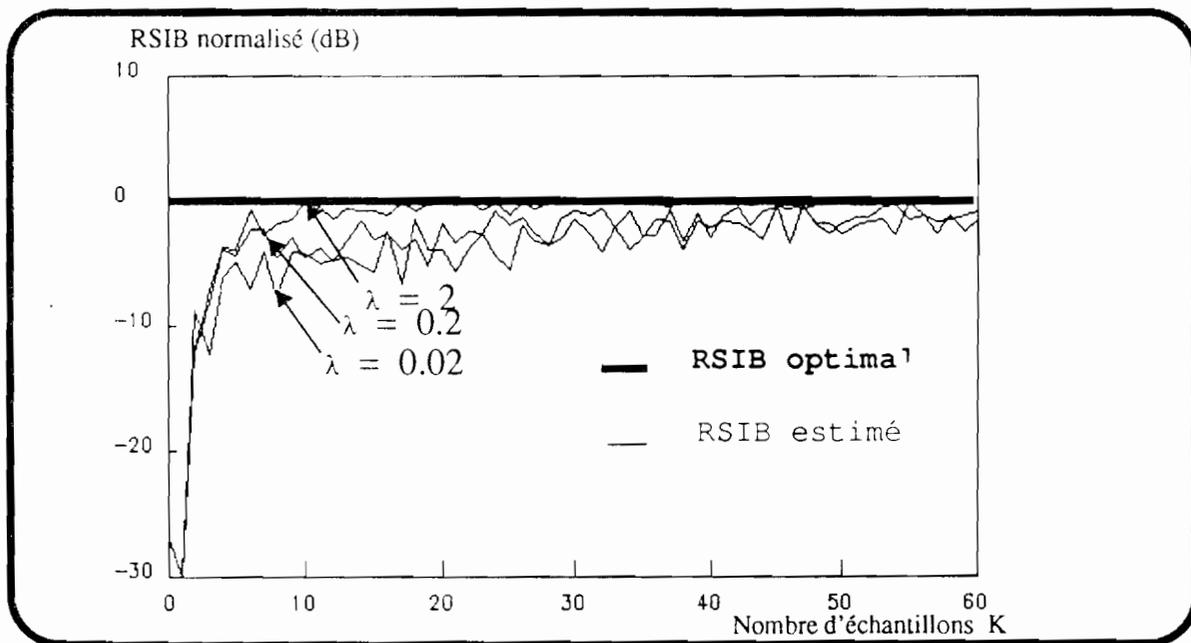


figure 1.29: Performances du Maximum de Vraisemblance

(Addition d'un bruit de fond  $\lambda I$  dans la matrice de covariance des signaux avec  $\lambda = 0.02, 0.2, \text{ et } 2$ )

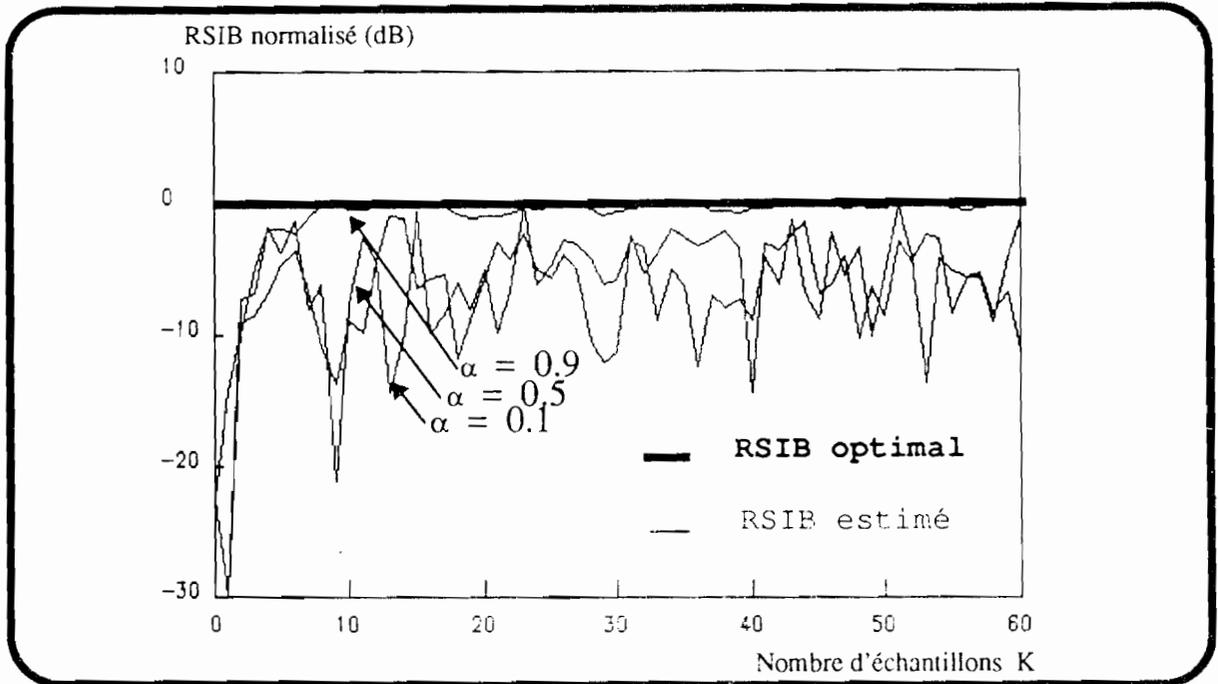


figure 1.30: Performances de l'estimateur pondéré  
 ( Facteur d'oubli  $\alpha = 0.1, 0.5, 0.9$   $\theta_u = 0^\circ$  )

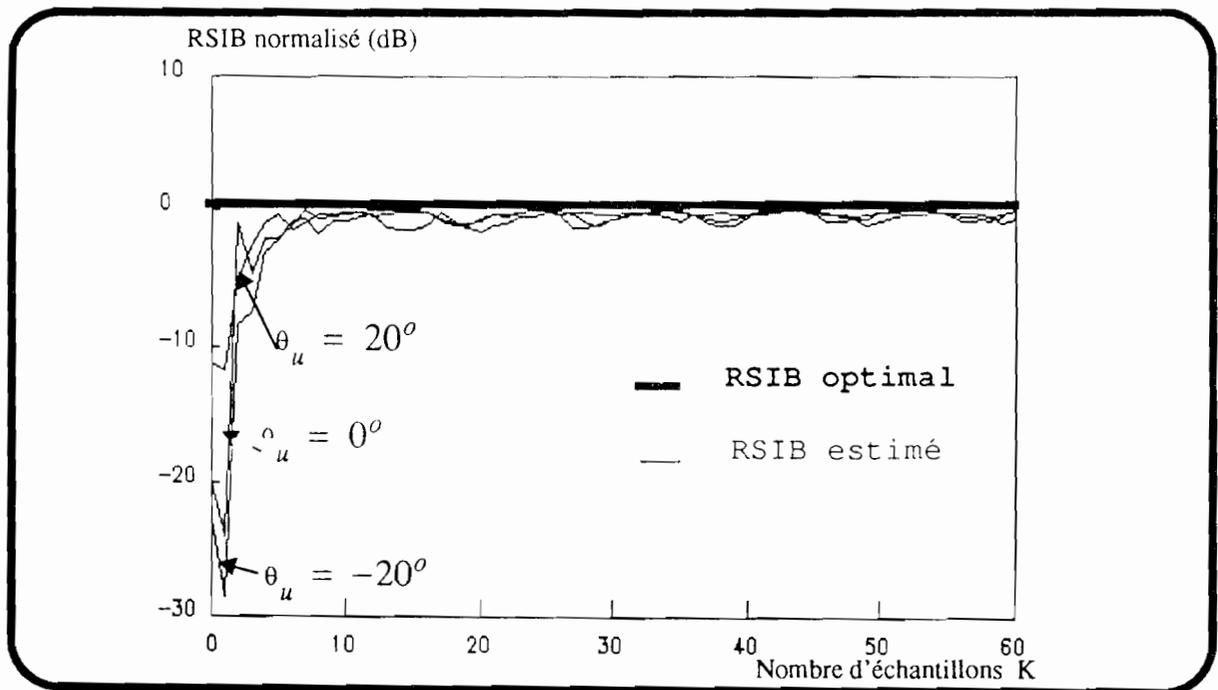


figure 1.31: Performances de l'estimateur pondéré  
 ( Facteur d'oubli  $\alpha = 1$  )

### 1.3.4.4 Conclusions sur la méthode D.M.I

Les méthodes d'inversion directe de la matrice de covariance sont intéressantes surtout si l'environnement des brouilleurs est complexe.

Des solutions ont été proposées notamment dans le cas d'un environnement non stationnaire avec l'emploi d'un facteur d'oubli.

Ces méthodes sont insensibles à la dynamique des signaux incidents contrairement aux algorithmes du gradient ou à la boucle de Howells-Applebaum.

Cependant, la complexité des calculs mis en jeu limite leur application aux cas où le nombre d'éléments du réseau est faible.

### 1.3.5 Conclusions

Dans ce chapitre, une synthèse de méthodes permettant d'aboutir à la réjection des sources d'interférence ou brouilleurs a été présentée.

La sélection des algorithmes de traitement adaptatif a été dictée par les raisons suivantes:

1) Amener le lecteur non initié à mieux appréhender ce vaste domaine d'applications qu'occupe le filtrage adaptatif multicapteurs.

2) Satisfaire le critère d'une implantation faible coût lors de la phase expérimentale traitée par le chapitre 4.

Rappelons que dans ce chapitre, les performances du filtre adaptatif spatial ont été présentées sous l'hypothèse de conditions de propagation et de réception idéales.

Dans les cas réels, cette hypothèse n'est pas souvent vérifiée. Nous verrons dans le chapitre suivant quelques limitations inhérentes à une réalisation pratique.



## CHAPITRE 2

INFLUENCE DES CARACTERISTIQUES  
RADIOELECTRIQUES DES CAPTEURS ET  
LIMITATIONS DES PERFORMANCES



---

# INFLUENCE DES CARACTERISTIQUES RADIOELECTRIQUES DES CAPTEURS ET LIMITATIONS DES PERFORMANCES

---

## 2.1 Introduction

L'étude précédente a permis de déterminer les performances optimales d'un système adaptatif composé d'antennes isotropes espacées d'une demi-longueur d'onde.

Pour nous situer dans le cas d'une configuration réelle, ce chapitre est consacré à la généralisation des méthodes de traitement adaptatif. L'influence de la taille et de la forme du réseau d'antennes sur le rapport signal à bruit est largement développée. Une caractéristique électromagnétique non négligeable est la polarisation de l'onde reçue.

- Dans le chapitre 1, nous avons émis l'hypothèse que tous les signaux étaient reçus avec la même polarisation. Or la discrimination entre le signal utile et les autres signaux issus de sources d'interférences lorsque les directions d'incidence sont proches, voire confondues, dépasse les limites de traitement avec cette hypothèse.

La polarisation des émissions est un paramètre supplémentaire de discrimination entre le signal utile et les brouilleurs. Un compromis gain en performance/complexité de réalisation/coût doit être trouvé pour améliorer la réception des signaux vus sous un même angle d'incidence.

- D'autre part, la variation du rapport signal à bruit en fonction de la distance interélément est le reflet des phénomènes suivants:

1) Si la distance intercapteur est beaucoup plus grande que la demi-longueur d'onde, des lobes parasites non négligeables peuvent apparaître et donc modifier le diagramme de rayonnement de l'antenne [47]. Dans ce cas, une dégradation des performances est engendrée par un coefficient de corrélation spatial entre le signal utile et les brouilleurs proche de 1 [28]. Pour réduire ce coefficient, une méthode consiste à disposer les éléments capteurs d'une manière irrégulière ou lacunaire [48].

2) L'influence du phénomène de couplage interélément est notable surtout si l'espacement intercapteur est inférieur à  $\lambda/2$ . Les performances du réseau liées étroitement aux caractéristiques électromagnétiques des signaux capteurs se trouvent alors modifiées.

Ce phénomène est étudié en considérant les régimes transitoire et établi des algorithmes de traitement. Nous développons en particulier les effets sur le temps de réponse du réseau à partir de l'évolution des valeurs propres associées à la matrice de covariance et sur le rapport signal à bruit à la convergence.

Une étude comparative avec et sans couplage interélément est proposée en réévaluant les performances offertes par l'algorithme des moindres carrés (LMS) et d'inversion de puissance.

## 2.2 Polarisation et Antenne Adaptative

### 2.2.1 Définition de la polarisation

Le champ électrique instantané d'une onde électromagnétique TEM (transverse électrique) se propageant dans la direction des Z croissants, s'exprime en coordonnées cartésiennes par [60]:

$$\begin{aligned}\vec{E} &= E_x \cdot \hat{i} + E_y \cdot \hat{j} \\ \vec{E} &= E_{mx} \cos(\omega t - \beta_0 z) \hat{i} + E_{my} \cos(\omega t - \beta_0 z + \delta) \hat{j}\end{aligned}\tag{134}$$

Il est alors facile de montrer que le vecteur électrique  $E$  décrit une ellipse dont l'axe principal est fonction de  $\delta$ .

En effet les composantes de  $\vec{E}$  vérifient pour une valeur de Z fixée:

$$\frac{E_x^2}{E_{mx}^2} + \frac{E_y^2}{E_{my}^2} - 2 \cos \delta \frac{E_x E_y}{E_{mx} E_{my}} - (\sin \delta)^2 = 0\tag{135}$$

Les trois paramètres  $\tau$ ,  $\epsilon$ , et  $A$  représentés géométriquement sur la figure suivante permettent de décrire l'état de polarisation de l'onde [29] [59]:

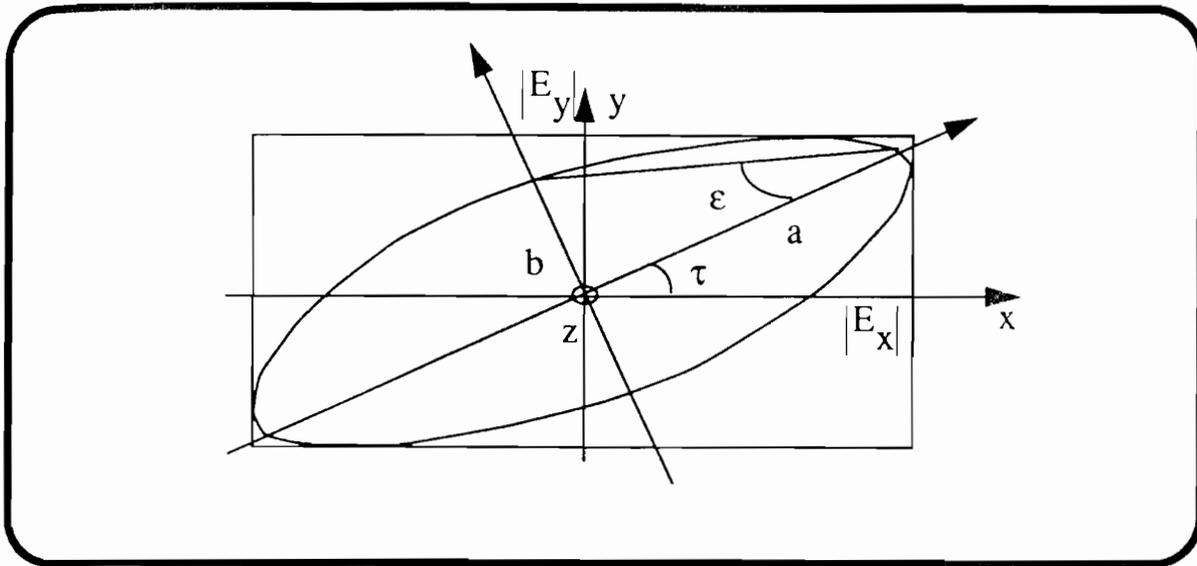


Figure 2.1: **Ellipse de Polarisation**

$\tau$  est l'angle d'inclinaison de l'ellipse. C'est l'angle que forment l'axe principal de l'ellipse et l'axe horizontal.  $\epsilon$  est l'angle d'ellipticité:

$$\epsilon = \text{atan}\left(\frac{b}{a}\right) \quad (136)$$

où  $a$  et  $b$  sont les longueurs des demi-axes de l'ellipse définies ci-dessus.

$A$  symbolise la taille de l'ellipse:

$$A = \sqrt{a^2 + b^2} \quad (137)$$

D'après la forme des composantes du champ électrique, chaque polarisation peut être caractérisée par un vecteur de Jones complexe [43]:

$$\vec{E} = \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} \quad (138)$$

Chaque composante représente les amplitudes des oscillations linéaires le long des axes  $x$  et  $y$  du trièdre de propagation.

Dans la base linéaire (HV) de vecteurs unitaires  $\hat{x}$  et  $\hat{y}$ , un état de polarisation peut s'exprimer par:

$$\vec{E}_{(HV)} = E_H \cdot \hat{x} + E_V \cdot \hat{y} \quad (139)$$

avec

$$\begin{aligned} |E_H| &= \sqrt{E_H^2 + E_V^2} \cdot \cos(\gamma_{HV}) \\ |E_V| &= \sqrt{E_H^2 + E_V^2} \cdot \sin(\gamma_{HV}) \end{aligned} \quad (140)$$

$\gamma_{HV}$  est l'angle défini ci-dessous:

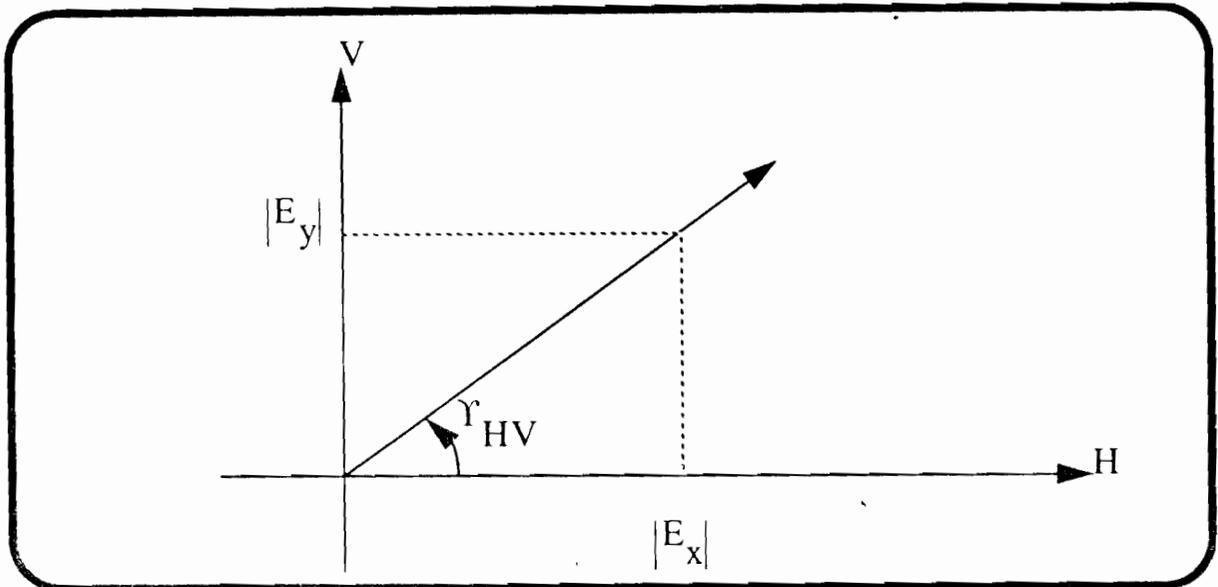


Figure 2.2: Base Linéaire de Polarisation

En coordonnées sphériques, l'onde TE reçue à l'origine peut être définie à partir de la composante horizontale  $E_\phi$  et de la composante verticale obtenue par la projection de  $E_\theta$ :

$$\vec{E} = E_\phi \cdot \vec{\phi} + E_\theta \cdot \vec{\theta} \quad (141)$$

où  $(\vec{\phi}, \vec{\theta}, -\vec{r})$  forme un trièdre direct de vecteurs unitaires.

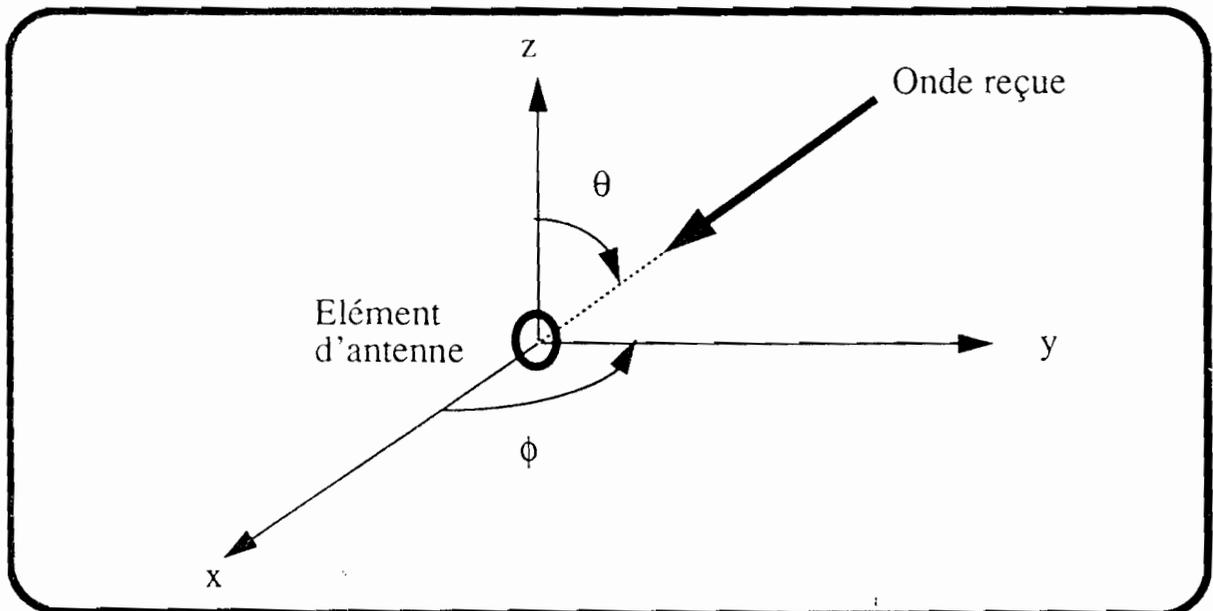


Figure 2.3: Configuration du Réseau Plan

Le champ électrique instantané en  $z = 0$  est alors donné par:

$$\vec{E}(0, t) = \begin{bmatrix} \sqrt{E_{\phi}^2 + E_{\theta}^2} \cdot \cos \Upsilon \cdot \cos(\omega t) \\ \sqrt{E_{\phi}^2 + E_{\theta}^2} \cdot \sin \Upsilon \cdot \cos(\omega t + \delta) \end{bmatrix} \quad (142)$$

$$\vec{E}(0, t) = \sqrt{E_{\phi}^2 + E_{\theta}^2} \cdot \Re \left\{ \begin{bmatrix} \cos \Upsilon \\ \sin(\Upsilon) \cdot e^{j\delta} \end{bmatrix} \cdot e^{j\omega t} \right\} \quad (143)$$

$\Re$  désigne la partie réelle.

L'état de polarisation décrit par le point P sur la sphère de Poincaré (figure 2.4) peut être exprimé par les angles  $\Upsilon$  et  $\delta$  ou le couple  $(\epsilon, \tau)$  [57] [58]. Ils sont liés par les relations suivantes:

$$\begin{aligned} \sin(2\epsilon) &= \sin(2\Upsilon) \sin(\delta) \\ \tan(2\tau) &= \tan(2\Upsilon) \cos(\delta) \end{aligned} \quad (144)$$

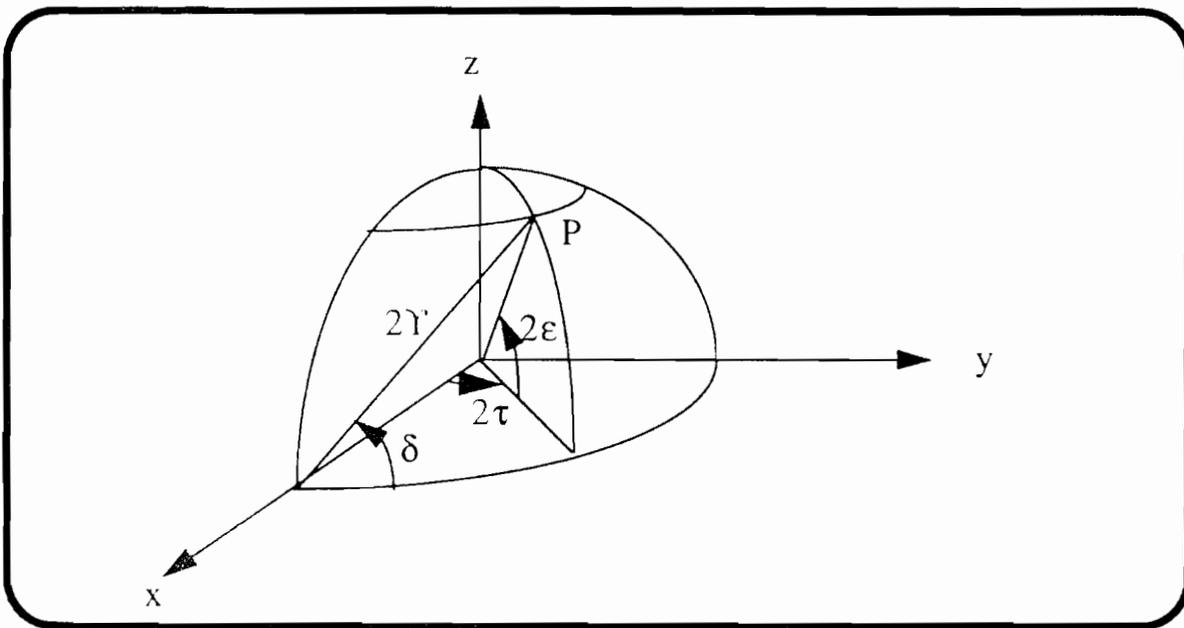


Figure 2.4: Sphère de Poincaré et Etat de Polarisation

Les cas particuliers d'états de polarisation sont obtenus en considérant certaines valeurs prises par  $\epsilon$  et  $\tau$ . Par exemple:

$\epsilon = 0$  donne une polarisation linéaire (P est sur l'équateur).

En plus, si  $\tau = 0$  alors  $E_{\theta} = 0$  : l'onde est polarisée horizontalement.

Si  $\tau = \frac{\pi}{2}$  alors  $E_{\phi} = 0$  : la polarisation est verticale.

Les pôles de la sphère correspondent à la polarisation circulaire ( $\epsilon = \mp \frac{\pi}{2}$ ).

## 2.2.2 Performances optimales

### 2.2.2.1 Représentation des signaux

D'après les résultats trouvés précédemment, une onde plane en incidence sur le réseau d'antennes est entièrement caractérisée par sa direction d'arrivée  $(\theta, \phi)$ , son angle d'ellipticité de polarisation  $\epsilon$  associé à l'angle d'orientation de l'ellipse  $\tau$  et son amplitude  $A$ .

Si  $P$  représente l'état de polarisation, alors le signal reçu par l'élément d'antenne  $j$  s'exprime par:

$$x_j(t) = \tilde{s}\left(t + \frac{\hat{r}_j \cdot \hat{\beta}_0}{c}\right) \cdot f_j(\theta, \phi, P) \quad (145)$$

$\tilde{s}(t)$  est la forme d'onde du signal incident.

$\hat{r}_j$  est la distance de l'élément  $j$  par rapport à l'origine des coordonnées.

$\hat{\beta}_0$  est un vecteur unitaire dans la direction de propagation.

$f_j$  est le diagramme de rayonnement de l'élément d'antenne  $j$  supposé non nécessairement isotrope.

Notons que  $\tilde{s}(t)$  peut se mettre sous la forme suivante:

$$\tilde{s}(t) = u(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \psi)} \quad (146)$$

où  $u(t)$  est l'enveloppe complexe du signal,  $\omega_0$  est la pulsation de la porteuse et  $\psi$  sa phase supposée constante.

Dans l'hypothèse d'un traitement bande étroite, le retard des signaux entre deux capteurs est négligeable:

$$u\left(t + \frac{\hat{r}_j \cdot \hat{\beta}_0}{c}\right) \approx u(t) \quad (147)$$

Dans ce cas, le vecteur signal reçu par le réseau d'antennes de dimension  $N$  est:

$$X(t) = u(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \psi)} \cdot U \quad (148)$$

où  $U$  est donné par:

$$U = \begin{bmatrix} f_1(\theta, \phi, P) \cdot e^{j\phi_1} \\ \dots \\ f_N(\theta, \phi, P) \cdot e^{j\phi_N} \end{bmatrix} \quad (149)$$

$\phi_j$  représente le déphasage introduit par la position de l'élément capteur  $j$  par rapport à l'origine des coordonnées prise comme référence des phases:

$$\phi_j = \frac{\omega_o}{c} \cdot \hat{r}_j \cdot \hat{\beta}_o \quad (150)$$

### 2.2.2.2 Pondérations optimales

Les pondérations optimales générées avec le critère LMS ont fait l'objet du chapitre précédent. Nous rappelons les résultats concernant l'algorithme du signal de référence et l'inversion de puissance.

$$W_{opt}(LMS) = R_{xx}^{-1} \cdot r_{xd} \quad (151)$$

où  $R_{xx}$  est la matrice de covariance et  $r_{xd}$  le vecteur d'intercorrélacion entre le vecteur signal  $X(t)$  et le signal de réplique  $d(t)$ .

Si le signal utile est pointé avec le vecteur directionnel  $S_u$ , le vecteur pondérations optimal peut aussi se mettre sous la forme:

$$W_{opt}(LMS) = \mu \left( R_{xx}^{-1} \cdot S_u^* \right) \quad (152)$$

où  $\mu$  est une constante scalaire qui dépend des niveaux, c'est-à-dire de la dynamique du signal utile et du signal de référence.

Ce vecteur optimal conduit dans le cas bande étroite à la maximisation du rapport signal à bruit à la sortie de l'antenne car il est aisé de montrer que [30]:

$$W_{opt}(RSIB) = \alpha \cdot W_{opt}(LMS) \quad (153)$$

où  $\alpha$  est une autre constante scalaire.

$W_{opt}(RSIB)$  est un filtre spatial qui maximise le RSIB lorsqu'il est appliqué au vecteur signal reçu  $X(t)$ . Le RSIB est calculé en remplaçant l'expression des pondérations optimales dans les équations suivantes donnant respectivement la puissance du signal utile et des bruits:

$$S = P_u \cdot \left| W^\dagger \cdot S_u \right|^2 \quad (154)$$

(155)

$$B = W^\dagger \cdot M \cdot W$$

$\dagger$  désigne transposé et conjugué.

M est la matrice de covariance des bruits.

$P_u$  est la puissance du signal utile.

Rappelons que

$$W_{\text{opt}}(\text{RSIB}) = \alpha_1 M^{-1} S_u^* \quad (156)$$

( $\alpha_1$  complexe).

### 2.2.2.3 Présence d'un signal utile seul - Sommation cohérente et diversité d'espace

Nous allons raisonner avec un réseau récepteur composé de N éléments.

Le vecteur signal utile reçu dans la direction  $(\theta_u, \phi_u)$  est donné par:

$$X_u(t) = A_u \left( e^{j(\omega_0 t + \psi_u)} \cdot S_u \right) \quad (157)$$

où

$$S_u = \begin{bmatrix} f_1(\theta_u, \phi_u) \\ f_2(\theta_u, \phi_u) e^{-j\phi_u} \\ \dots \\ f_N(\theta_u, \phi_u) e^{-j(N-1)\phi_u} \end{bmatrix} \quad (158)$$

$f_j$  ( $j=1$  à  $N$ ) est le diagramme de rayonnement de l'élément capteur  $j$

En présence d'un bruit thermique indépendant et de variance  $\sigma_j^2$  sur le capteur  $j$ , le rapport signal à bruit au niveau du  $j$ ème élément est:

$$\xi_j = A_u^2 \cdot \frac{|f_j(\theta_u, \phi_u)|^2}{\sigma_j^2} \quad (159)$$

Définissons la matrice  $B_n$  des composantes du bruit.

$$B_n = \text{diag}(\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_N^2) \quad (160)$$

Les pondérations optimales maximisant le rapport signal à bruit sont alors solutions de l'équation:

$$[B_n + A_u^2 \cdot S_u^* S_u^T] \cdot W_{\text{opt}} = A_u \cdot A_d \cdot S_u^* \quad (161)$$

où le signal de référence est supposé être une réplique exacte du signal utile, c'est-à-dire:

$$d(t) = A_d \cdot e^{j(\omega_0 t + \psi_u)} \quad (162)$$

Le lemme d'inversion des matrices permet d'écrire:

$$W_{\text{opt}} = \mu \cdot B_n^{-1} \cdot S_u^* \quad (163)$$

avec 
$$\mu = \frac{A_u \cdot A_d}{1 + A_u^2 S_u^T B_n^{-1} S_u^*}$$

La puissance du signal utile obtenue à la sortie du réseau peut dans ce cas s'exprimer par :

$$P_{su} = \frac{\mu^2 A_u^2}{2} [S_u^T B_n^{-1} S_u^*]^2 \quad (164)$$

ce qui permet d'établir la rapport signal à bruit.

$$RSB_s = \frac{\frac{\mu^2 A_u^2}{2} [S_u^T B_n^{-1} S_u^*]^2}{\frac{\mu^2}{2} [S_u^T B_n^{-1} S_u^*]} \quad (165)$$

$$RSIB_s = A_u^2 S_u^T B_n^{-1} S_u^* \quad (166)$$

$$RSIB_s = A_u^2 \sum_{j=1}^N \frac{|f_j(\theta_u, \phi_u)|^2}{\sigma_j^2} \quad (167)$$

Finalement

$$RSIB_s = \sum_{j=1}^N \xi_j \quad (168)$$

c'est-à-dire la somme des rapports signal à bruit présents à l'entrée de chaque élément capteur.

$W_{opt}$  est proportionnel à  $S_u^*$  ce qui a permis de remettre en phase les composantes du signal utile et d'aboutir à cette sommation cohérente.

Les résultats plus classiques concernant l'antenne isotrope peuvent être déduits des résultats précédents.

Dans ce cas,  $|f_j| = 1$  et si les composantes du bruit thermique présent au niveau de chaque élément sont identiques, alors

$$RSIB_s = N \frac{A_u^2}{\sigma^2} \quad (169)$$

le facteur  $N$  désignant le nombre d'éléments du réseau.

2.2.3 Présence d'un signal utile et d'un brouilleur

2.2.3.1 Antenne constituée de deux capteurs

Les performances de cette antenne sont étudiées en considérant différents états de polarisation des signaux incidents. La configuration du récepteur est donnée alors par la figure ci-dessous:

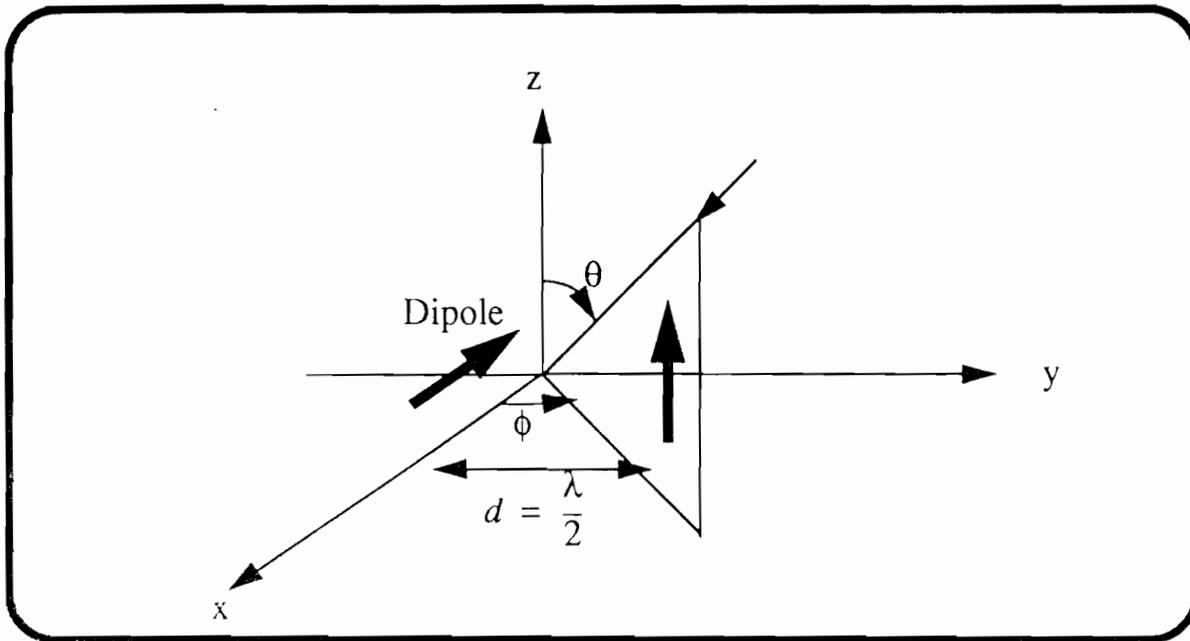


Figure 2.5: Application de la Polarisation

Cette configuration nous permet de traiter tous les cas particuliers d'un état de polarisation elliptique, en particulier les polarisations horizontale et verticale.

D'après l'équation (138), le champ reçu par un élément capteur peut se mettre sous la forme:

$$\bar{E} = E_{\phi} \hat{\phi} + E_{\theta} \hat{\theta} \tag{170}$$

avec  $E_{\phi} = A \cos \Upsilon$  et  $E_{\theta} = A \sin \Upsilon e^{j\delta}$

A désigne l'amplitude de l'onde.

En coordonnées cartésiennes, ces expressions conduisent à:

$$\begin{aligned} \bar{E} = A [ & (\sin \Upsilon \cos \theta \cos \phi e^{j\delta} - \cos \Upsilon \sin \phi) \hat{x} + \\ & (\sin \Upsilon \cos \theta \sin \phi e^{j\delta} + \cos \Upsilon \cos \phi) \hat{y} - \\ & (\sin \Upsilon \sin \theta e^{j\delta}) \hat{z} ] \end{aligned} \tag{171}$$

Si  $S_u$  et  $S_i$  désignent respectivement les vecteurs sources dans les directions du signal utile et du brouilleur, alors:

$$S_k = \begin{bmatrix} \left( \sin \Upsilon_k \cos \theta_k \cos \phi_k e^{j\delta_k} - \cos \Upsilon_k \sin \phi_k \right) e^{-j\varphi_{k_1}} \\ \left( -\sin \Upsilon_k \sin \theta_k e^{j\delta_k} \right) e^{j\varphi_{k_2}} \end{bmatrix} \quad (172)$$

où

$$\varphi_{k_l} = \frac{\omega_o}{c} (\hat{r}_l \cdot \hat{\beta}_o) \quad (173)$$

comme dans le paragraphe précédent  $k=u$  (signal utile) ou  $i$  (brouilleur) et  $l=1, 2$ .

Les expressions ci-dessus des vecteurs sources découlent des valeurs des composantes horizontale  $E_\phi$  et verticale  $E_\theta$  du champ exprimées en coordonnées cartésiennes en tenant compte de l'orientation des dipôles capteurs.

### 2.2.3.1.1 Expression du RSIB (rapport signal à brouilleur plus bruit thermique)

Si  $W$  désigne le vecteur pondérations (filtre spatial), les puissances à la sortie du récepteur adaptatif des différents signaux sont données par les expressions suivantes:

$$P_{us} = E \left\{ \left| W^T X_u \right|^2 \right\} = A_u^2 \cdot \left| W^T S_u \right|^2 \quad (174)$$

$$P_{is} = E \left\{ \left| W^T X_i \right|^2 \right\} = A_i^2 \cdot \left| W^T S_i \right|^2 \quad (175)$$

$$P_{bs} = E \left\{ \left| W^T X_b \right|^2 \right\} = \sigma^2 \cdot W^T W \quad (176)$$

Le RSIB est alors égal à:

$$\text{RSIB} = \frac{P_{us}}{P_{is} + P_{bs}} \quad (177)$$

Le rapport signal à bruit optimal (quand  $W = W_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd}$ ) est indépendant de l'algorithme adaptatif utilisé. En utilisant le lemme d'inversion de matrices, il s'écrit:

$$RSIB = \xi_u \left[ S_u^T S_u^* - \frac{|S_u^T S_u^*|^2}{\xi_i^{-1} + S_i^T S_i^*} \right] \quad (178)$$

où

$$\xi_u = \frac{A_u^2}{\sigma^2} \quad (179)$$

est le rapport signal utile à bruit thermique en entrée.

et

$$\xi_i = \frac{A_i^2}{\sigma^2} \quad (180)$$

le rapport brouilleur à bruit thermique en entrée.

En posant

$$A_u^2 S_u^T S_u^* = P_{su} \quad \text{et} \quad A_i^2 S_i^T S_i^* = P_{si} \quad (181)$$

LIN [28] introduit un coefficient de corrélation spatial entre le signal utile et le brouilleur défini par

$$\alpha_{is} = \frac{S_u^* S_i^T}{\sqrt{S_u^T S_u^*} \cdot \sqrt{S_i^T S_i^*}} \quad (182)$$

Dans ce cas:

$$RSIB = \frac{P_{su}}{\sigma^2} \left[ 1 - \frac{P_{si}}{\sigma^2 + P_{si}} |\alpha_{is}|^2 \right] \quad (183)$$

En pratique,  $\frac{P_{si}}{\sigma^2} \gg 1$  d'où :

$$RSIB = \frac{P_{su}}{\sigma^2} [1 - |\alpha_{is}|^2] \quad (184)$$

Dans ce cas :

$$1 - |\alpha_{is}|^2 \leq RSIB_{norm} \leq 1 \quad (185)$$

$RSIB_{norm}$  désigne le rapport signal à bruit normalisé.

Ainsi, pour de grandes valeurs de Psi (Brouilleur fort), le RSIB en sortie devient indépendant de la puissance du brouilleur. En effet c'est le coefficient  $\alpha_{is}$  qui contrôle les performances du récepteur. Il dépend de la direction d'incidence des signaux, de leur polarisation, du nombre de capteurs, de leur diagramme de rayonnement et de la géométrie du réseau. L'objectif est d'essayer de le ramener au voisinage de la valeur nulle pour approcher les performances optimales.

### 2.2.3.1.2 Simulation 6

Dans un premier temps, les performances de ce récepteur (figure 2.5) lorsque le signal utile est polarisé linéairement sont étudiées. Il est supposé en incidence perpendiculairement à la normale au réseau  $\theta_u = \phi_u = 90^\circ$ . Sa puissance est de 10 dB par rapport au bruit thermique.

Un brouilleur de puissance 30 dB au-dessus du bruit thermique a pour direction d'incidence  $\theta_i = 90^\circ$  et  $\phi_i$  quelconque.

Le critère de performance choisi est la variation du RSIB en fonction de l'angle de séparation en azimut des deux signaux, c'est-à-dire  $\phi_u - \phi_i$ .

Des résultats obtenus, nous pouvons tirer les remarques suivantes:

- Dans l'hypothèse où le signal utile est polarisé verticalement, donc  $\varepsilon_u = 0$  et  $\tau_u = 90^\circ$  (figure 2.6.a).

Si l'angle d'ellipticité du brouilleur est nul ( $\varepsilon_i = \varepsilon_u = 0$  d'où une polarisation linéaire du brouilleur), le RSIB n'est pas affecté lorsque  $\tau_i = 0$  (une polarisation horizontale du brouilleur ne peut pas compromettre une bonne réception du signal désiré). Le récepteur a un pouvoir discriminatoire maximal.

Les performances se dégradent lorsque  $\tau_i$  se rapproche de  $\tau_u = 90^\circ$  (la discrimination en polarisation devenant de plus en plus restreinte, le seul degré de liberté restant est l'angle de séparation entre signaux).

Le cas particulier où de sérieuses dégradations du RSIB sont observées se situe à  $\phi_u - \phi_i = 90^\circ$ , c'est-à-dire  $\phi_i = 0$  ou  $180^\circ$ .

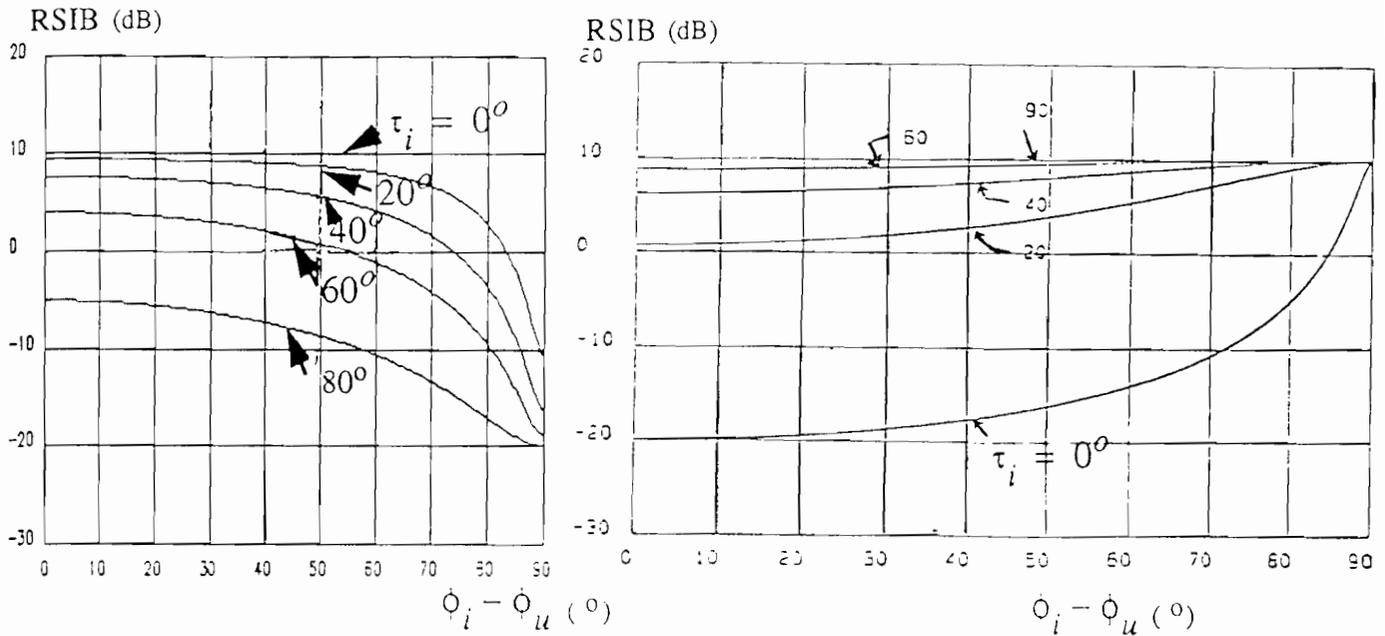
C'est le cas où la composante horizontale du brouilleur n'est pas disponible pour contribuer à la suppression de la composante croisée.

- Dans l'hypothèse où le signal utile est polarisé horizontalement, c'est-à-dire  $\varepsilon_u = 0$  et  $\tau_u = 0$  (figure 2.6.b).

Les mauvaises performances se situent dans le cas où la polarisation du brouilleur s'approche de celle du signal utile. Il faut alors un angle de séparation proche de  $90^\circ$  pour obtenir un rapport signal à bruit de plus de 0 dB.

- Pour une polarisation elliptique quelconque du signal utile ( $\varepsilon_u = \tau_u = 15^\circ$ ), il faut le cas extrême (même direction d'incidence et même polarisation du signal utile et du

brouilleur) pour obtenir de mauvaises performances (figure 2.7).



a) Polarisation Verticale

b) Polarisation Horizontale

Figure 2.6: Discrimination par Polarisations Horizontale et Verticale du Signal Utile

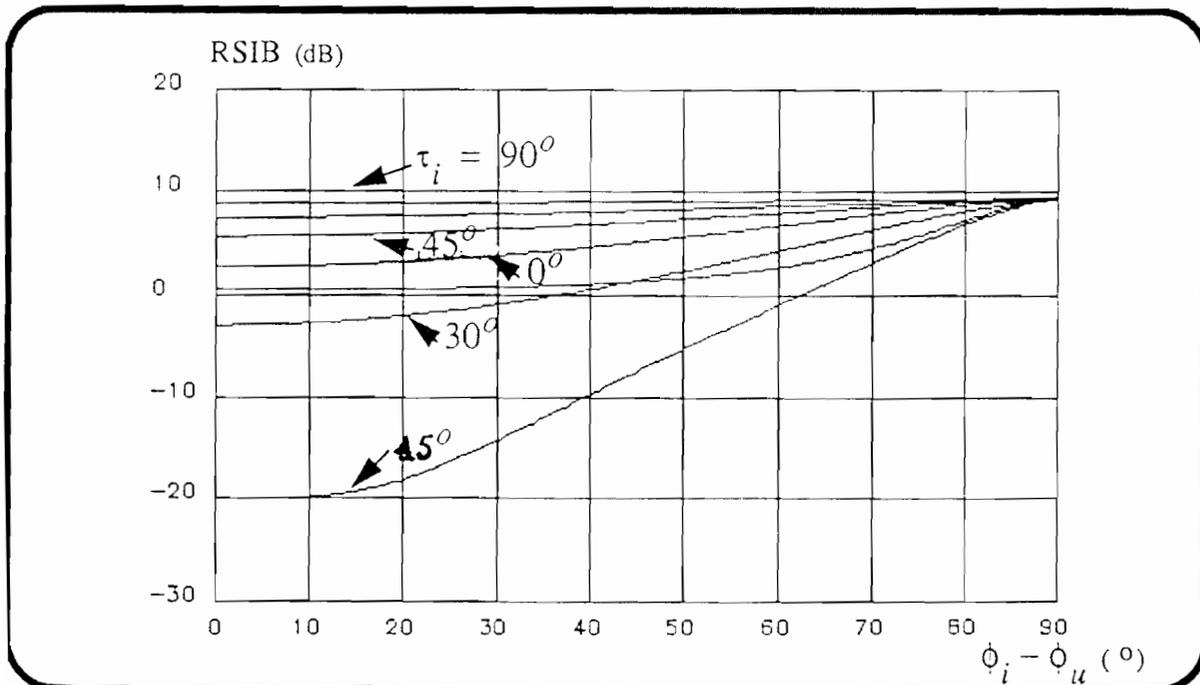


Figure 2.7: Discrimination par Polarisation Elliptique du Signal Utile

Si  $P_u$  et  $P_i$  désignent respectivement les états de polarisation du signal utile et du brouilleur sur la sphère de Poincaré, alors on peut montrer [4] que le RSIB s'exprime par:

$$RSIB = \xi_u \left[ 2 - \frac{4 \left\{ \cos \left( \frac{\overline{PuPi}}{2} \right) \right\}^2}{2 + \xi_i^{-1}} \right] \quad (186)$$

$\overline{PuPi}$ : angle de séparation matérialisé par l'arc formé par les points  $P_u$  et  $P_i$  désignant les états de polarisation sur la sphère de Poincaré

La figure 2.8 illustre ce résultat. Nous notons qu'il suffit d'une faible différence en polarisation pour obtenir une bonne réception du signal désiré (amélioration de +13 dB sur le RSIB pour une différence de  $2^\circ$ ).

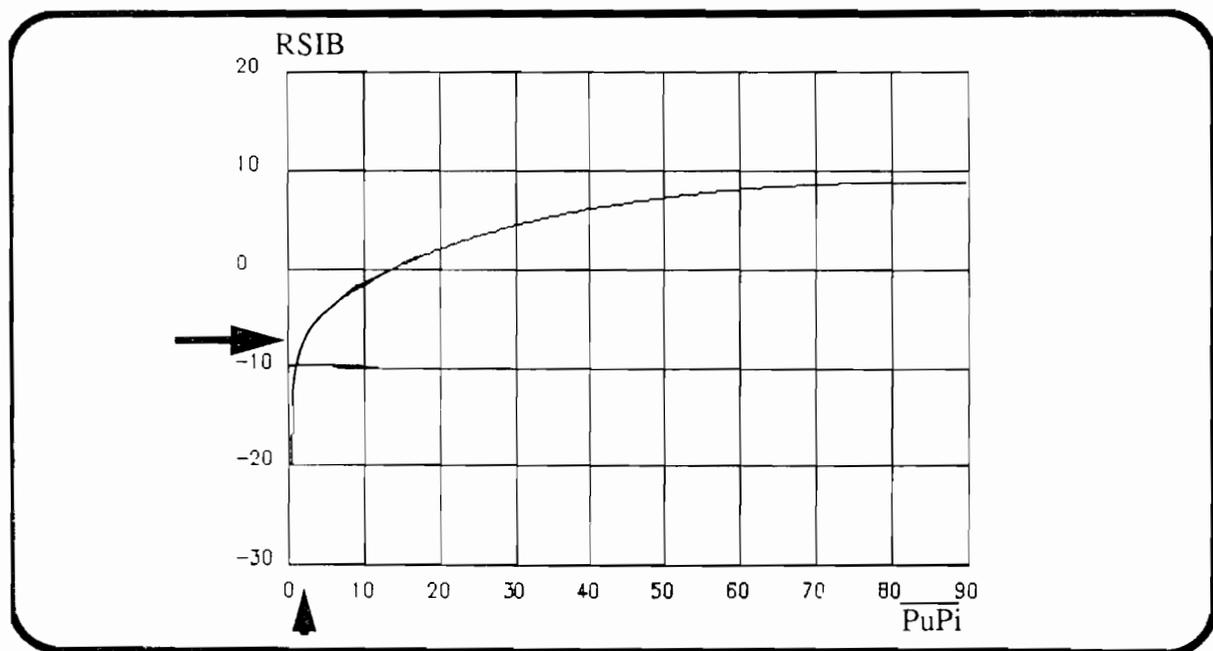


Figure 2.8: Application de la Sphère de Poincaré

La polarisation est donc un paramètre de discrimination non négligeable qu'un récepteur adaptatif peut exploiter d'une manière effective lorsque les angles d'incidence des signaux sont proches voire identiques.

L'expression du RSIB montre que si la direction des signaux est connue à priori, le coefficient de corrélation spatial peut être ramené au voisinage de la valeur nulle, ce qui engendre de bonnes performances. Cependant dans la pratique, il est difficile de connaître les directions d'incidence de tous les signaux reçus par le réseau. Deux solutions existent pour mener à bien la réception du signal utile:

1) Disposer d'un nombre de capteurs identiques et les placer d'une manière lacunaire en ce qui concerne l'espacement interéléments.

2) Disposer d'un nombre de capteurs ayant chacun son propre diagramme de rayonnement.

Pour illustrer la deuxième solution, nous avons considéré un récepteur composé de deux éléments capteurs espacés d'une longueur d'onde. Cette "antenne" reçoit un signal utile de puissance 0dB et un brouilleur de puissance +40dB.

Les diagrammes de rayonnement ont une variation cosinusoidale avec un maximum de rayonnement dans la direction d'orientation des capteurs:

$$f_1(\theta, \phi, P) = \cos(\theta - \theta_1) \quad (187)$$

$$f_2(\theta, \phi, P) = \cos(\theta - \theta_2) \quad (188)$$

Les angles d'orientation pris pour la simulation sont égaux à:

$$\theta_1 = 30^\circ \text{ et } \theta_2 = -30^\circ$$

### 2.2.3.2 Antenne constituée de trois capteurs

La configuration précédente engendre la présence de lobes parasites avec la création de "zéros" en dehors de la direction du signal indésirable ( $\theta_u - \theta_i = 60$  et  $120^\circ$ : figure 2.9

Une amélioration du RSIB au voisinage des "zéros" supplémentaires est obtenue en ajoutant un troisième élément avec une optimisation préalable sur sa position et sur son diagramme de rayonnement [31]. Nous avons émis l'hypothèse que cet élément ne modifie en aucun cas le diagramme de rayonnement d'un élément du réseau pris isolément.

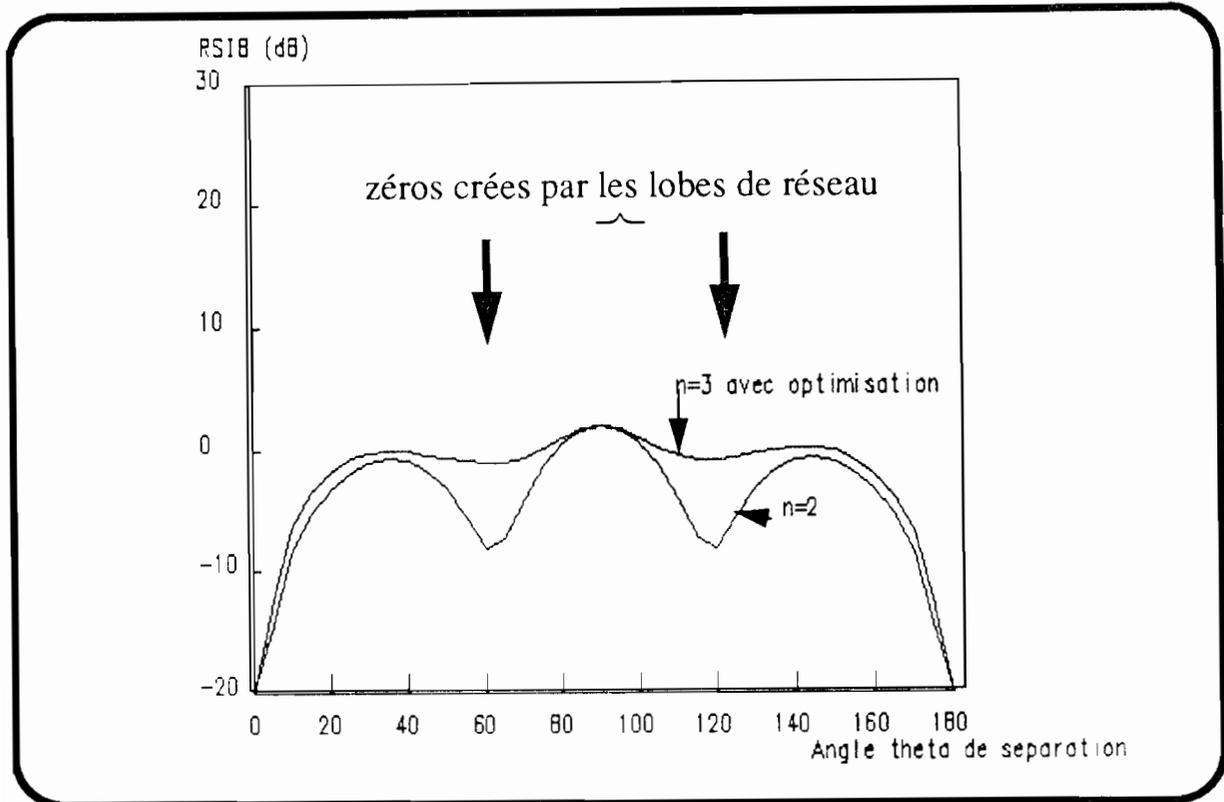


Figure 2.9: Amélioration des Performances par Optimisation sur la Position des Eléments Capteurs

### 2.3 Influence du couplage interélément sur les performances

Les performances d'une antenne adaptative sont étroitement liées aux caractéristiques électromagnétiques, c'est-à-dire à la nature des signaux capteurs.

Pour des raisons pratiques mais aussi pour diminuer le nombre de configurations d'angles d'incidence signal utile / brouilleurs conduisant à de mauvaises performances [30], nous pouvons être amenés à disposer nos éléments proches les uns des autres jusqu'à une distance interélément inférieure de la longueur d'onde du signal qu'on désire recevoir.

Dans ce cas, le diagramme de l'antenne réseau peut être considérablement modifié par un phénomène électromagnétique important qu'est le couplage.

#### 2.3.1 Modélisation et position du problème

Dans l'hypothèse d'une prise en compte d'un couplage interélément, les performances de l'antenne optimale que nous avons étudiées dans les paragraphes précédents sont loin d'être atteintes. La principale raison est que les vecteurs directionnels ou vecteurs sources se trouvent modifiés par une matrice dite de couplage avant d'être disponibles à l'entrée du processeur. L'analyse détaillée du phénomène de couplage appliqué aux antennes adaptatives est un vaste

domaine d'étude. Nous utilisons ici un modèle simplifié.

Pour un réseau de N éléments, une expression normalisée par rapport à la charge  $z_L = 50$  ohms permet d'écrire la matrice de couplage ou matrice d'impédance sous la forme [Annexe 3]:

$$Z_o = \begin{bmatrix} 1 + \frac{z_{11}}{z_L} & \frac{z_{12}}{z_L} & \dots & \frac{z_{1N}}{z_L} \\ \frac{z_{21}}{z_L} & 1 + \frac{z_{22}}{z_L} & \dots & \frac{z_{2N}}{z_L} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{z_{N1}}{z_L} & \frac{z_{N2}}{z_L} & \dots & 1 + \frac{z_{NN}}{z_L} \end{bmatrix} \quad (189)$$

Les éléments  $z_{ii}$  présents dans la diagonale principale de  $Z_o$  représentent les coefficients de self impédance et les  $z_{ij}$  ( $i \neq j$ ) les coefficients d'impédance mutuelle entre capteurs. Nous n'étudions que le couplage entre deux éléments consécutifs.

Remarquons que:

- Si la distance interélément est assez grande pour que tout couplage mutuel soit négligeable, alors  $z_{ij} = 0$  pour  $i \neq j$  et donc  $Z_o$  devient diagonale.

- Si en plus de cette hypothèse, les capteurs sont identiques de sorte que les  $z_{ii}$  soient égales pour  $i = 1$  à  $N$ , alors nous retrouvons les propriétés du réseau en absence de couplage. La matrice  $Z_o$  est proportionnelle à la matrice identité.

En effet, si  $V$  est le vecteur source à l'entrée des éléments récepteurs, le vecteur source  $V_o$  présent au niveau du processeur s'obtient par la relation:

$$V_o = Z_o \cdot V \quad (190)$$

Dans ce cas

$$V = Z_o^{-1} V_o = k V_o \quad (191)$$

où  $k$  est une constante dépendant des impédances propres et de charge des éléments capteurs. Les performances sont donc les mêmes que si  $V$  était directement utilisé comme vecteur source par le processeur adaptatif.

Pour déterminer les coefficients de la matrice de couplage, nous avons considéré des dipôles d'une demi-longueur d'onde. La méthode de Carter est alors utilisée avec l'hypothèse d'une distribution sinusoïdale de courant sur les capteurs [ Annexe 4 ]. Un exemple de résultats concernant l'impédance mutuelle entre deux éléments consécutifs est donné par la figure 2.10 en fonction de l'espacement interélément. Cette courbe montre que le couplage est non négligeable lorsque la distance interélément est notamment inférieure à la demi-longueur d'onde.

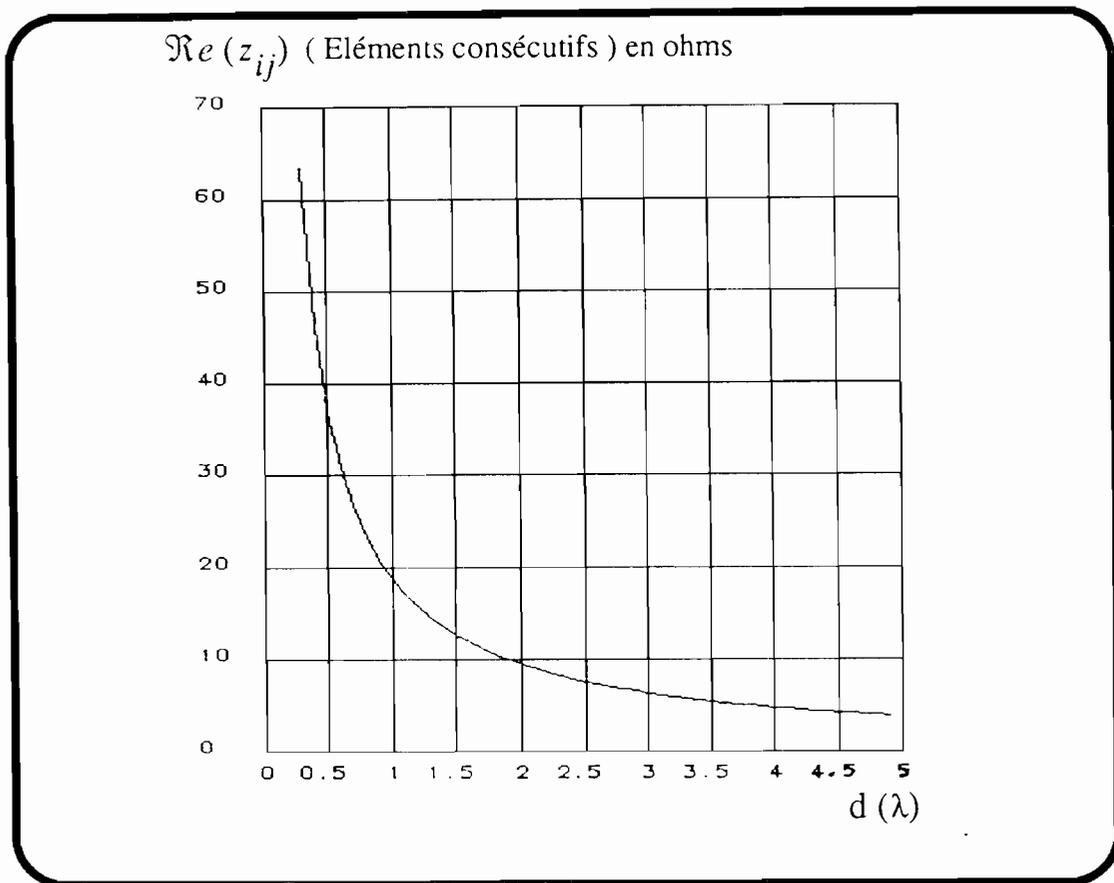


Figure 2.10: Influence de la Distance Interéléments

### 2.3.2 Etude des performances du critère LMS

#### 2.3.2.1 Régime établi après convergence

Nous nous intéressons encore une fois aux performances optimales données par le vecteur pondérations  $W_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd}$  pour l'algorithme du signal de référence.

Les vecteurs sources vus par le processeur étant modifiés, nous obtenons les expressions de  $R_{xx}$  et  $r_{xd}$  suivantes:

$$R_{xx} = (Z_o^{-1})^* \sigma^2 \left[ (Z_o^* Z_o^T) + \xi_i S_i^* S_i^T + \xi_u S_u^* S_u^T \right] (Z_o^{-1})^T \quad (192)$$

$$r_{xd} = A_u A_d (Z_o^{-1})^* S_u^* \quad (193)$$

le signal de référence  $d(t)$  étant égal à:

$$d(t) = A_d e^{j(\omega_o t + \psi_u)} \quad (194)$$

Un signal utile et un brouilleur étant supposés être reçus par le réseau, la procédure de calcul de  $W_{opt}$  est la même que dans le paragraphe 2.2.3.1. Les notations et significations des paramètres figurant dans les expressions de  $R_{xx}$  et  $r_{xd}$  n'ont pas changé.

Nous obtenons alors:

$$W_{opt} = \eta Z_o^T M^{-1} S_u^* \quad (195)$$

où la constante  $\eta$  est donnée par:

$$\eta = \frac{A_d A_u}{\sigma^2} (1 - \tau S_u^* M^{-1} S_u) \quad (196)$$

avec

$$\tau = \frac{\xi_u}{1 + \xi_u S_u^T M^{-1} S_u^*} \quad \text{et} \quad M = Z_o^* Z_o^T + \xi_i S_i^* S_i^T \quad (197)$$

Dans ce cas, le rapport signal à brouilleur plus bruit thermique s'exprime par:

$$RSIB = \xi_u S_u^T M^{-1} S_u^* \quad (198)$$

Une étude comparative avec et sans couplage est faite dans ce paragraphe en choisissant comme critères de performance l'angle d'incidence du signal utile, l'espacement interélément et le nombre d'éléments du récepteur.

### 2.3.2.2 Simulation 7

Nous supposons recevoir des signaux de même polarisation grâce à un réseau de 5 capteurs de longueur égale à  $\lambda/2$  ( $\lambda$ : longueur d'onde des signaux) ayant tous le même diagramme de rayonnement.

#### 2.3.2.2.1 Présence d'un signal utile seul

Le signal utile a une puissance de + 10 dB par rapport à la référence bruit thermique et un angle d'incidence  $\theta_u = 90^\circ$ .

Le rapport signal à bruit (RSIB sans présence de brouilleur) en fonction de l'angle zimuth  $\phi_u$  est donnée par la figure 2.11.

Sans couplage, le RSIB est indépendant de  $\phi_u$ , ce qui est normal d'après la

configuration du réseau.

La courbe donnant la variation du RSIB en fonction de  $\phi$ , en présence de couplage interélément a été obtenue pour  $d = \lambda/2$ . Cette variation est due à une modification du diagramme de rayonnement de "l'antenne", le gain n'étant plus identique pour toute valeur de cet angle.

Lorsque  $d$  devient inférieur à  $\lambda/2$ , les performances se dégradent comme le montre la figure 2.12. Le signal utile est fortement atténué au voisinage de  $d = 0.2 \cdot \lambda$  ce qui à 900 MHz correspond à une distance intercepteur d'environ 7 cm.

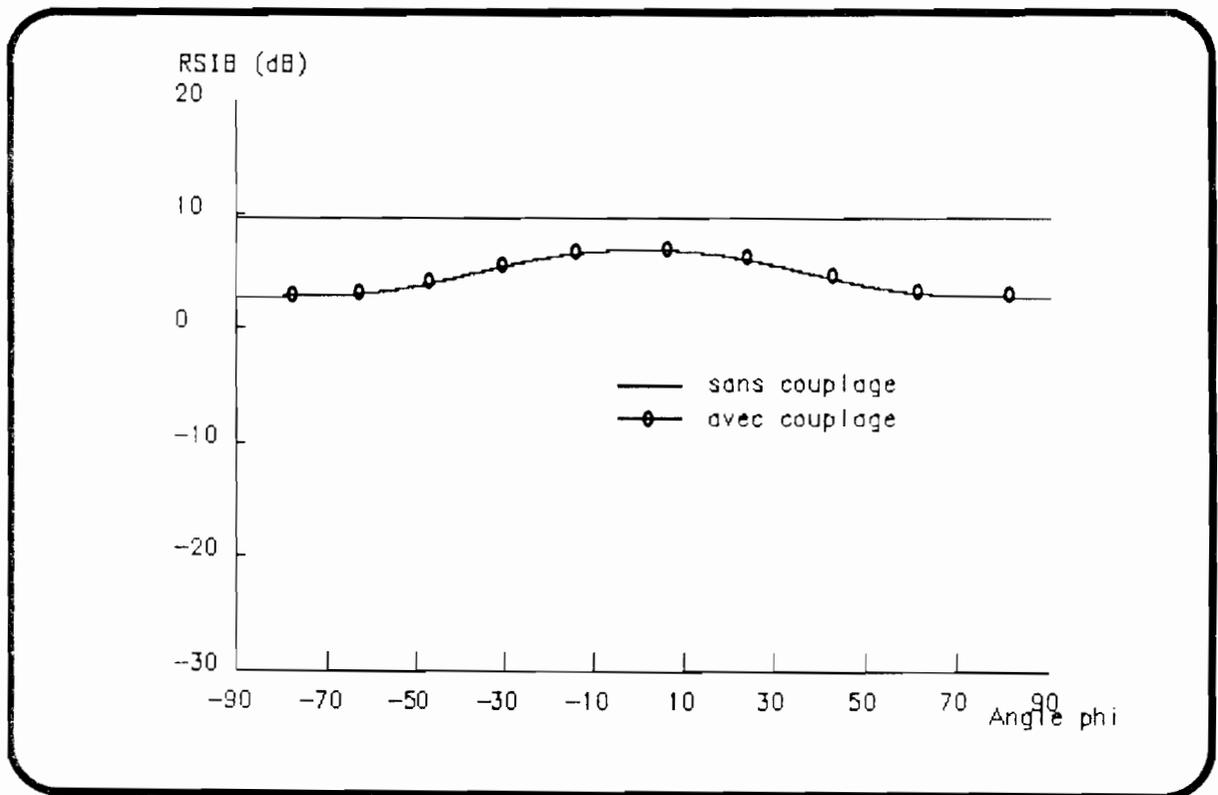


Figure 2.11: Influence de la DOA du Signal Utile ( Présence d'un couplage interéléments )

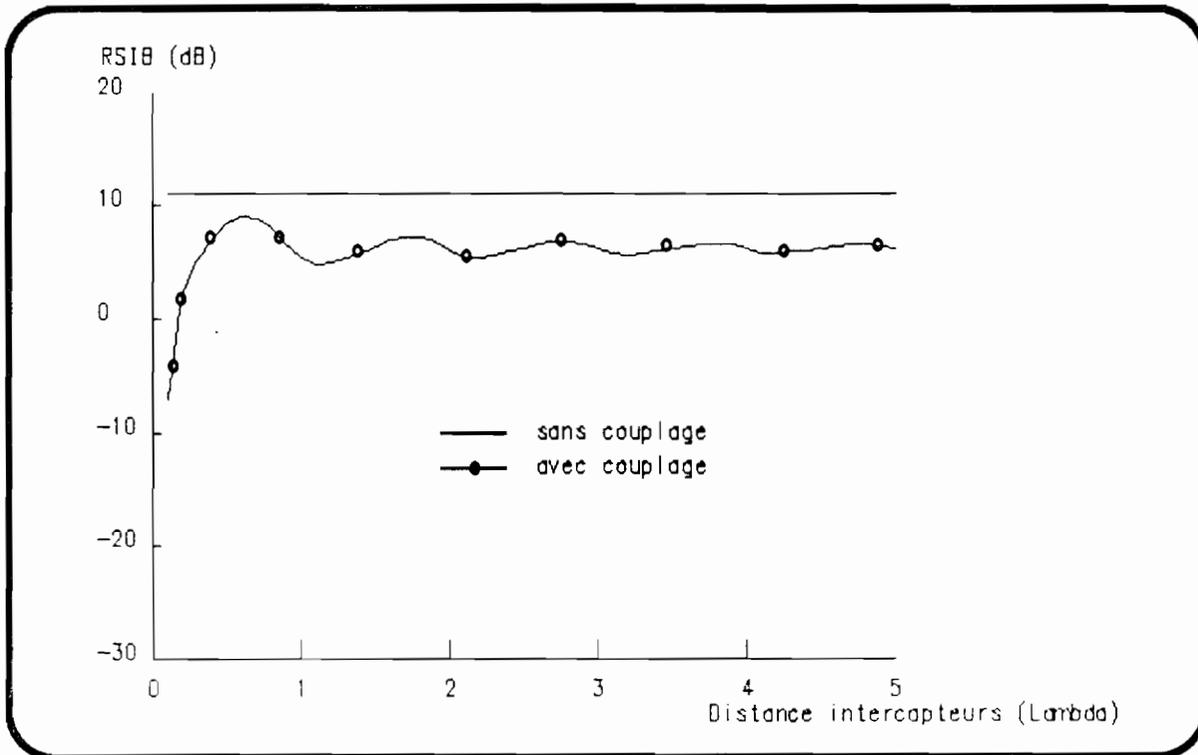


Figure 2.12: Influence de la Distance Intercepteurs ( Présence de couplage )

Pour augmenter la directivité d'une antenne, l'idée de base est la multiplication du nombre d'éléments.

L'augmentation du RSIB en fonction du nombre de capteurs est en accord avec l'étude effectuée par Compton [4].

Par contre, s'il existe un couplage mutuel entre éléments, alors pour une ouverture fixe de l'antenne, le RSIB est maximal lorsqu'un nombre limite de capteurs  $n_c$  est atteint. A partir de  $n_c$ , une addition d'éléments supplémentaires ne fait qu'accroître le bruit thermique et donc chuter le RSIB. Cette remarque est remise en cause en adoptant la technique des sous-réseaux, la pondération n'agissant que sur ces derniers. La figure 2.13 montre que pour l'exemple de configuration du réseau préalablement adopté,  $n_c = 4$ .

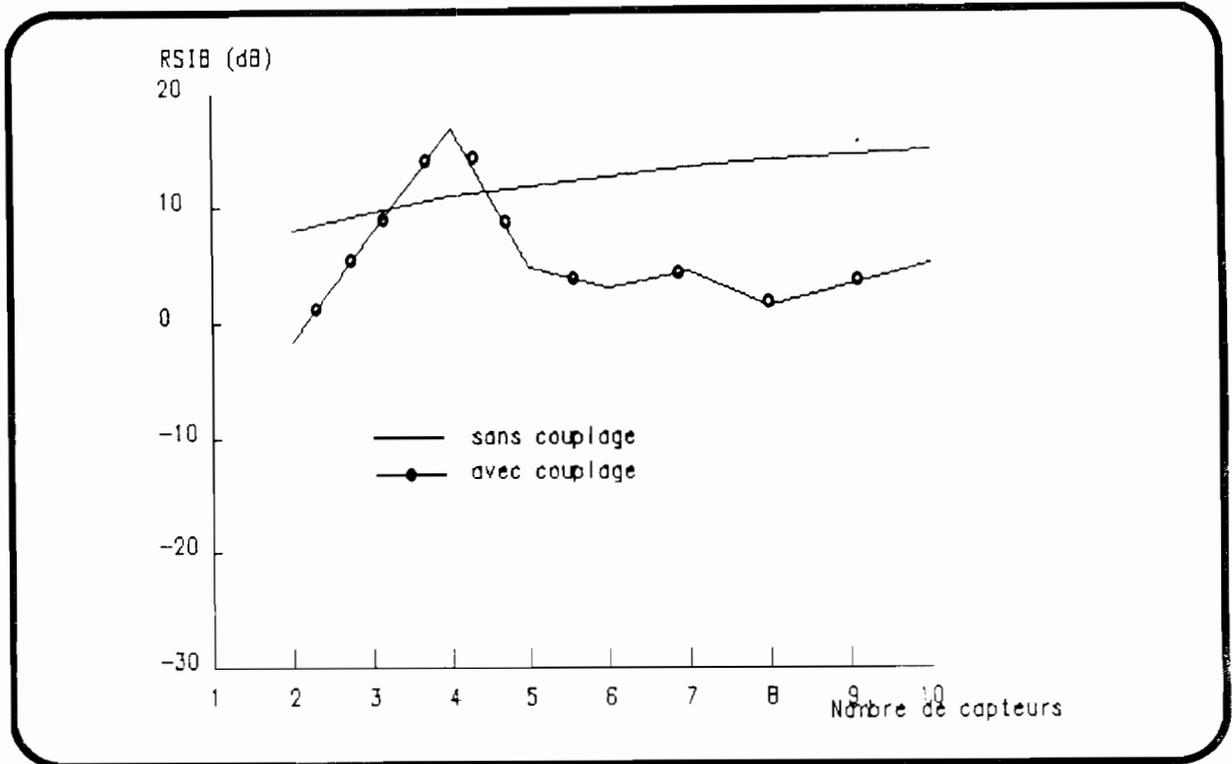


Figure 2.13: Influence de la Taille du Réseau ( Présence de couplage )

### 2.3.2.2.2 Présence d'un signal utile et d'un brouilleur

Le rapport signal à brouilleur plus bruit thermique optimal est rappelé ci-dessous (cf 197 et 198):

$$RSIB = \xi_u S_u^T \left( Z_o^* Z_o^T + \xi_i S_i^* S_i^T \right)^{-1} S_u^* \quad (199)$$

En appliquant le lemme d'inversion de matrice, nous obtenons:

$$RSIB = \xi_u \left[ S_u^T (Z_o^* Z_o^T)^{-1} S_u^* - \frac{\xi_i S_u^T (Z_o^* Z_o^T)^{-1} S_i^* S_i^T (Z_o^* Z_o^T)^{-1} S_u^*}{1 + \xi_i S_i^T (Z_o^* Z_o^T)^{-1} S_i^*} \right] \quad (200)$$

Posons

$$Z_o^{-1} S_u = S_{zu} \quad \text{et} \quad Z_o^{-1} S_i = S_{zi} \quad (201)$$

alors

$$RSIB = \xi_u \left[ S_{zu}^T S_{zu}^* - \frac{\xi_i S_{zu}^T S_{zi}^* S_{zi}^T S_{zu}^*}{1 + \xi_i S_{zi}^T S_{zi}^*} \right] \quad (202)$$

Si

$$\rho_{zu} = S_{zu}^T S_{zu}^* \quad , \quad \rho_{zi} = S_{zi}^T S_{zi}^* \quad \text{et} \quad \rho_{z_{ui}} = S_{zu}^T S_{zi}^* \quad (203)$$

nous retrouvons l'expression du RSIB en présence de couplage en fonction du coefficient de corrélation spatial

$$\alpha_{z_{ui}} = \frac{\rho_{z_{ui}}}{\sqrt{\rho_{zu}} \cdot \sqrt{\rho_{zi}}} \quad (204)$$

Ce coefficient de corrélation nouvellement défini est celui vu par le processeur. Il dépend certes des directions d'incidence des signaux et du couplage interélément.

Finalement le RSIB s'écrit

$$RSIB = \xi_u \rho_{zu} \left[ 1 - \frac{\xi_i |\alpha_{z_{ui}}|^2}{\rho_{zi}^{-1} + \xi_i} \right] \quad (205)$$

### 2.3.2.3 Etude du régime transitoire

Nous avons déjà vu dans le chapitre 1 que pour l'algorithme LMS, le temps de réponse du système était étroitement lié aux valeurs propres de la matrice de covariance. Comme le couplage interélément modifie cette matrice, le régime transitoire sera différent de celui observé en absence de couplage.

La matrice de covariance des signaux (signal utile plus brouilleur) en présence d'un bruit thermique (gaussien, indépendant et identique sur chaque capteur de variance  $\sigma^2$ ) s'écrit:

$$R_{xx} = \sigma^2 \left[ I + \xi_u (Z_o^{-1} S_u)^* (Z_o^{-1} S_u)^T + \xi_i (Z_o^{-1} S_i)^* (Z_o^{-1} S_i)^T \right] \quad (206)$$

$$R_{xx} = \sigma^2 \left[ I + \xi_u S_{zu}^* S_{zu}^T + \xi_i S_{zi}^* S_{zi}^T \right] \quad (207)$$

avec I matrice identité et  $S_{zu}$  et  $S_{zi}$  définis comme précédemment.

Détermination des valeurs propres

Considérons la matrice

$$R = \xi_u S_{zu}^* S_{zu}^T + \xi_i S_{zi}^* S_{zi}^T \quad (208)$$

Puisque R est hermitienne, elle peut se mettre sous la forme suivante:

$$R = \lambda_{zu} U_u^* U_u^T + \lambda_{zi} U_i^* U_i^T \quad (209)$$

où  $\lambda_{zu}$  et  $\lambda_{zi}$  sont des réels et  $U_i^H U_j = \delta_{ij}$  ( $\delta_{ij}$  étant le symbole de Kronecker)

$U_{zu}$  et  $U_{zi}$  sont des combinaisons linéaires de  $S_{zu}$  et  $S_{zi}$  donc si  $V = U_{zu}$  ou  $U_{zi}$ ,  
alors

$$V = aS_{zu} + bS_{zi} \quad (210)$$

a et b réels.

Dans ce cas

$$RV^* = \left( \xi_u S_{zu}^* S_{zu}^T + \xi_i S_{zi}^* S_{zi}^T \right) (aS_{zu}^* + bS_{zi}^*) \quad (211)$$

ou

$$RV^* = S_{zu}^* \left( a\xi_u \rho_{zu} + b\xi_u \rho_{zui} \right) + S_{zi}^* \left( a\xi_i \rho_{zui}^* + b\xi_i \rho_{zi} \right) \quad (212)$$

Si  $V^*$  est un vecteur propre de R, alors il existe une valeur propre  $\lambda$  telle que

$$RV^* = \lambda V^* = S_{zu}^* \lambda a + S_{zi}^* \lambda b \quad (213)$$

Dans ce cas

$$\det \begin{bmatrix} \xi_u \rho_{zu} - \lambda & \xi_u \rho_{zui} \\ \xi_i \rho_{zui}^* & \xi_i \rho_{zi} - \lambda \end{bmatrix} = 0 \quad (214)$$

det désigne déterminant.

Les valeurs propres solutions de (214) sont:

$$\lambda = \frac{1}{2} (\xi_u \rho_{zu} + \xi_i \rho_{zi}) \left[ 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4\xi_u \xi_i (\rho_{zu} \rho_{zi} - |\rho_{z_{ui}}|^2)}{(\xi_u \rho_{zu} + \xi_i \rho_{zi})^2}} \right] \quad (215)$$

$$\lambda = \frac{(\xi_u \rho_{zu} + \xi_i \rho_{zi})}{2} \pm \frac{1}{2} \sqrt{(\xi_u \rho_{zu} - \xi_i \rho_{zi})^2 + 4\xi_u \xi_i \rho_{zu} \rho_{zi} |\alpha_{z_{ui}}|^2} \quad (216)$$

Rappelons que  $\alpha_{z_{ui}}$  est le coefficient de corrélation spatial entre le signal utile et le brouilleur.

En se rappelant des coefficients posés par LIN (cf 2.2.3.1.1) nous avons:

$$\lambda = \frac{(P_{su} + P_{si})}{2\sigma^2} \pm \frac{1}{2\sigma^2} \sqrt{(P_{su} - P_{si})^2 + 4P_{su} P_{si} |\alpha_{z_{ui}}|^2} \quad (217)$$

Les valeurs propres de  $R_{xx}$  sont alors pour expressions:

$$\lambda_1 = \sigma^2 + \left( \frac{P_{su} + P_{si}}{2} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{(P_{su} - P_{si})^2 + 4P_{su} P_{si} |\alpha_{z_{ui}}|^2} \quad (218)$$

$$\lambda_2 = \sigma^2 + \left( \frac{P_{su} + P_{si}}{2} \right) - \frac{1}{2} \sqrt{(P_{su} - P_{si})^2 + 4P_{su} P_{si} |\alpha_{z_{ui}}|^2} \quad (219)$$

$$\lambda_i = \sigma^2 \quad \text{pour } i = 3, \dots, N \text{ (nombre d'éléments)} \quad (220)$$

En présence de  $m$  signaux, le calcul montre que la matrice de covariance  $R_{xx}$  a au moins  $N - m$  vecteurs propres ayant comme valeur propre  $\sigma^2$  ( $N$  est la dimension du réseau).

Le couplage augmente le coefficient de corrélation spatial donc augmente l'écart entre les valeurs propres. La vitesse de convergence diminue.

2.3.2.4 Simulation 8

Pour  $N = 2$  et en présence d'un signal utile plus brouilleur, nous avons représenté sur la figure 2.14 les deux valeurs propres (différentes de  $\sigma^2$ ) en fonction de l'espacement intercapteur  $d(\lambda)$ .

Les "zéros" créés à  $d = 2$  et  $d = 4$  sont engendrés par le "zéro" créé dans la direction du brouilleur lorsque  $d > \lambda/2$  (zéros dus aux lobes de réseau).

Comme les valeurs propres en présence de couplage sont considérablement affectées notamment lorsque  $d < \lambda/2$  (chute sensible par rapport à l'absence de couplage), la convergence de l'algorithme est lente comme le montre la figure 2.15.

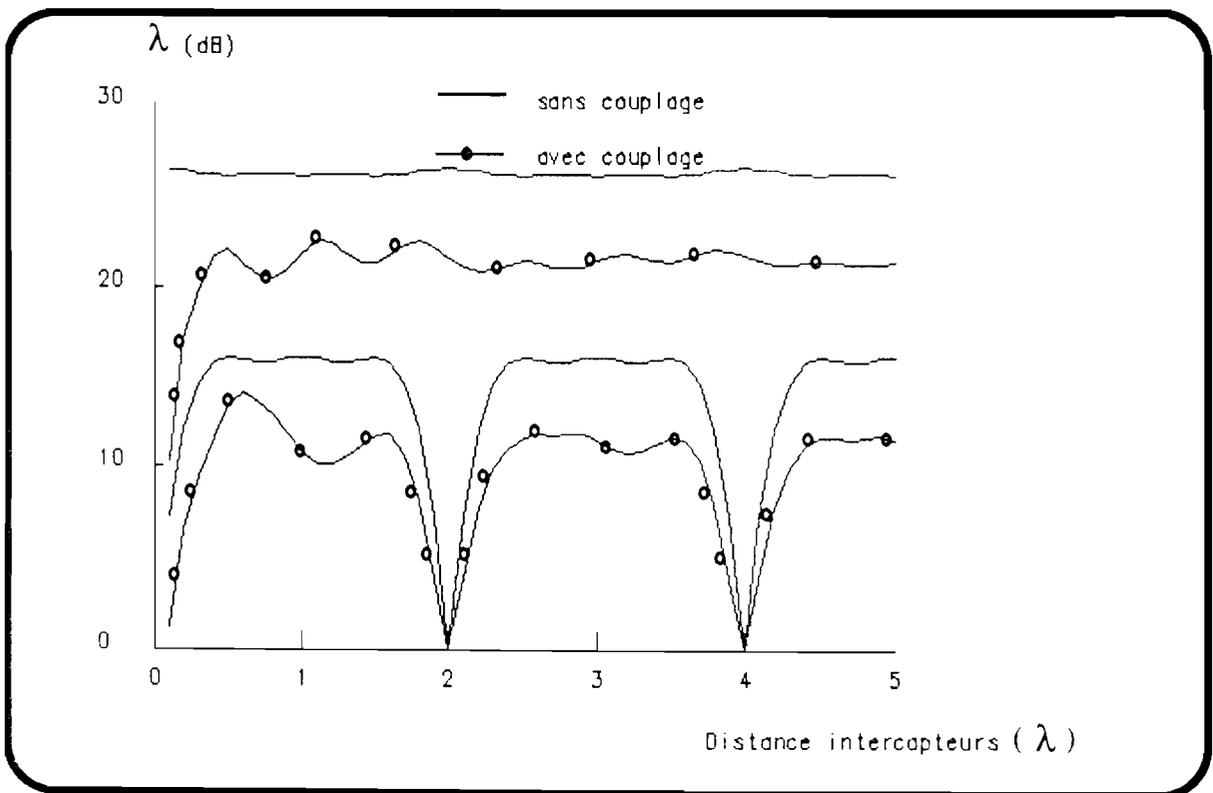


Figure 2.14: Représentation des Valeurs Propres de la Matrice de Covariance (Présence de couplage)

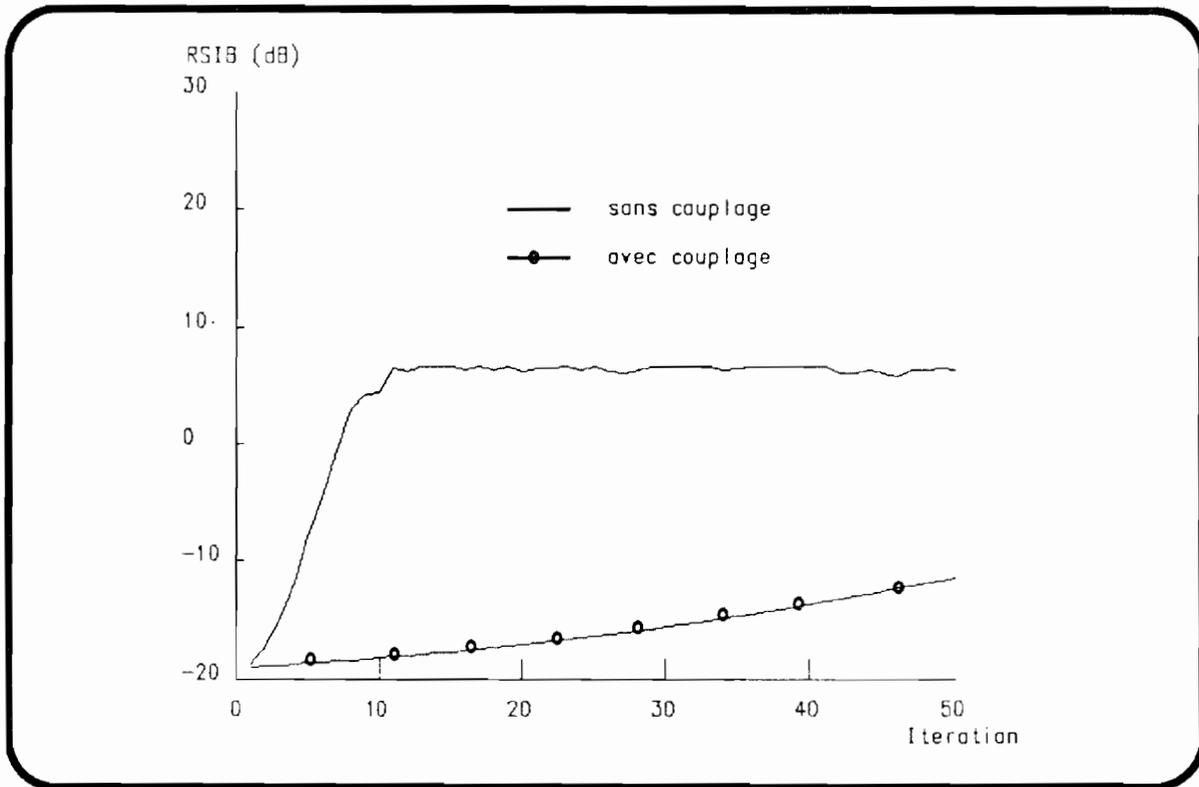


Figure 2.15: Régime Transitoire en Présence de Couplage

### 2.3.3 Etude des performances de l'algorithme d'inversion de puissance

Rappelons que cette méthode découle d'une modification de l'algorithme LMS [33] [34] (un signal de référence n'est plus nécessaire). Les puissances des signaux doivent être telles que la puissance du signal utile soit faible devant celle des brouilleurs.

Le régime établi de l'équation de commande des pondérations fournit les pondérations suivantes:

$$W_{opt} = (I + kR_{xx})^{-1}W_o \tag{221}$$

$I$  désigne la matrice identité,

$R_{xx}$  est la matrice de covariance du signal reçu (signal utile plus bruit)

$W_o$  est le vecteur directionnel (dans le chapitre 1, nous avons pris  $(1\ 0\dots 0)^T$  pour avoir un facteur de réseau omnidirectionnel).  $k$  est un paramètre qui permet de faire varier le fonctionnement de l'algorithme et en particulier d'empêcher son fonctionnement quand il conduit à l'annulation du signal utile: c'est le gain de boucle. Il a une grande influence sur les performances du réseau.

En présence de couplage,  $W_o = (1\ 0\dots 0)^T$  ne donne pas un diagramme omnidirectionnel car les  $N-1$  derniers dipôles induisent un courant sur le premier dipôle.

La boucle de Howells-Applebaum qui donne le maximum du rapport signal à bruit est obtenu avec

$$W_{opt} = \left( \frac{I}{k} + R_{xx} \right)^{-1} S \quad (222)$$

où

$$S = \frac{W_o}{k}$$

Ce maximum est atteint lorsque  $S = S_u^*$  (direction du signal utile) et ceci en absence de couplage.

Si  $k$  est grand,

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} S_u^* \quad (223)$$

Le calcul précédent montre alors que:

$$W_{opt} = \frac{Z_o^T}{\sigma^2} (M^{-1} - \tau M^{-1} S_u^* S_u^t M^{-1}) Z_o^* S_u^* \quad (224)$$

ne maximise pas le RSIB : le diagramme de rayonnement du réseau illustre ce résultat (figure 2.16). Le "zéro" créé n'est pas tout à fait dans la direction du signal indésirable.

Pour ramener ce "zéro" dans la bonne position et donc maximiser le RSIB, il faut tenir compte du coefficient de couplage multipliant les vecteurs source. Il faut donc choisir

$$S = (Z_o^{-1} S_u)^* \quad (225)$$

Les performances optimales sont alors données par les figure 2.17 et figure 2.18.

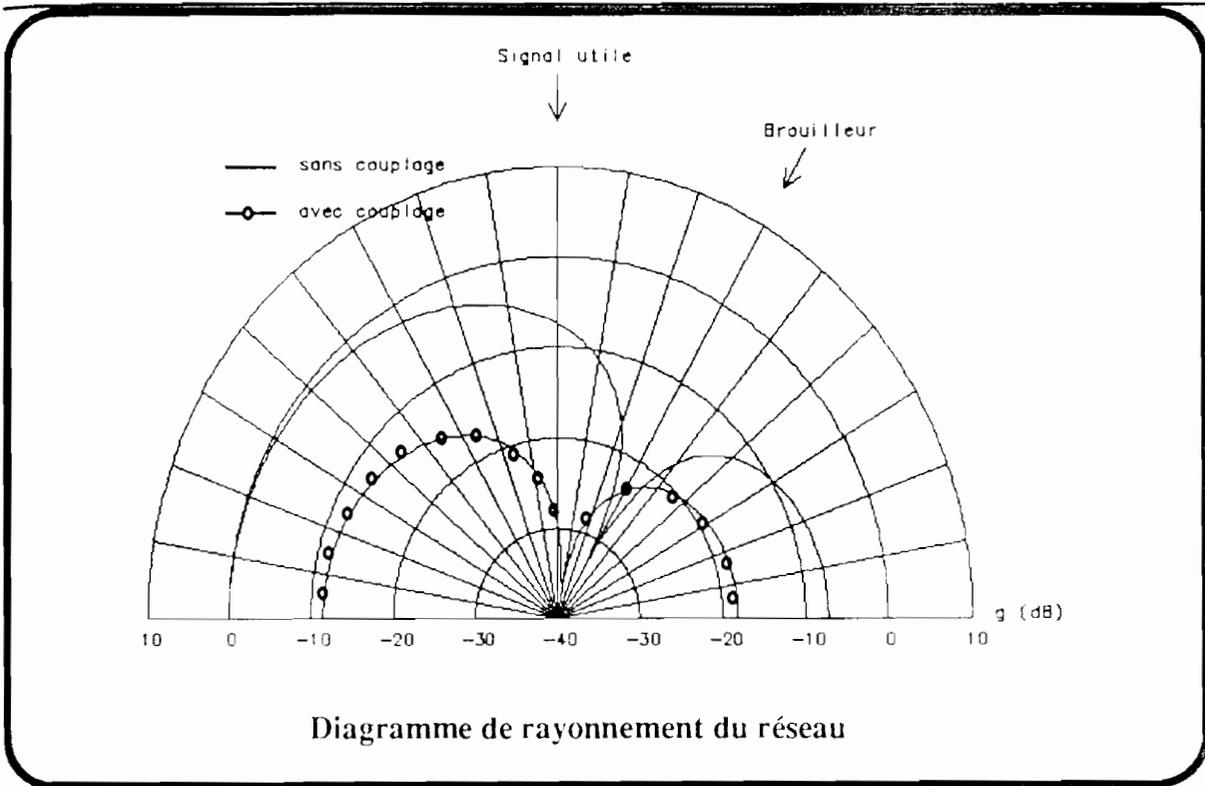


Figure 2.16: Diagramme de Rayonnement (Erreur sur la Position du zéro)

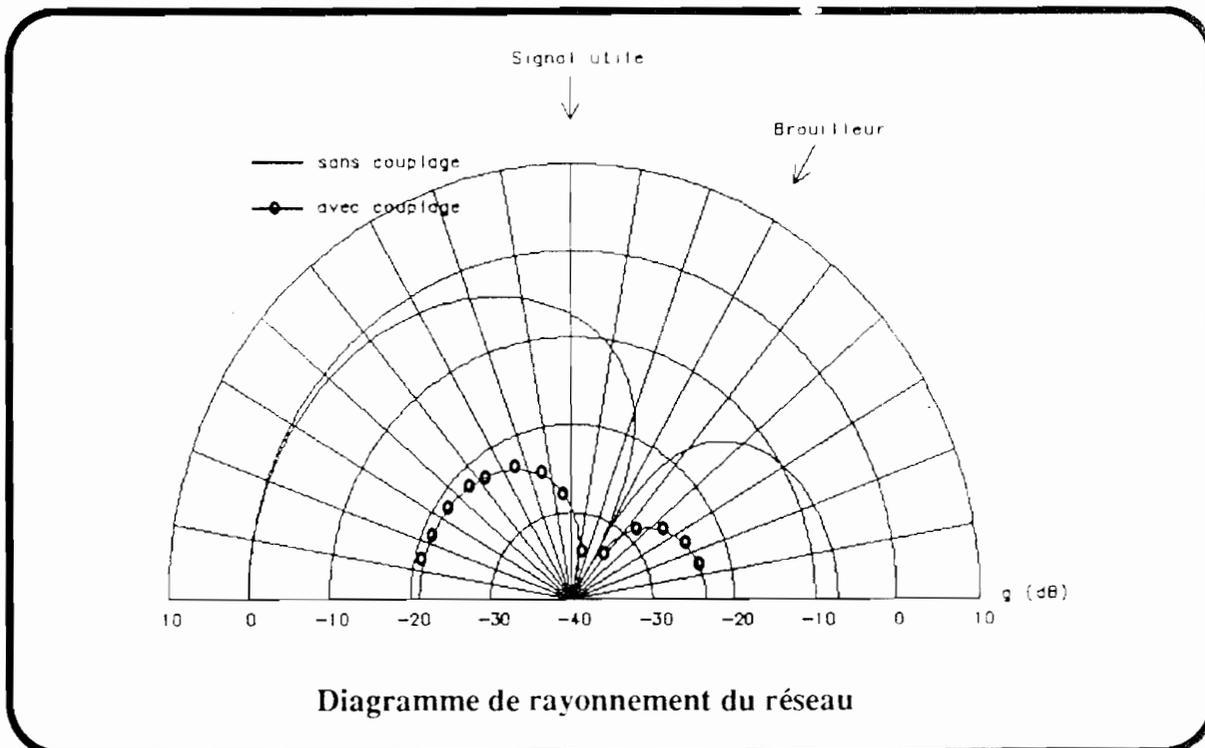


Figure 2.17: Diagramme de Rayonnement (Performances optimales)

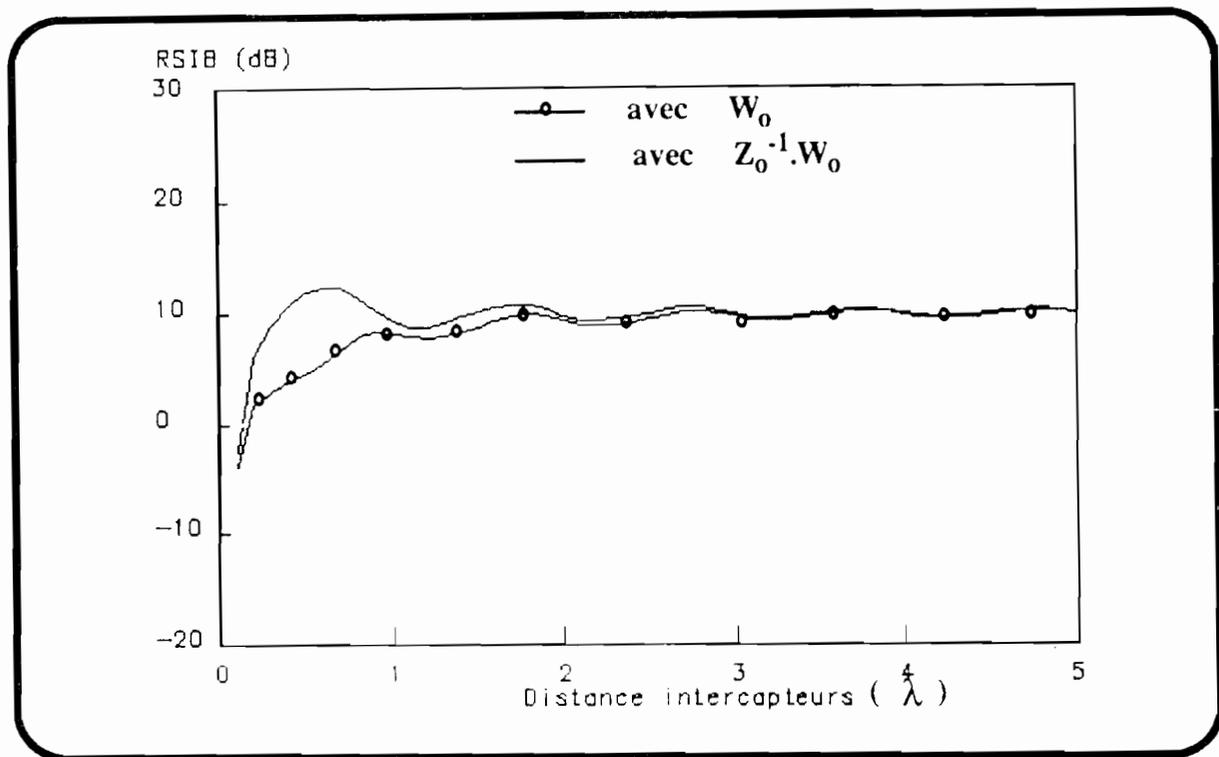


Figure 2.18: Choix Optimal du Vecteur Directionnel en Présence de Couplage

## 2.4 Conclusions

Au chapitre 1, trois facteurs de base comme le nombre de degrés de libertés dont dispose le récepteur, la limitation de la bande du signal et la corrélation spatiale ont été développés.

Les performances de tout récepteur adaptatif sont limitées par ces facteurs. Ce chapitre a permis d'introduire une quatrième limitation des performances induite par le diagramme de rayonnement d'éléments non isotropes. Nous avons vu que le traitement d'antennes réelles introduisait un phénomène électromagnétique important qu'est le couplage interélément notamment lorsque l'espacement est inférieur à la demi-longueur d'onde. Dans ce cas, de sérieuses dégradations du rapport signal à bruit ont été notées.

Le gain d'une antenne dans la direction d'un signal dépend à la fois de l'état de polarisation du signal et de la position ou orientation de l'antenne. Nous avons montré dans ce chapitre que la polarisation est un paramètre prépondérant dans la discrimination des signaux.

Une amélioration des performances du réseau est aussi obtenue en orientant différemment les éléments capteurs de même nature ou en utilisant des capteurs ayant des diagrammes de rayonnement différents.

## CHAPITRE 3

DESCRIPTION DES FONCTIONS ELECTRONIQUES  
NECESSAIRES A LA REALISATION DE L'ANTENNE  
ADAPTATIVE



# DESCRIPTION DES FONCTIONS ELECTRONIQUES NECESSAIRES A LA REALISATION DE L'ANTENNE ADAPTATIVE

## 3.1 Introduction

Nous présentons dans ce chapitre les différentes fonctions microondes et basses fréquences entrant dans la réalisation d'une antenne adaptative.

La technologie classique permet de former des chaînes de mesures comme les fonctions de transposition, d'amplification et de filtrage.

La technologie microruban que nous décrivons ci-dessous nous servira pour la mise en oeuvre des composants hyperfréquences en adoptant la structure d'éléments répartis.

## 3.2 Technologie utilisée pour les composants microondes

La technologie microruban [46] est utilisée pour la fabrication des fonctions microondes. La structure géométrique est rappelée ci-dessous avec les spécifications des différents paramètres. Pour des raisons de sa disponibilité au laboratoire, le cuclad est utilisé comme substrat.

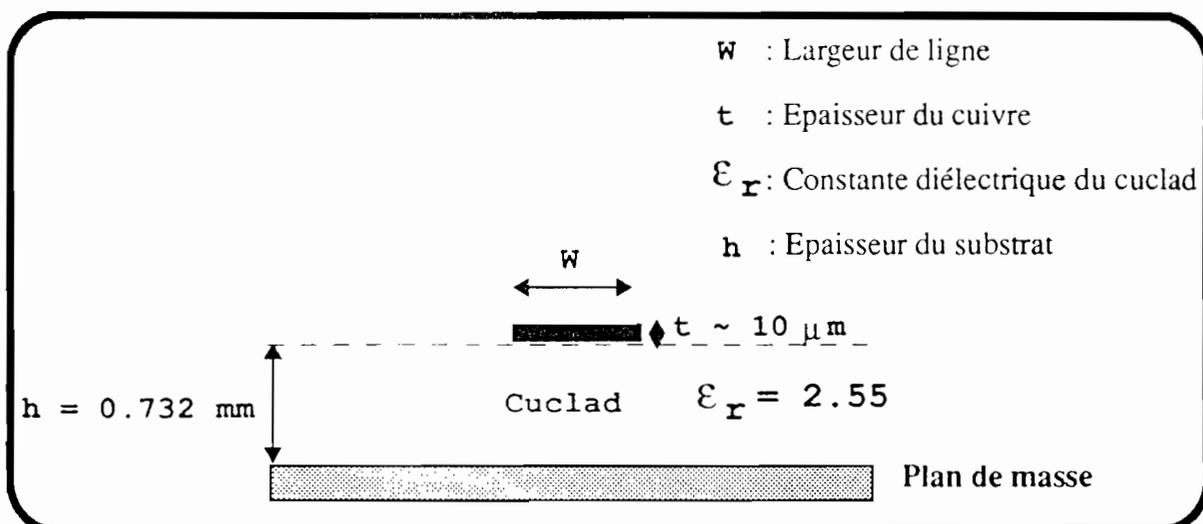


figure 3.1:Description de la Ligne Microruban

La faible valeur de  $\epsilon_r$  permet de minimiser les effets capacitifs parasites qui peuvent exister entre les lignes conductrices et le plan de masse. Par contre, elle n'est pas adaptée à la structure d'éléments répartis compte tenu de la taille des circuits à 900 MHz. Notons également que la largeur de la ligne  $W$  doit être choisie suffisamment grande pour ne pas engendrer de problèmes technologiques au niveau de la réalisation des circuits.

### 3.3 Diviseur Adapté de Wilkinson

Ces coupleurs sont utilisés pour décomposer le signal issu de chaque capteur en deux composantes de puissance et de phase égales. L'une des composantes sera ensuite déphasée de 90 degrés à l'aide de coupleurs hybrides pour le traitement des signaux en bande étroite. La structure est donnée par la figure 3.2. Ce sont des diviseurs adaptés car l'idée est de créer une isolation parfaite en plaçant une charge résistive entre les bras de sortie. L'énergie de retour lorsqu'il y a désadaptation est alors absorbée.

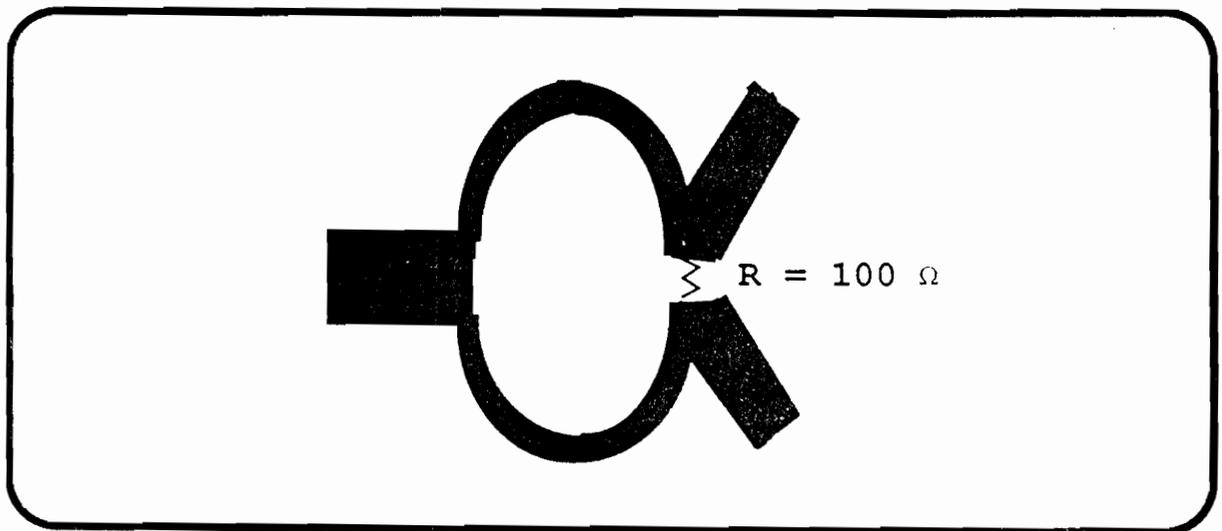


Figure 3.2: Diviseur Adapté de Wilkinson

### 3.4 Coupleur à Lignes Quart d'onde ou Coupleur Hybride

Pour générer les pondérations complexes suffisantes pour le traitement en bande étroite, les parties réelle et imaginaire du signal capteur sont extraites par l'emploi d'un coupleur hybride.

La partie imaginaire d'un signal est obtenue par transformée de Hilbert de sa composante en phase. On rappelle que si  $f(t)$  est un signal réel centré, la transformée de Hilbert  $f_H(t)$  de  $f(t)$  est définie par:

$$f_H(t) = \frac{1}{\pi} VP \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau)}{t-\tau} d\tau \quad (221)$$

VP est la valeur principale de l'intégrale

Ceci revient à transmettre  $f(t)$  dans un filtre de réponse impulsionnelle égale à  $\frac{1}{\pi t}$  comme le montre le schéma ci-dessous:

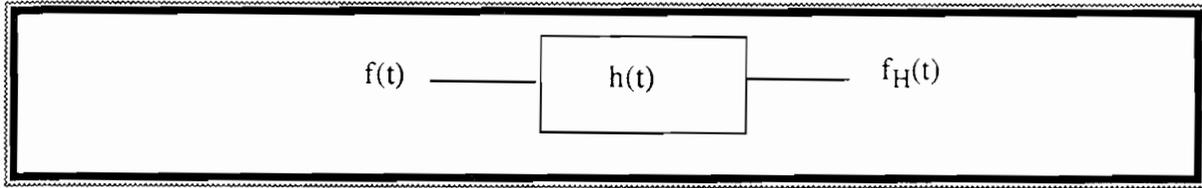


figure 3.3: **Transformée de Hilbert**

$$h(t) = \frac{1}{\pi t} \quad (222)$$

Ce filtrage revient à déphaser le signal de  $\frac{\pi}{2}$ . En bande étroite, ceci peut être réalisé par un ensemble de lignes de transmission formant un coupleur hybride.

Ce circuit est caractérisé en particulier par le rapport d'onde stationnaire mesuré à l'entrée et à la sortie, les pertes d'insertion et la largeur de la bande passante.

La technologie microstrip décrite au paragraphe précédent nous a permis de concevoir et de réaliser ces coupleurs.

Nous avons testé globalement les coupleurs hybrides et de Wilkinson en les rassemblant dans un même circuit (figure 3.4). Celui-ci servira à l'oscillateur local car la décomposition en phase et en quadrature d'un signal monochromatique est plus aisée à réaliser.

Il est évident que la réalisation à partir d'éléments localisés ou semi-localisés est mieux adaptée à la gamme de fréquence UHF pour une intégration potentielle de ces circuits [35]. Cette miniaturisation est essentielle dans un souci d'éviter l'encombrement surtout si la topologie du schéma global est complexe, ce qui peut être le cas comme nous le verrons dans le chapitre 4.

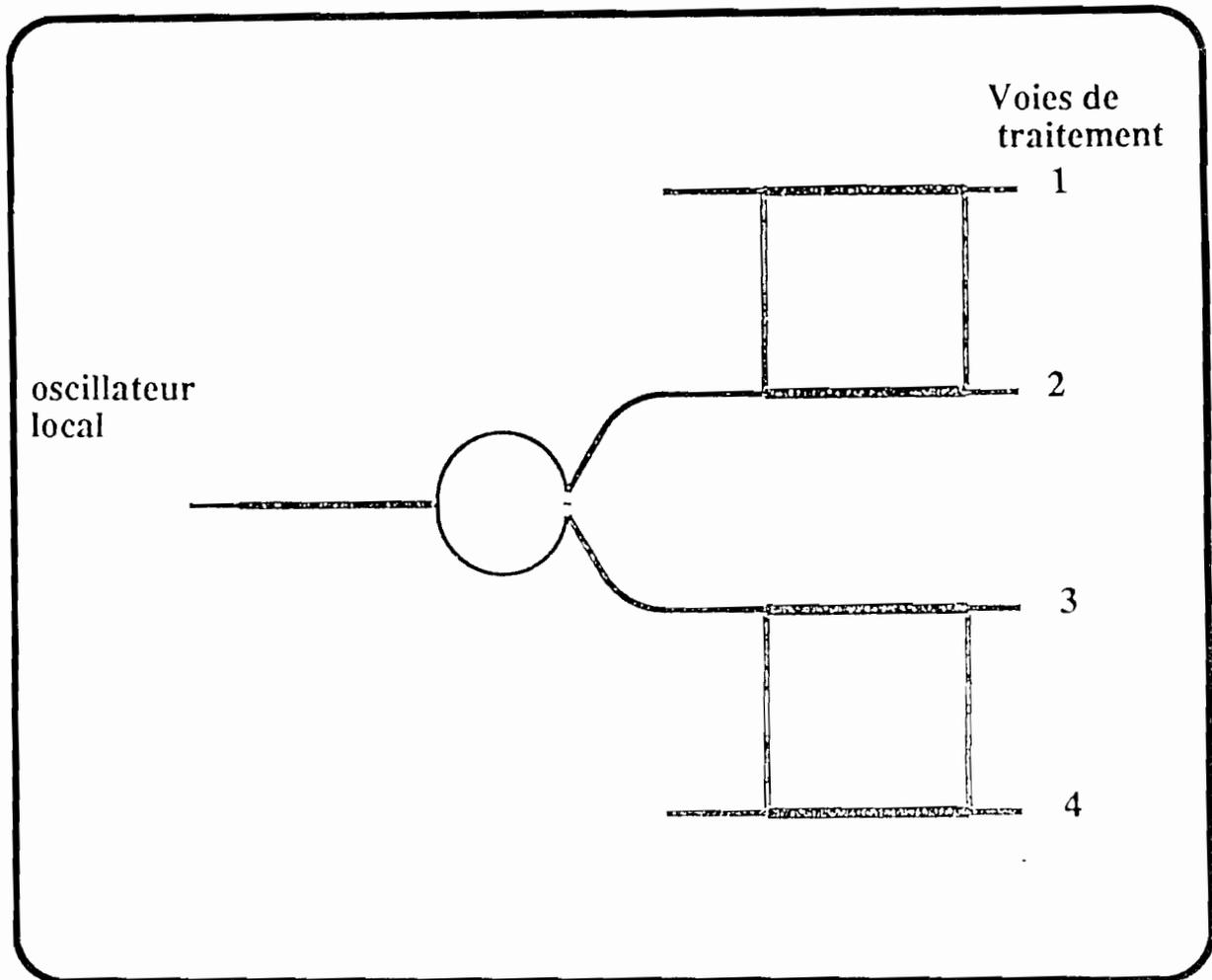


Figure 3.4: Décomposition en Phase et en Quadrature

La figure 3.5 montre une adaptation correcte. Elle est de -22 dB à 947,5 MHz avec un rapport d'ondes stationnaires de 1,17. La bande de fréquences considérée est limitée à 100 MHz centrée sur 900 MHz.

Les figure 3.6 et 3.7 illustrent la bonne répartition des phases. Les mesures ont été faites à la sortie de deux voies en quadrature. Une erreur de  $4^\circ$  entre les sorties (1) et (2) d'une part et (3) et (4) d'autre part est imputable au coupleur 3 dB  $90^\circ$ .

La répartition des amplitudes (figure 3.8) est de -6.8 dB sur les voies en phase et -5,77 dB sur les voies en quadrature au lieu de -6 dB (-3 dB pour le coupleur adapté de Wilkinson et -3 dB pour le coupleur hybride). Ceci est sans doute dû en grande partie à la précision du tracé, à la technique de circuit imprimé utilisée et aux pertes dans le diélectrique (cuclad) non négligeables dans la bande de fréquences considérée.

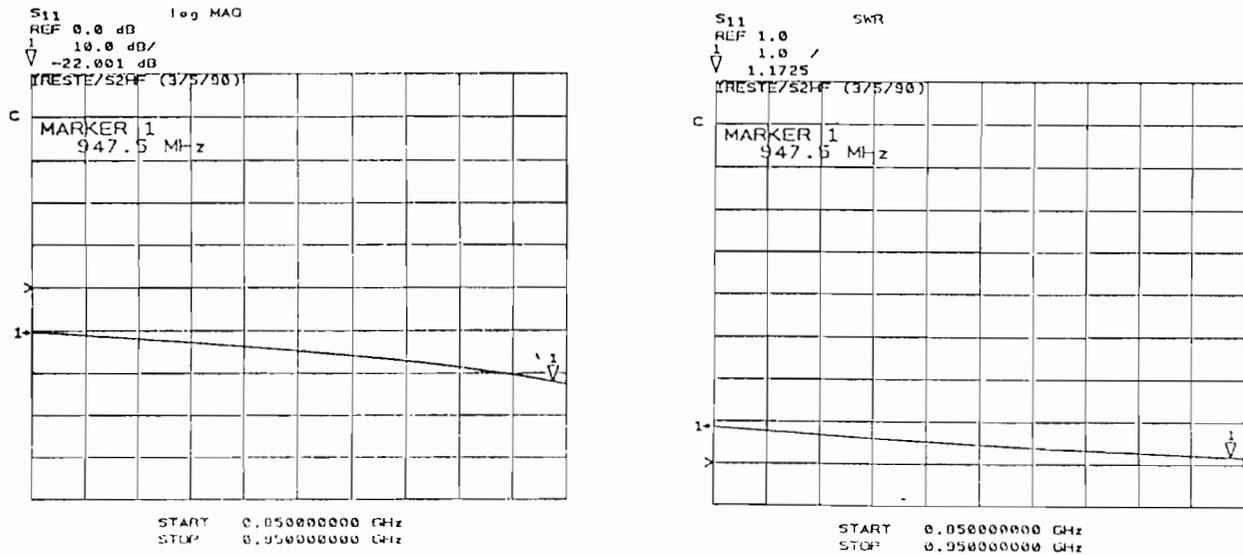
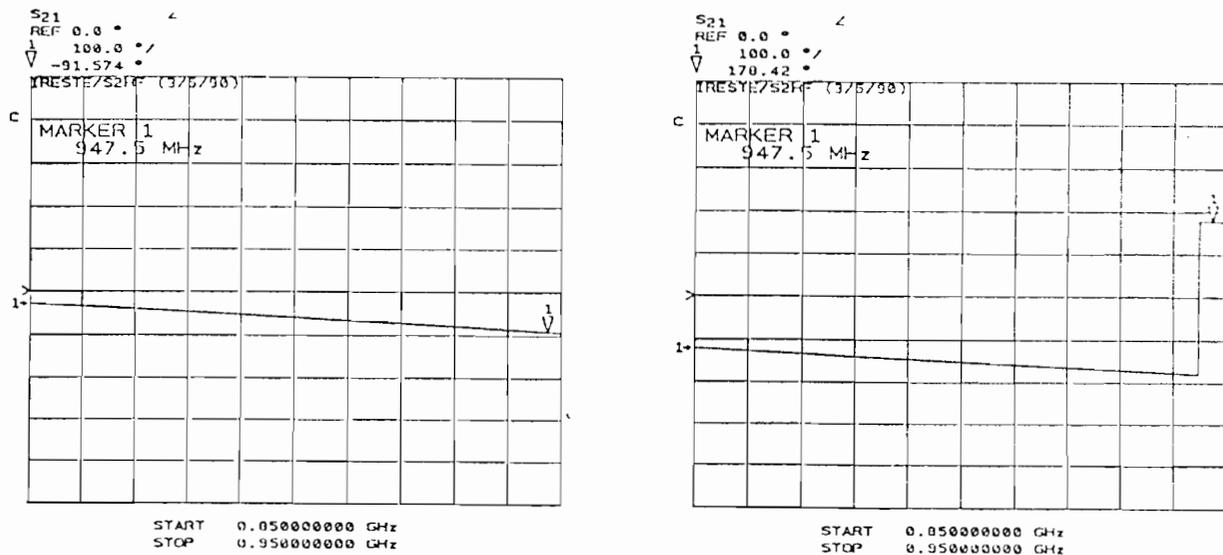


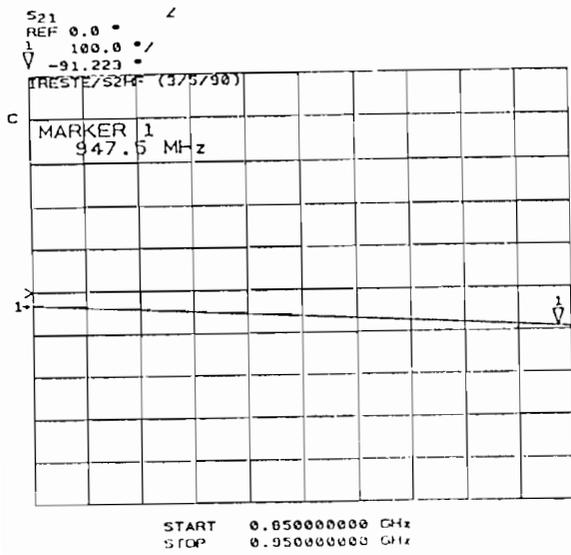
Figure 3.5: Adaptation des Coupleurs



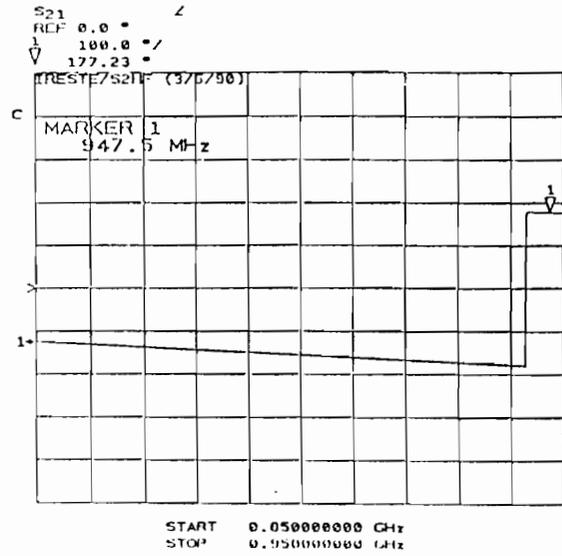
Voie 1

Voie 2

Figure 3.6: Performances en Phase des Voies (1) et (2)

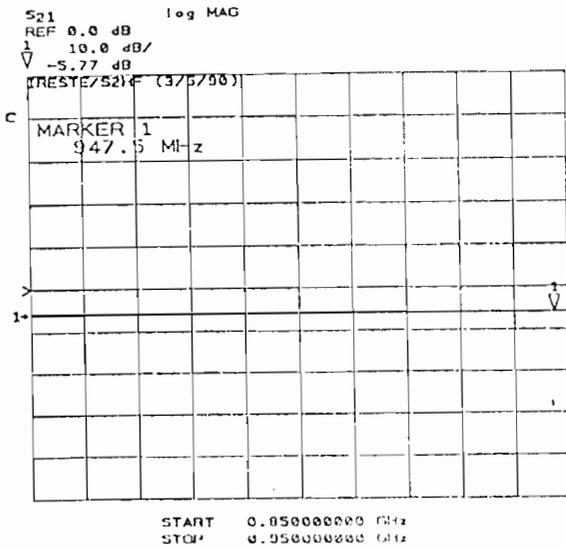


Voie 3

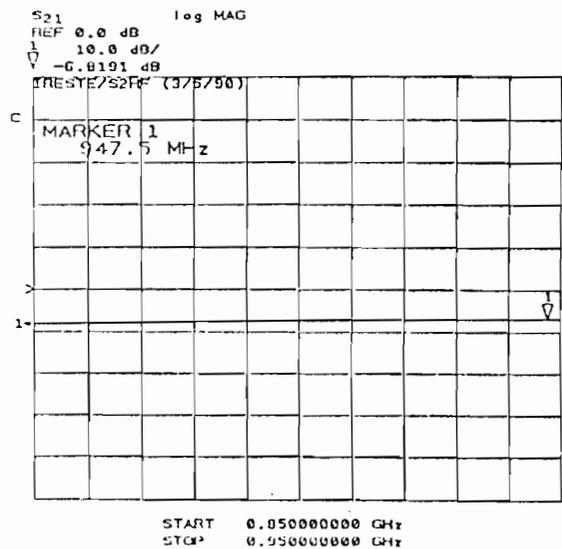


Voie 4

Figure 3.7: Performances en Phase des Voies (3) et (4)



Voies (1) et (3)



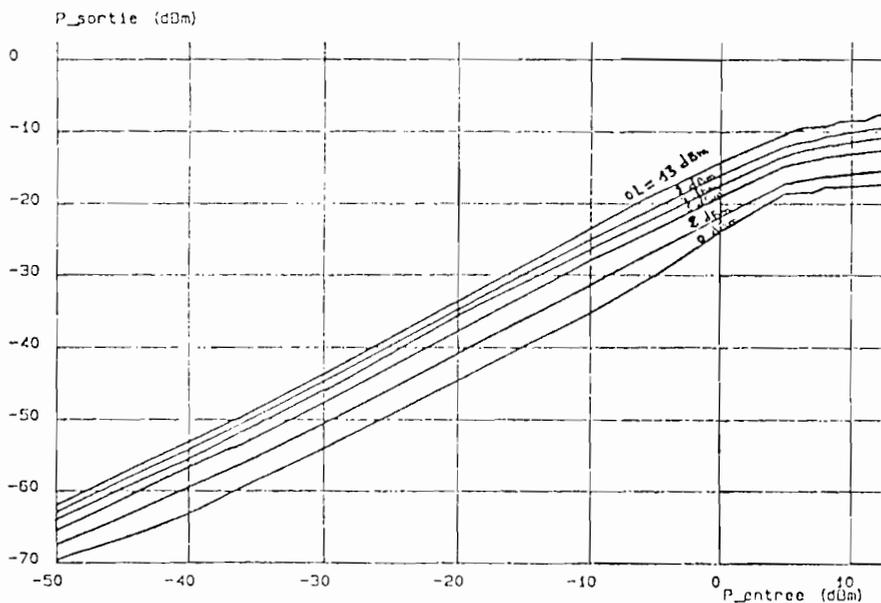
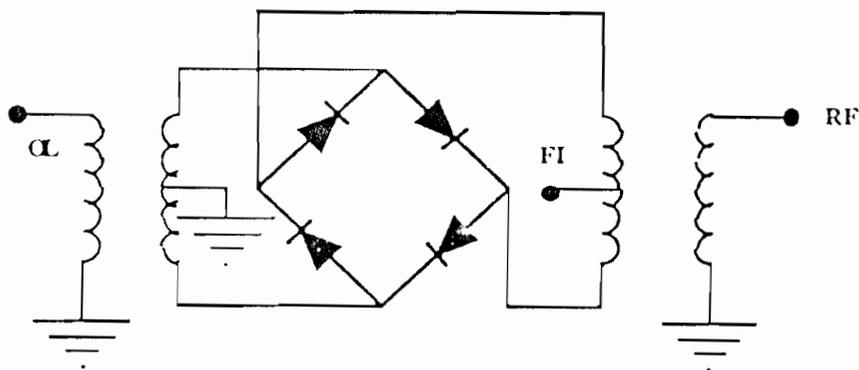
Voies (2) et (4)

Figure 3.8: Performances en Amplitudes des Voies adaptatives

### 3.5 Mélangeurs en Circuits Intégrés

La technologie MMIC permet l'emploi de minicircuits faible coût comme les mélangeurs. Notre choix s'est porté sur le type RMS-1 dont la bande passante couvre totalement la zone de fonctionnement de notre antenne adaptative (entre 5 MHz et 1 GHz) avec une perte de conversion de 7 dB. Une seule transposition en fréquence a été nécessaire pour obtenir la fréquence intermédiaire de 3 MHz adaptée aux circuits d'échantillonnage placés en amont. L'intégration de ce circuit dans le dispositif expérimental est réalisée à l'aide de lignes microstrips pour synthétiser l'adaptation et les plans de masse.

Le changement de fréquence doit être fait de façon identique pour préserver les différences d'informations spatiales existantes entre les signaux capteurs. L'emploi d'un seul oscillateur permet de maintenir cette cohérence. Pour nous situer dans la zone de fonctionnement linéaire, les courbes de la figure 3.9 ont été tracées suivant différentes valeurs de la puissance de l'oscillateur local.



Courbes de Puissances

Figure 3.9: Synoptique et Performances des Mélangeurs

### 3.6 Filtres Passe-Bande et CAG

Les filtres passe-bande sont assurés par le circuit LM 592 de la figure 3.10 qui sert de préamplificateur large bande. Le gain et la bande passante du filtre sont donnés par le type de montage RLC dont les caractéristiques sont citées dans le tableau 3:

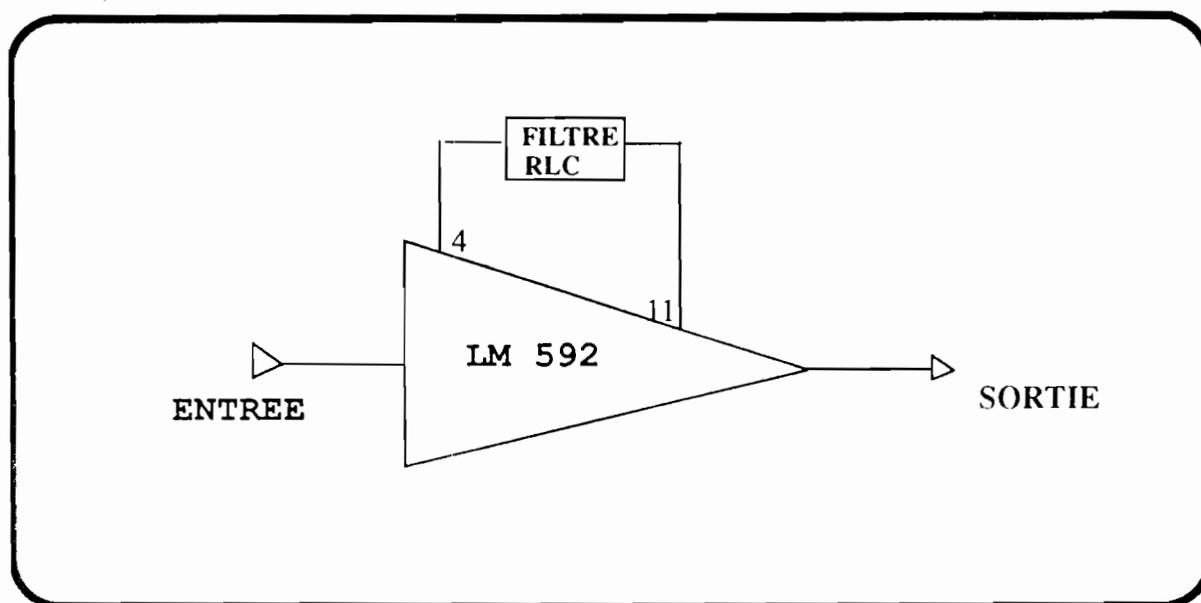


Figure 3.10: Filtre Passe-Bande et Amplificateur IF

Le filtre est disposé entre les bornes 4 et 11 de l'amplificateur.

CONFIGURATION	TYPE	FONCTION DE TRANSFERT DU FILTRE
	Passe-Bas	$\frac{1.4 \times 10^4}{L} \left[ \frac{1}{s + \frac{R}{L}} \right]$
	Passe-Haut	$\frac{1.4 \times 10^4}{R} \left[ \frac{1}{s + \frac{1}{RC}} \right]$
	Passe-Bande	$\frac{1.4 \times 10^4}{L} \left[ \frac{1}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \right]$
	Réjecteur	$\frac{1.4 \times 10^4}{R} \left[ \frac{s^2 + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{LC} + \frac{s}{RC}} \right]$

Tableau 3 : Structure des filtres associés au LM 592

La discrimination en fréquence nécessite la seule connaissance de l'évolution d'un signal en fonction du temps. Elle peut être réalisée par un filtre passe-bande qui ne laisse passer que la bande utile du signal reçu.

Une façon satisfaisante de procéder est d'effectuer un filtrage en fréquence des différents signaux capteurs de telle façon que ne subsistent que les composantes dues à la source utile mais aussi une partie due à la source d'interférences incluse dans la bande utile.

Le contrôle automatique de gain (C.A.G) sert à l'équilibrage des voies pour obtenir des données cohérentes à l'entrée des convertisseurs. C'est un circuit du type MC 1590. Ses caractéristiques sont résumées par la figure 3.11. Ces mesures permettent de situer la plage de la tension de commande utile à notre domaine d'application ainsi que la bande passante du circuit. Les gains entre les différentes voies de l'antenne réseau ne varient pratiquement pas d'une manière différentielle.

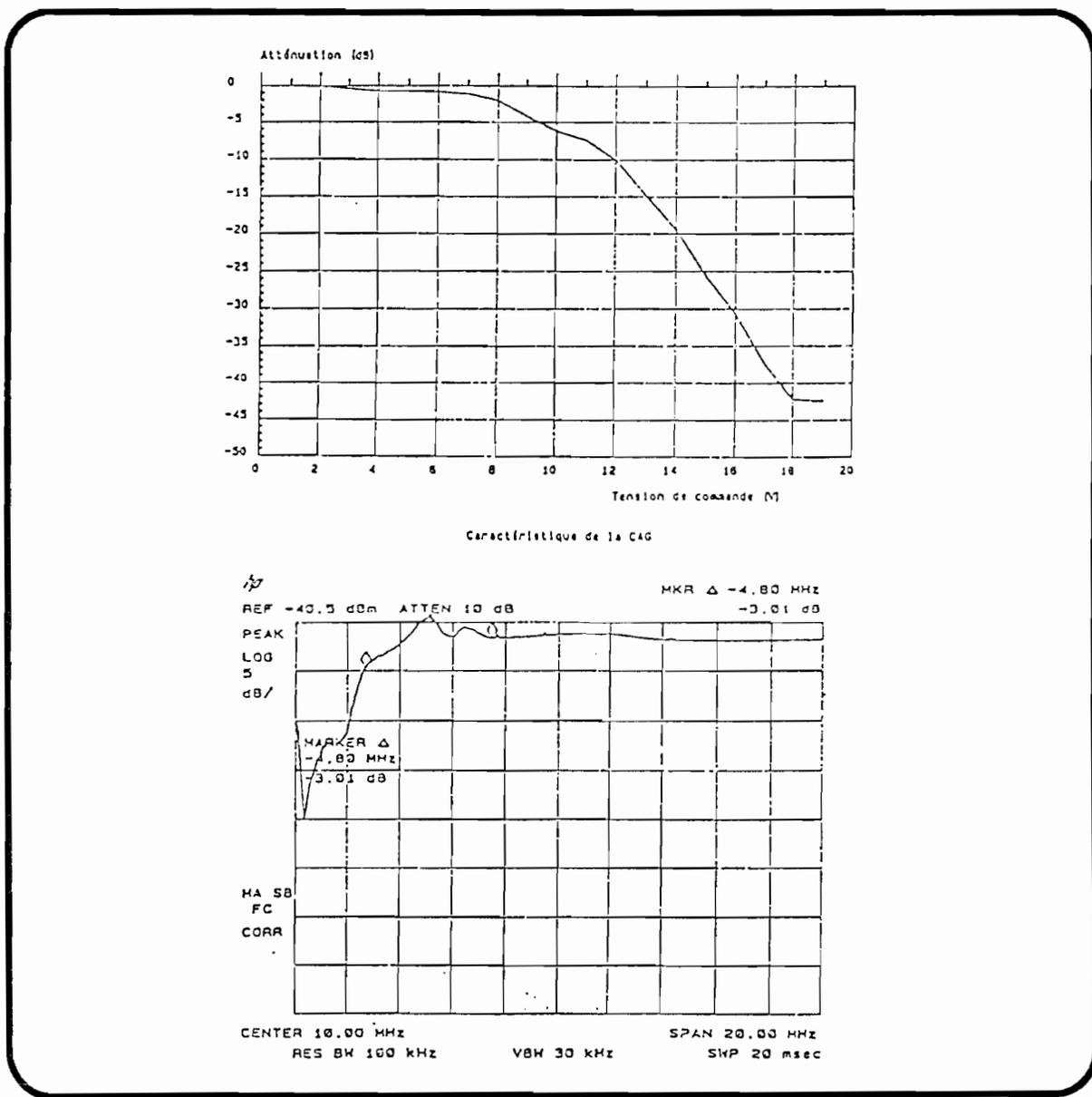


Figure 3.11: Performances du CAG

### 3.7 Convertisseurs Analogique/Numérique

La figure 3.12 représente le schéma global de câblage. Le composant principal de cet étage est un circuit intégré du type TDC 1048 de chez TRW, qui permet de convertir en mots de 8 bits un signal analogique de fréquence inférieure à 7 MHz. Il opère en parallèle au rythme de 20 Méga échantillons par seconde et comporte essentiellement 255 comparateurs à portes et un buffer de sortie.

Il peut aussi être connecté de façon à délivrer un signal en sortie qui sera soit en binaire vrai (direct ou inversé), soit en complément à deux ( binaire ou inversé ).

Les circuits U1, U2 et U3 représentent respectivement deux amplificateurs opérationnels large bande( CA 3100 et CA 3130 ) et une diode zener qui assure une référence stable pour le réglage à la fois du gain et de l'offset. Q1 est un transistor PNP du type 2N 2907.

Comme l'échantillonnage des signaux présents sur chaque voie du réseau doit se faire d'une manière synchrone, nous avons conçu le dispositif de la figure 3.13.

Il permet, grâce à une carte d'interface Entrée/sortie pilotée par un 8255 (Interface programmable), de procéder à l'échantillonnage simultanée des différentes voies (Entrée CONV des convertisseurs) et d'acquérir ensuite d'une manière successive les données numériques (porte OE active à l'état bas) par l'intermédiaire d'un calculateur.

Les signaux permettant de commander les portes CONV et OE sont fabriqués par programmation d'impulsions décalées dans le temps en utilisant les bits du port B. Le port A sert à l'acquisition des données numériques qui sont préalablement mémorisées par les bascules D du circuit 74 LS 374.

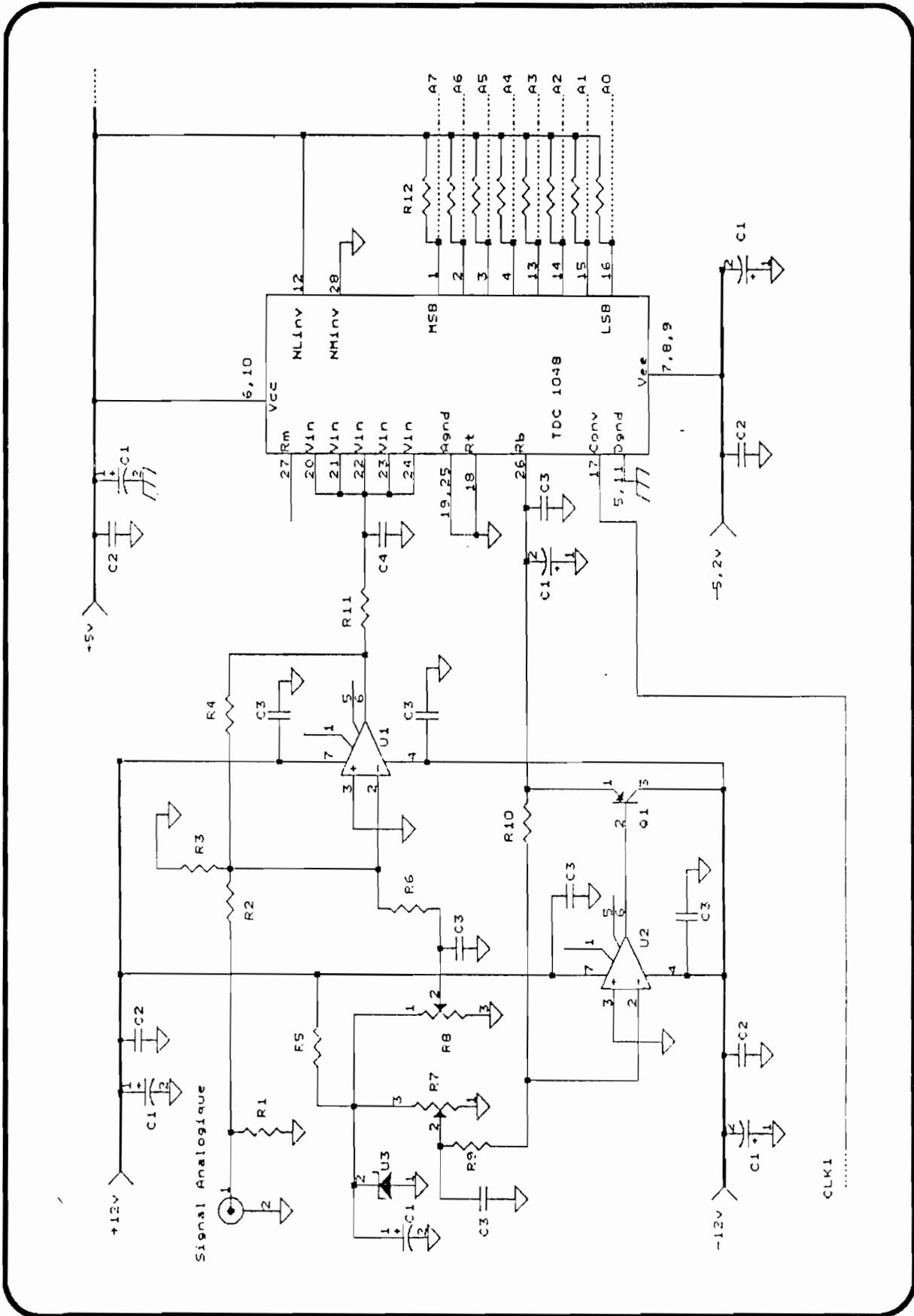


Figure 3.12: Schéma de Cablage du Convertisseur A/D

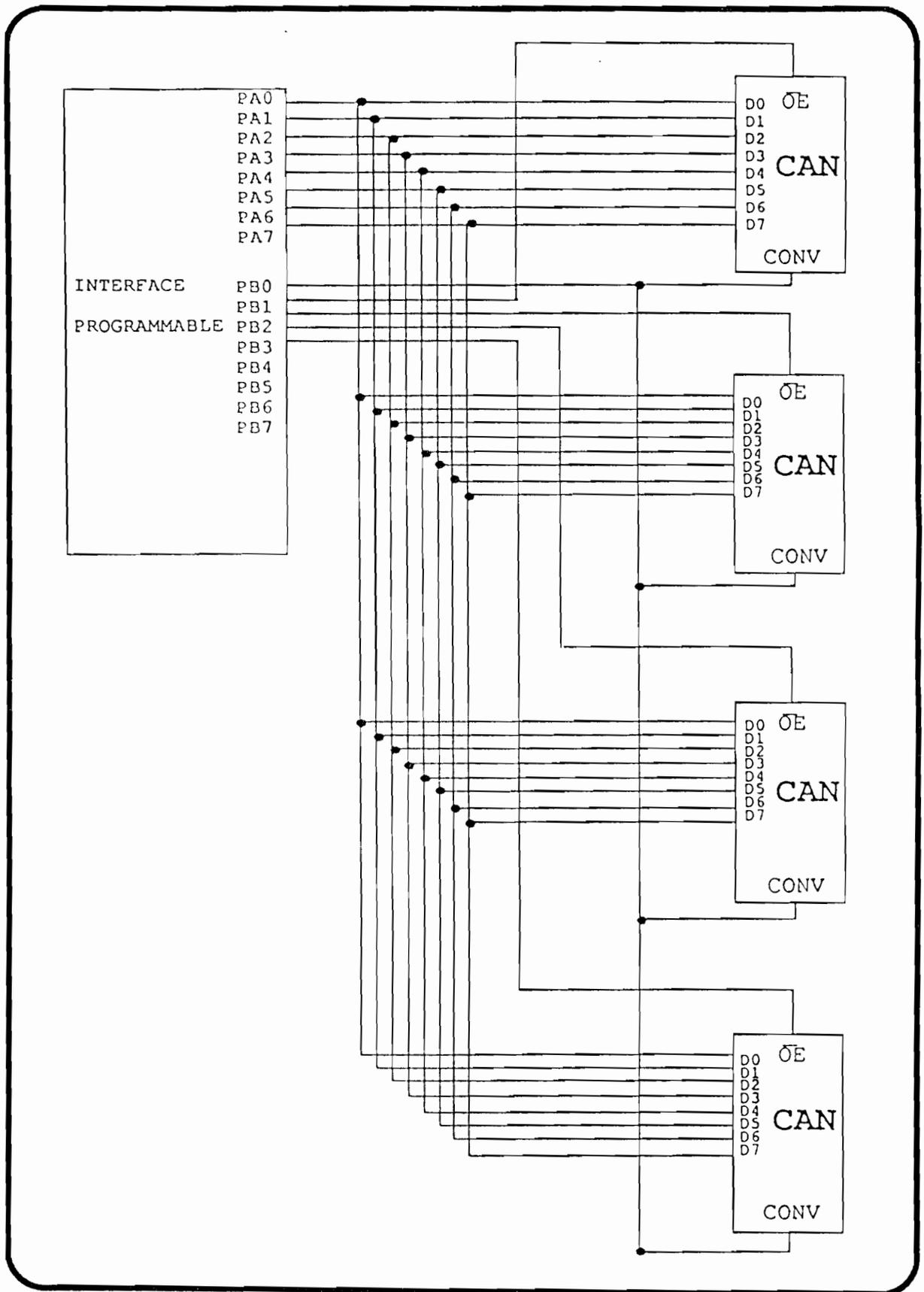


Figure 3.13: Numérisation des Signaux

### 3.8 Convertisseurs Numérique/Analogique

C'est une carte multi Entrées/Sorties de chez EUROSMART. Elle est composée de 2 sorties analogiques indépendantes programmables entre 0 et +10 Volts. L'adressage de la carte est sélectionnable par l'utilisateur permettant l'accès aux convertisseurs D/A 12 bits.

Les sorties de ces convertisseurs constituent les pondérations servant de tensions de commandes pour les multiplieurs placés après.

### 3.9 Atténuateurs

Nous avons utilisé le circuit SBL-1 comme atténuateurs pour la suppression des brouilleurs forts. Il a fallu adapter la tension de commande comprise entre -300 mV et +300 mV puisque les convertisseurs D/A délivrent des tensions de 0 à +10 V.

La réalisation est faite grâce à l'emploi d'un amplificateur opérationnel le LF-356. La figure 3.14 montre la translation en amplitude qui n'est parfaitement linéaire que pour des tensions de sorties du D/A comprises entre 2 V et 8 V.

La courbe traduisant l'atténuation en fonction de la commande est ensuite tracée sur la figure 3.15. Nous remarquons ainsi qu'une linéarisation est nécessaire pour les valeurs extrêmes de la tension de commande [44]. Ceci est fait de façon numérique dans le calculateur avant d'appliquer la tension de commande.

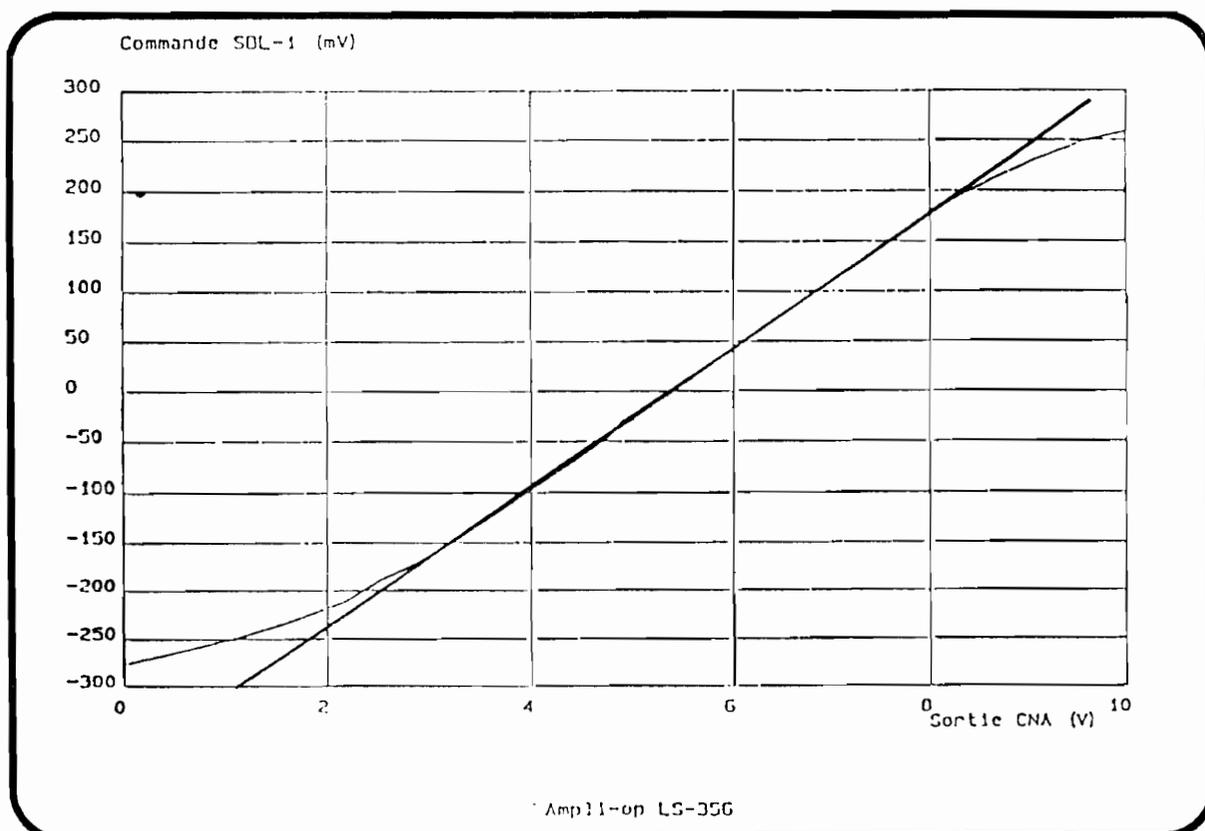


Figure 3.14: Courbe d'adaptation des Atténuateurs

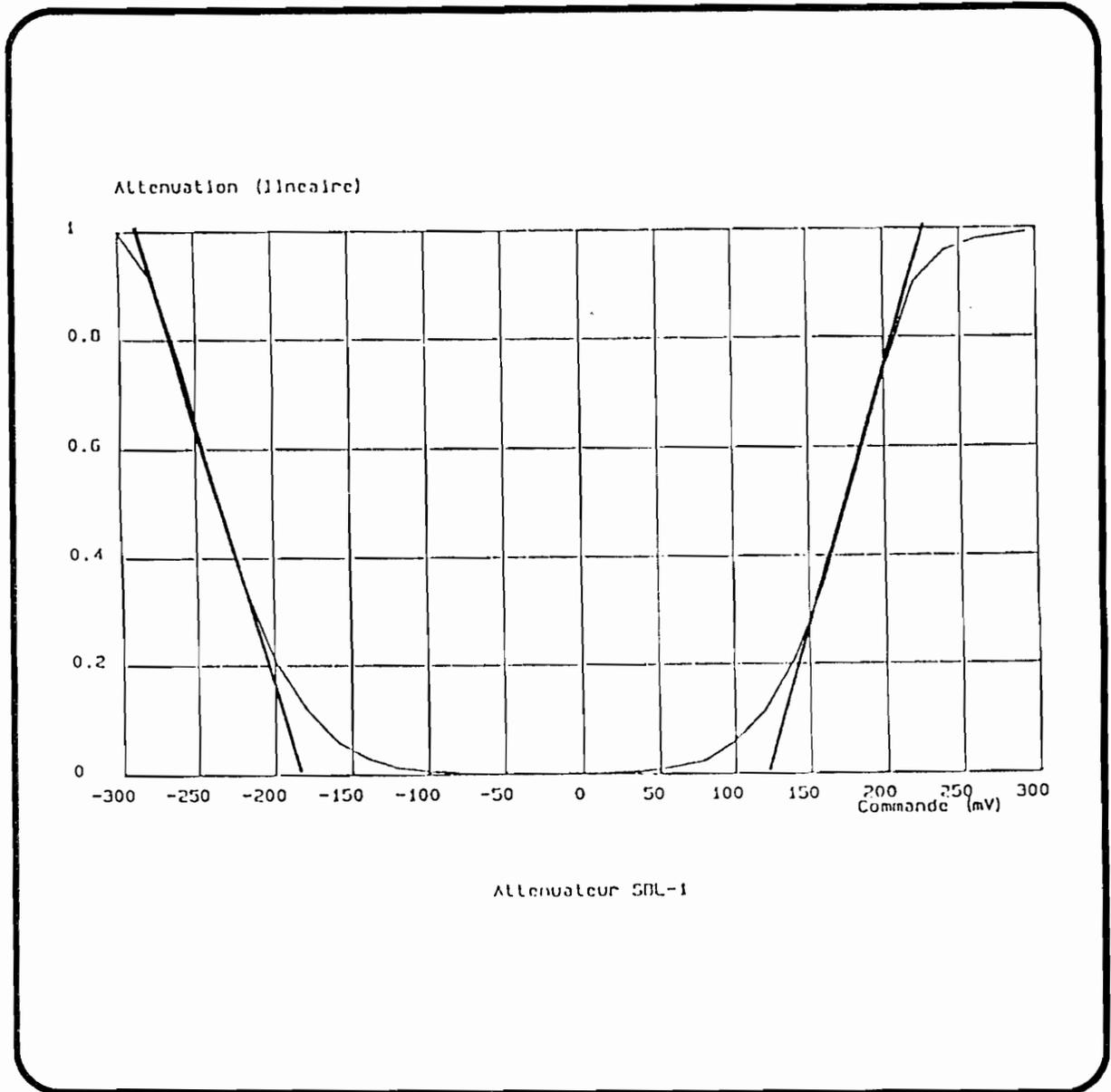


Figure 3.15: Performances des Atténuateurs

### 3.10 Sommateur pour la génération du signal de Sortie

C'est un sommateur analogique très simple au niveau conception car composé de simples résistances montées en pont pour un réseau bidimensionnel ayant quatre voies de traitement. Les résistances ont été choisies pour obtenir une impédance de sortie égale à  $50 \Omega$ .

Le signal de sortie, sommation des signaux présents dans les différentes voies de l'antenne réseau, servira au démodulateur pour la génération du signal de référence (récupération de la porteuse du signal utile).

### **3.11 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons introduit les différents composants électroniques utiles pour la réalisation de l'antenne adaptative.

La technologie microstrip a été utilisée pour réaliser les fonctions microondes comme les coupleurs et les mélangeurs tandis que les CAG, les convertisseurs A/D et D/A et les atténuateurs ont été réalisés en technologie BF classique.

L'assemblage de ces composants microondes devrait permettre de réaliser les objectifs d'antenne faible coût dans la gamme de fréquences réservées aux radiocommunications.

Des contraintes sur le choix du substrat de faible constante diélectrique avaient été imposées pour la réalisation des circuits en technologie microstrip utilisant la structure d'éléments répartis. Il est évident qu'à 900 MHz, un substrat de plus forte constante diélectrique ou l'emploi de la structure à éléments localisés serait mieux adapté à une intégration potentielle des circuits.



## CHAPITRE 4

IMPLANTATIONS FAIBLE COUT



# IMPLANTATIONS FAIBLE COUT

---

## 4.1 Introduction

Ce chapitre décrit deux réalisations d'antennes adaptatives faible coût fonctionnant à 900 MHz. Nous nous limiterons pour des raisons de simplicité à un réseau à deux éléments. Ceci n'enlève en rien la validité de l'antenne dans le cas d'un réseau de plus grande dimension car la méthode consisterait à multiplier les voies de traitement.

La première réalisation est fondée sur l'algorithme d'inversion de puissance destiné à un environnement de type brouilleurs forts, signal utile faible [36]. La première partie décrit le principe utilisé. Dans la deuxième partie, nous obtenons les performances optimales de façon théorique. La troisième partie présente l'algorithme itératif mis en oeuvre ainsi qu'une simulation de son fonctionnement. Enfin la réalisation expérimentale est décrite et les performances mesurées.

Une extension est apportée à la première réalisation en utilisant des critères plus évolués comme la minimisation de l'écart quadratique moyen et l'inversion directe de la matrice de covariance des signaux reçus [37]. Ceci fera l'objet d'une deuxième réalisation pratique améliorant ainsi les performances de l'antenne.

## 4.2 Réseau d'Inversion de Puissance Expérimental

### 4.2.1 Principe

Le schéma de principe du réseau est proposé à la figure 4.1. Il est composé de deux capteurs recevant les signaux  $x_1(t)$  et  $x_2(t)$ , d'un sommateur qui élabore le signal de sortie  $y(t)$  et d'une pondération complexe  $w$  qui modifie l'amplitude et la phase du signal présent sur l'un des capteurs.

Le critère d'adaptation choisi est de minimiser la puissance de sortie du réseau. Elle s'exprime par:

$$P_s = E \{|y(t)|^2\} = E \{|w \cdot x_2(t) + x_1(t)|^2\} \quad (223)$$

où  $E$  désigne l'espérance mathématique.

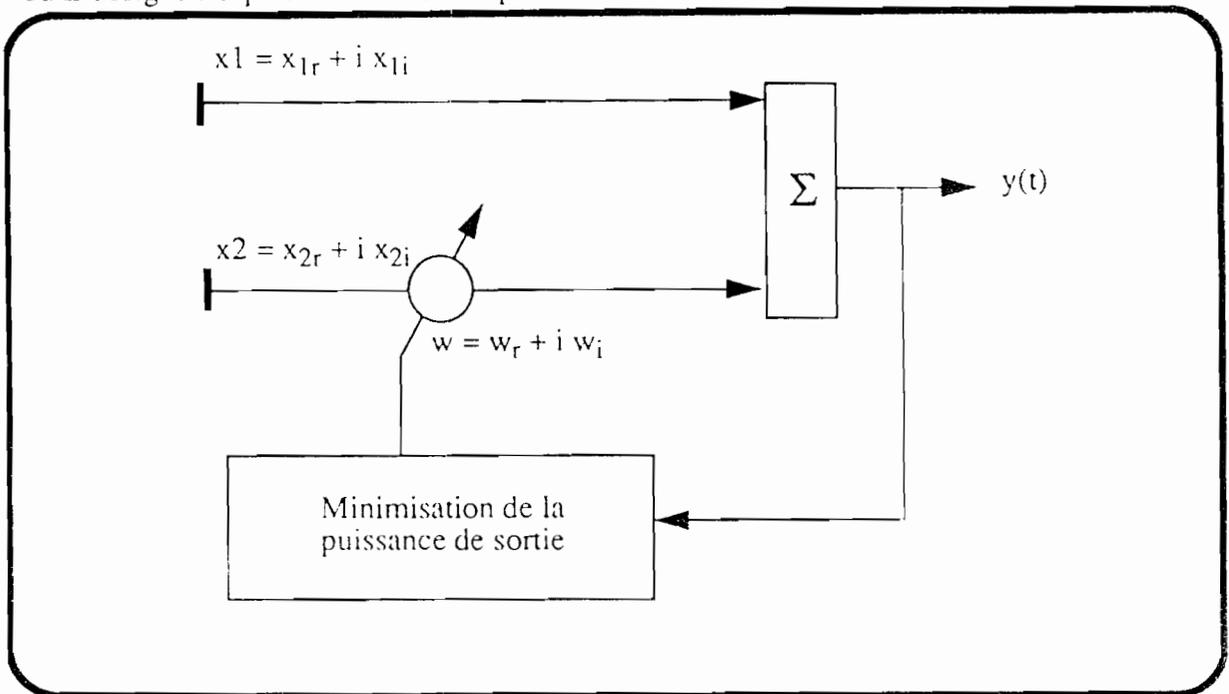


Figure 4.1: Schéma de Principe

Cette quantité est une forme quadratique de la partie réelle et imaginaire de la pondération. Elle possède donc un minimum unique obtenu pour une valeur optimale de  $w$ . La figure 4.2 donne un exemple d'une telle fonction

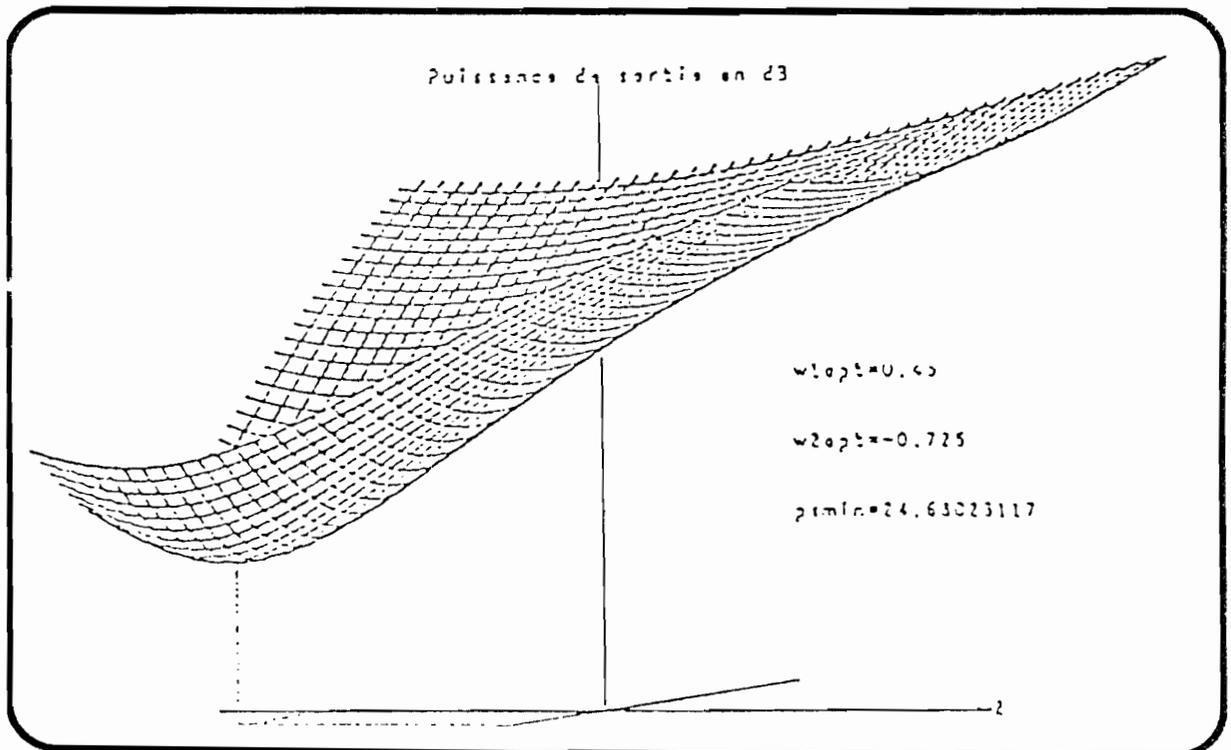


Figure 4.2: Puissance de Sortie

## 4.2.2 Performances optimales

Le gradient de la puissance de sortie  $P_s$  par rapport à  $w$  s'écrit en dérivant (223) :

$$\nabla_w P_s = 2wE\{|x_2(t)|^2\} + 2 \cdot E\{x_1(t)x_2(t)^*\} \quad (224)$$

En annulant (224), nous obtenons (225):

$$w_{opt} = -\frac{E\{x_1(t)x_2(t)^*\}}{E\{|x_2(t)|^2\}} \quad (225)$$

Dans une première étape, nous supposons la présence d'une sinusoïde à l'entrée, ce qui donne l'expression des signaux présents sur chaque élément capteur:

$$x_1(t) = e^{i\omega_o t} \quad (226)$$

$$x_2(t) = e^{i(\omega_o t + \varphi)} \quad (227)$$

où  $\varphi$  est un déphasage dû à la différence de marche d'un rayon sur le deuxième capteur.

La pondération optimale est obtenue en substituant (226) et (227) dans (225):

$$w_{opt} = -e^{-i\varphi} \quad (228)$$

Nous obtenons alors une annulation du signal de sortie :

$$y(t) = x_1(t) + w_{opt}x_2(t) = e^{i\omega_o t} - e^{i\omega_o t} = 0 \quad (229)$$

Supposons maintenant deux signaux de formes d'onde  $s_1(t)$  et  $s_2(t)$ . Les signaux capteurs s'écrivent dans ce cas:

$$x_1(t) = s_1(t) + s_2(t) \quad (230)$$

$$x_2(t) = s_1(t) e^{i\varphi_1(t)} + s_2(t) e^{i\varphi_2(t)} \quad (231)$$

$\varphi_1$  et  $\varphi_2$  sont les déphasages dus aux différences de marche pour les deux signaux.

En supposant  $s_1(t)$  et  $s_2(t)$  décorrélés, la pondération optimale s'écrit:

$$W_{opt} = -\frac{P_1 e^{-i\varphi_1(t)} + P_2 e^{-i\varphi_2(t)}}{P_1 + P_2} \quad (232)$$

$P_1$  et  $P_2$  sont respectivement les puissances de  $s_1$  et  $s_2$ .

Le gain dans la direction du signal 1 s'écrit:

$$g_1 = \frac{P_2}{P_1 + P_2} \left( 1 - e^{-i(\varphi_1 + \varphi_2)} \right) \quad (233)$$

En inversant les indices, nous retrouvons une expression analogue pour le signal 2.

Nous pouvons alors calculer le rapport  $g_1$  sur  $g_2$  en sortie:

$$\frac{g_1}{g_2} = \left[ \frac{g_1}{g_2} \right]^2 \frac{P_1}{P_2} \quad (234)$$

Le rapport de la puissance du signal 1 sur celle du signal 2 en sortie s'exprime par:

$$\frac{g_1}{g_2} = \frac{P_2}{P_1} \quad (235)$$

Nous obtenons dans ce cas une inversion du rapport des puissances d'entrée. Ceci limite le cas d'utilisation du réseau aux brouilleurs forts.

Pour des raisons de simplicité, le calcul précédent a été mené en supposant l'absence de bruit thermique au niveau des capteurs. Dans un cas plus réaliste, les performances ont été évaluées numériquement.

La puissance des signaux à la sortie du réseau a été tracée sur la figure 4.3 en fonction de la puissance d'entrée pour un signal utile de 0 dB, un bruit thermique de 0 dB et un brouilleur dont la puissance varie entre -20 et +100 dB.

Nous pouvons observer l'annulation du brouilleur dès que sa puissance devient supérieure à celle du signal utile.

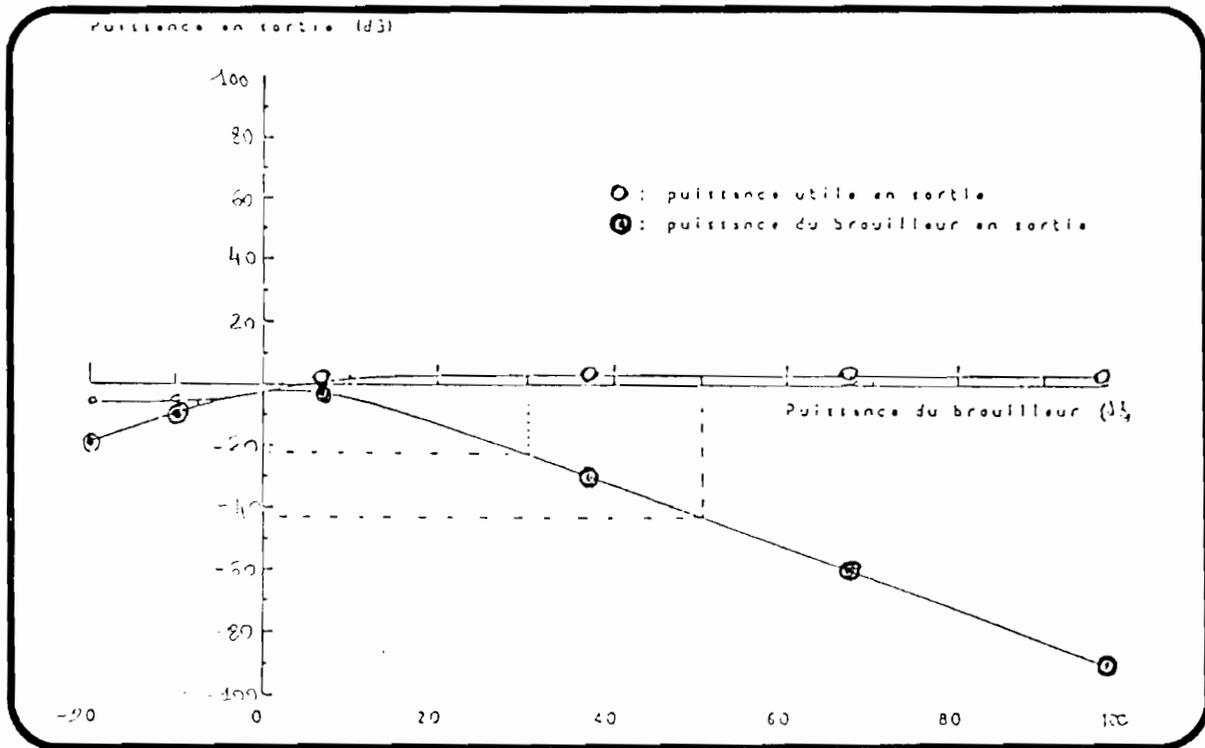


Figure 4.3: Performances Optimales

### 4.2.3 Algorithme Itératif

Un algorithme du gradient a été choisi. Il permet au réseau de converger vers la solution optimale de façon itérative avec un coût de calcul minimal. Rappelons que ce type d'algorithme consiste à faire évoluer les pondérations dans la direction de la plus forte pente, c'est-à-dire selon l'expression:

$$w_{k+1} = w_k - \mu \nabla_w P_s(w_k) \quad (236)$$

où  $\mu$  est une constante dont dépendent la convergence et la rapidité d'adaptation de l'algorithme,  $\nabla_w P_s(w_k)$  est le gradient de la puissance de sortie du réseau pour la pondération  $w_k$  et  $k$  est l'indice de l'itération.

Le problème essentiel est donc l'estimation du gradient. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées. Par exemple, citons la méthode du gradient stochastique qui consiste à remplacer le gradient dans (224) par son expression moyennée à l'instant  $t$ :

$$\nabla_w P_s(w_k) = 2w \{ |x_2(t)|^2 + 2x_1(t)x_2^*(t) \} \quad (237)$$

$$\nabla_w P_s(w_k) = 2x_2^*(t)y(t) \quad (238)$$

Cette méthode présente l'inconvénient de nécessiter la mesure simultanée des deux signaux  $x_2(t)$  et  $y(t)$ . Elle est cependant envisageable dans le cas d'une réalisation analogique [42].

Une méthode plus simple consiste à estimer le gradient en perturbant le système. La pondération est modifiée d'une quantité  $\delta$ . Nous déduisons alors une estimée du gradient par la formule (méthode des perturbations symétriques) :

$$\nabla_w P(w_k) = \frac{P(w_k + \delta) - P(w_k - \delta)}{2\delta} + \frac{iP(w_k + i\delta) - P(w_k - i\delta)}{2\delta} \quad (239)$$

Une simulation de cet algorithme a été effectuée à l'aide d'un ordinateur PC. Un exemple de résultat mettant en évidence la convergence exponentielle de l'algorithme est tracé à la figure 4.4.

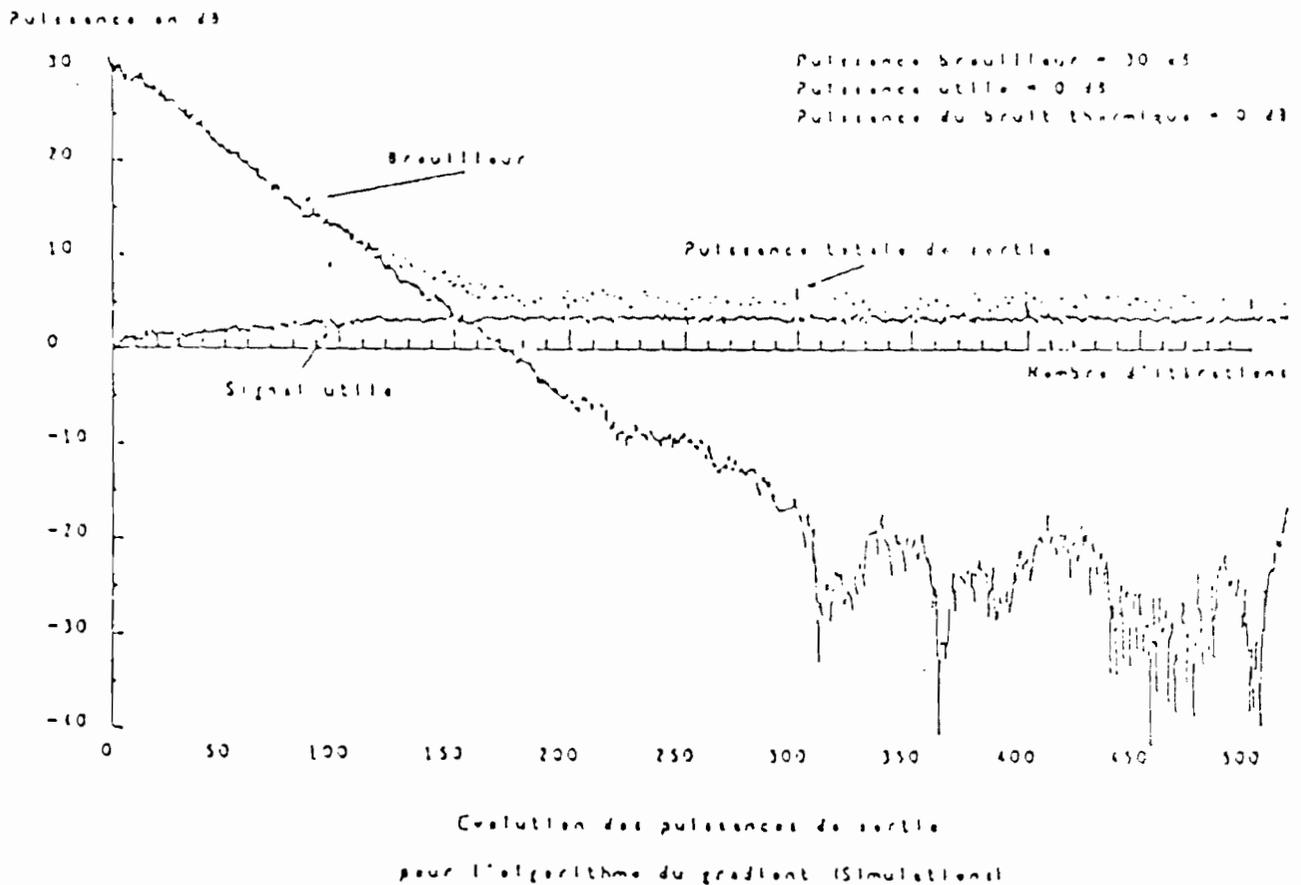


Figure 4.4: Simulation de l'Algorithme

4.2.4 Dispositif et Résultats Expérimentaux

Le schéma du dispositif expérimental est représenté à la figure 4.5. Le choix a été fait de traiter les signaux en fréquence intermédiaire à 20 MHz.

Les signaux incidents sur les capteurs ( patchs rectangulaires à 900 MHz ) sont amplifiés puis transposés en fréquence pour obtenir deux signaux en quadrature pour la voie pondérée. les deux pondérations réelles sont réalisées au moyen de multiplieurs ( MC 1496 ).

La sortie du réseau est connectée à un analyseur de spectre qui permet d'une part de mesurer la puissance de sortie pour l'algorithme et d'autre part de mesurer la puissance des différents signaux en sortie pour estimer les performances de l'algorithme.

Le tout est commandé par un ordinateur de type PC qui exécute également l'algorithme d'adaptation.

En émission, nous disposons d'un signal utile et d'un brouilleur obtenus au moyen de deux générateurs alimentant deux patchs rectangulaires.

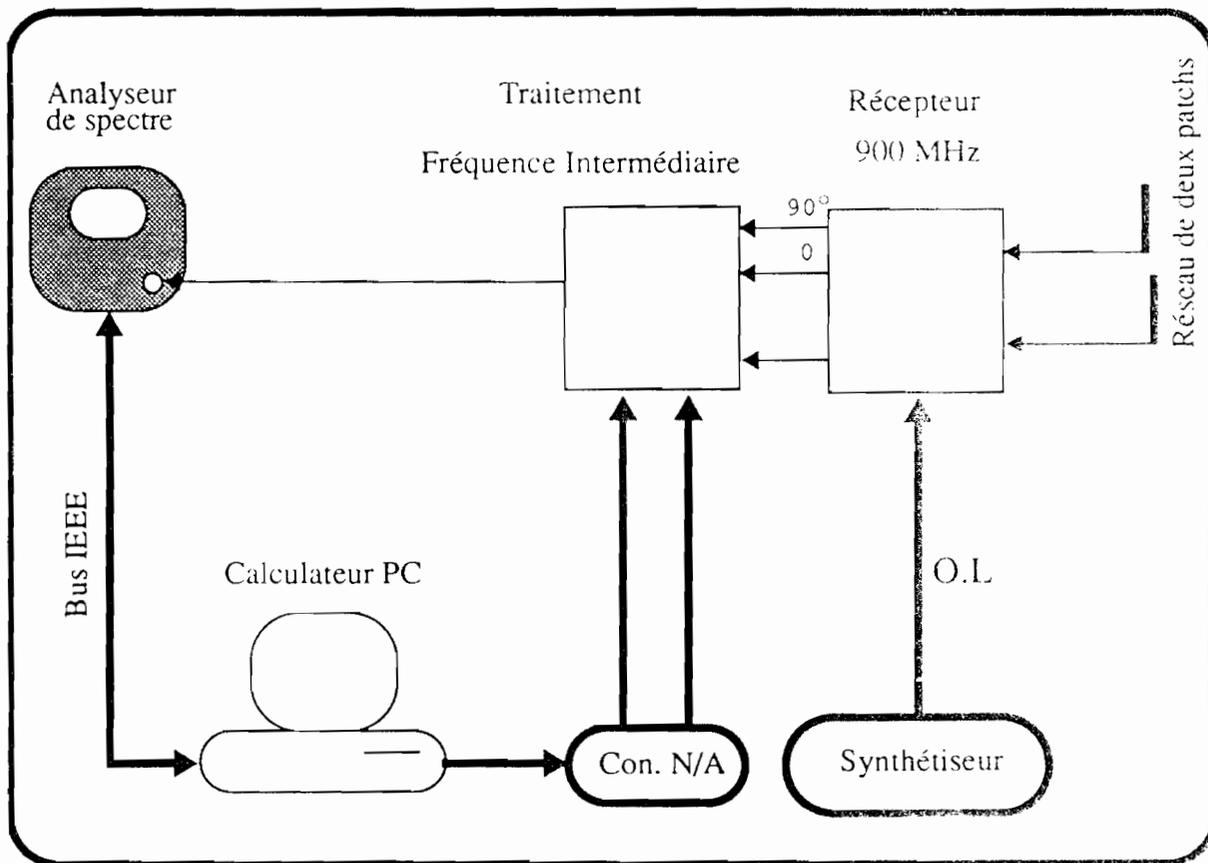
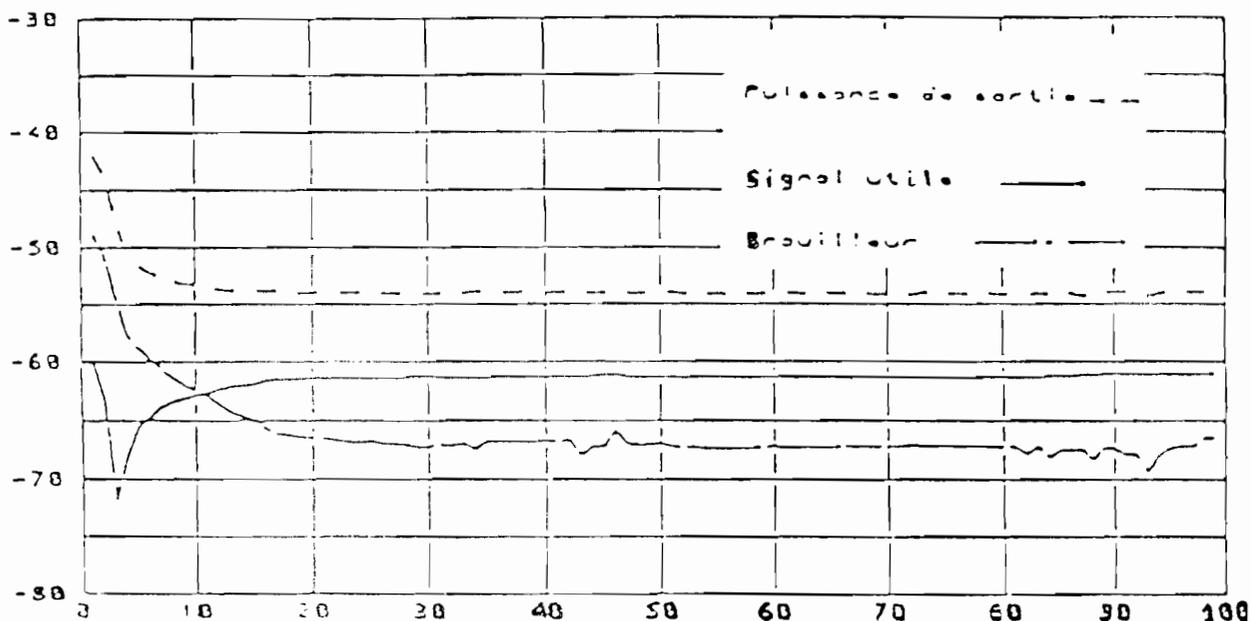


Figure 4.5: Synoptique du Dispositif Expérimental

Un exemple de résultats expérimentaux est indiqué à la figure 4.6. Nous pouvons observer la décroissance de la puissance du brouilleur (par convention le signal de plus forte puissance). Le rapport signal à brouilleur est à l'origine de l'ordre de -12 dB et tend à s'inverser à la convergence (+8 dB).

Puissance dBm



Nombre d'itérat

Figure 4.6: Résultats Expérimentaux

#### 4.2.5 Conclusions

Un réseau d'antennes adaptatif fonctionnant à 900 MHz associé au dispositif permettant de tester ses performances a été construit. Le critère de minimisation de la puissance de sortie a été implémenté au moyen d'un algorithme aisé à mettre en oeuvre et permettant d'envisager des réalisations faible coût.

Le test a été effectué sur des signaux sinusoidaux dans une salle banalisée donc sans précautions particulières vis-à-vis des multitrajets. Les performances expérimentales sont proches des performances théoriques.

Dans le paragraphe suivant, une extension de cette étude sera faite permettant d'implanter des algorithmes capables de traiter les signaux dans leurs généralités sans restriction aucune concernant le niveau des brouilleurs. L'utilisation d'un critère plus évolué comme la minimisation de l'erreur quadratique moyenne par rapport à un signal de référence peut satisfaire les performances préalablement escomptées.

### 4.3 Extension aux Algorithmes utilisant un Signal de Réplique

#### 4.3.1 Introduction

La réalisation précédente dite d'inversion de puissance utilisant la méthode des perturbations ne permet pas de traiter tous les cas de figure concernant le niveau des signaux issus de la source d'interférence. Elle est uniquement prédestinée aux brouilleurs de forte puissance par rapport au signal utile. De plus, les pondérations du réseau sont calculées à partir de la seule connaissance du signal de sortie et non des signaux disponibles à l'entrée de l'antenne réseau.

Pour généraliser cette méthode, les algorithmes des moindres carrés et d'inversion directe de la matrice de covariance basés sur l'emploi d'une réplique (signal de référence fortement corrélé avec le signal utile) sont implantés.

Une antenne adaptative utilisant ces algorithmes peut prendre trois formes:

1) elle peut être entièrement numérique [30]: dans ce cas le signal à la sortie du réseau est obtenu sous forme discrète:

$$y(k) = W^{\dagger}(k) X(k) \quad (240)$$

avec les spécifications suivantes:

$X(k)$  :  $k^{\text{ième}}$  échantillon du vecteur signal reçu

$W(k)$  : vecteur pondérations complexes

$y(k)$  : signal de sortie correspondant

2) elle peut se présenter sous forme analogique et numérique (hybride) [45]: dans ce cas, les signaux capteurs sont toujours échantillonnés mais ces échantillons servent seulement à établir les pondérations discrètes qui contrôlent les multiplieurs analogiques. Le signal de sortie reste sous forme analogique.

3) elle peut être entièrement analogique [42]: ce récepteur est simple à implanter car il utilise des fonctions simples comme les multiplieurs, les amplificateurs ou les intégrateurs. De plus une réalisation en hyperfréquence est possible juste derrière les capteurs.

L'avantage de l'implantation hybride est que les signaux peuvent être échantillonnés à une fréquence inférieure à la fréquence de Nyquist puisque les échantillons ne servent pas à reconstituer les signaux mais seulement à générer les pondérations. Par contre, la boucle ouverte qu'elle engendre peut engendrer des problèmes de stabilité de l'algorithme d'adaptation si les pondérations initiales ne sont pas correctement choisies.

Compte tenu des contraintes de matériel disponible, notre réalisation portera sur la deuxième structure d'implantation. Le réseau est toujours bidimensionnel mais utilise maintenant quatre voies de traitement. Les mesures des performances sont faites en laboratoire au moyen d'un simulateur de signaux capteurs. Des tests sur des signaux réels pourront ensuite être envisagés en particulier dans un environnement sujet aux multitrajets plus complexes.

4.3.2 Principe

Un tel réseau comprend un module qui assure les fonctions de transposition en fréquence intermédiaire, des fonctions d'amplification et de filtrage.

Deux types de récepteurs existent, soit à double conversion de fréquence pour une voie en phase et la voie en quadrature, soit un dispositif à génération par transformée de des voies en phase et en quadrature. Les figures 4.7.a et 4.7.b en apportent une illustration.

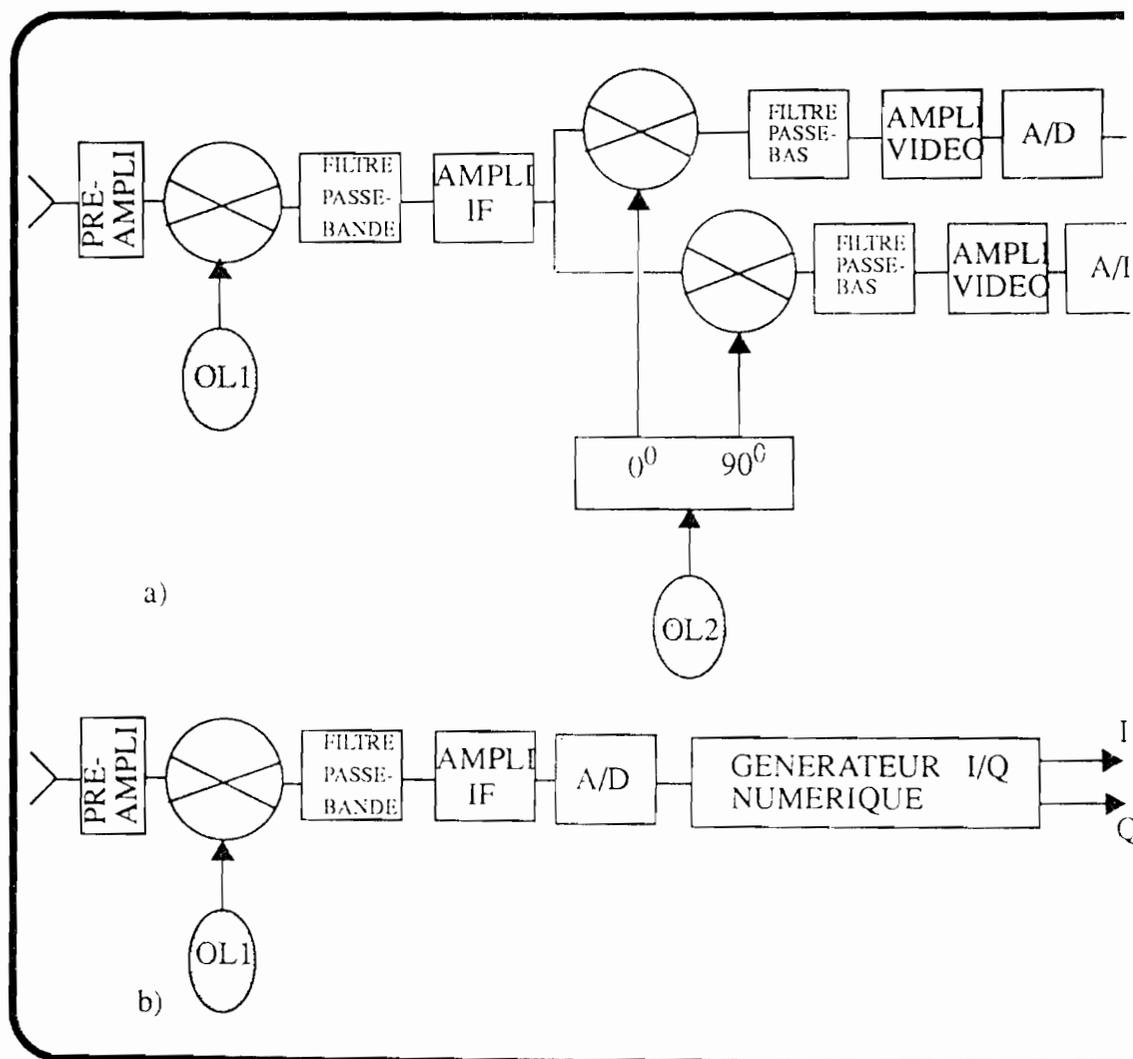
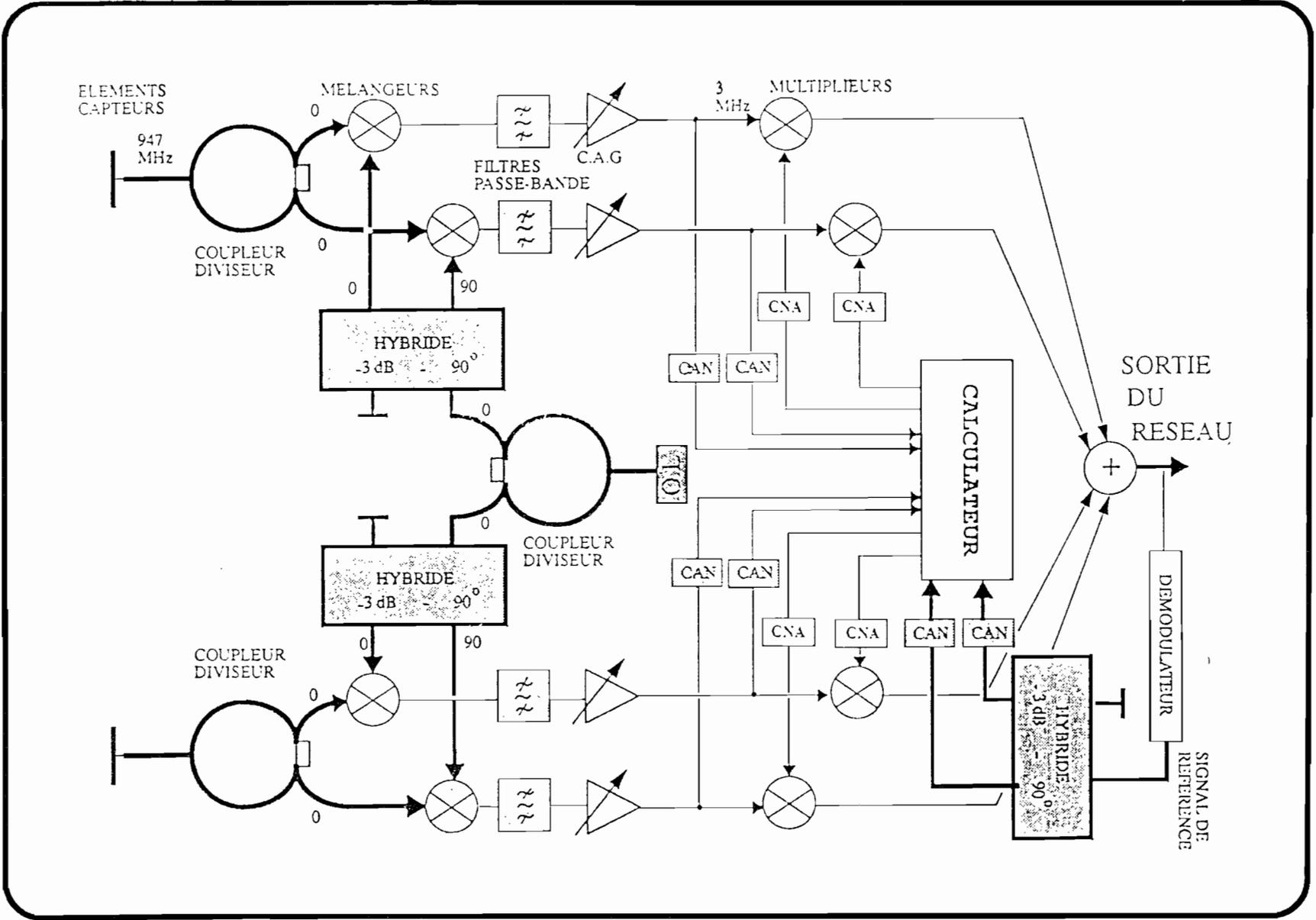


Figure 4.7: Génération des Voies de Traitement

Notre dispositif est basé sur la première implantation avec l'emploi d'un seul oscill local. Le schéma de la maquette est donné par la figure 4.8.

Figure 4.8: Récepteur adaptatif optimal



Le signal analogique de réception en bande étroite issu de chaque élément capteur est décomposé en phase et en quadrature avant d'être transposé en fréquence.

Le choix d'une fréquence intermédiaire de 3 MHz est imposé par les limites de fonctionnement en fréquence des convertisseurs A/D placés dans chaque voie de traitement pour la numérisation des signaux (fréquence maximale de traitement égale à 7 MHz).

L'acquisition numérique permet, au moyen d'un algorithme, la génération de pondérations qui servent ensuite de tensions de commande aux multiplieurs analogiques grâce aux convertisseurs D/A.

Les signaux disponibles sont alors dirigés vers un organe de sommation analogique pour élaborer le signal de sortie de l'antenne réseau.

Dans un premier temps, le traitement se fera à l'aide d'un simulateur de signaux capteurs. Le modèle de signaux utilisés en réception est décrit ci-dessous. Le signal qui servira de réplique sera récupéré à partir de la composante utile disponible à l'entrée du réseau.

Le signal d'erreur est formé numériquement en effectuant la différence entre le signal de sortie et le signal de référence.

Le cas réel sera ensuite appliqué à l'aide d'un démodulateur analogique permettant de récupérer la porteuse du signal utile. Un exemple de réalisation sera proposé dans ce chapitre.

### 4.3.3 Simulateurs de Signaux Capteurs

#### 4.3.3.1 Principe

Pour contrôler parfaitement les sources, un simulateur de signaux a été conçu. L'objectif est de générer des signaux capteurs correspondant à un modèle de sources bien défini.

Le modèle choisi est celui de deux signaux arrivant avec une incidence différente sur un réseau à deux éléments. La configuration est donnée par la figure 4.9.

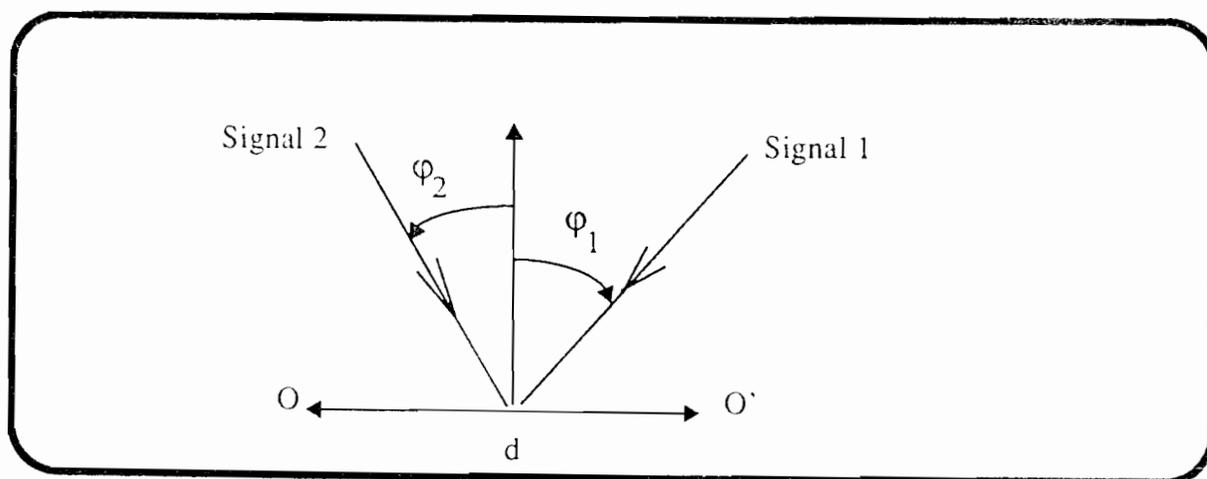


Figure 4.9: Modèle d'Antenne Réseau

L'angle d'incidence  $\varphi$  est repéré par rapport à la normale au réseau. La distance interélément est notée  $d$ .

Le vecteur signal s'écrit:

$S(t) = s_1(t) S_1 + s_2(t) S_2$  où  $s_1$  et  $s_2$  désignent les formes d'onde des sources et  $S_1$  et  $S_2$  les vecteurs sources correspondants.

$$S_k = e^{ik\alpha} \left[ e^{i((2\pi)/\lambda) d \sin \varphi_k} \right] \quad k=1, 2 \quad (241)$$

Pour des raisons de disponibilité de composants, la configuration de la figure 4.10 est adoptée. Elle correspond au cas où le signal utile est en incidence normale.

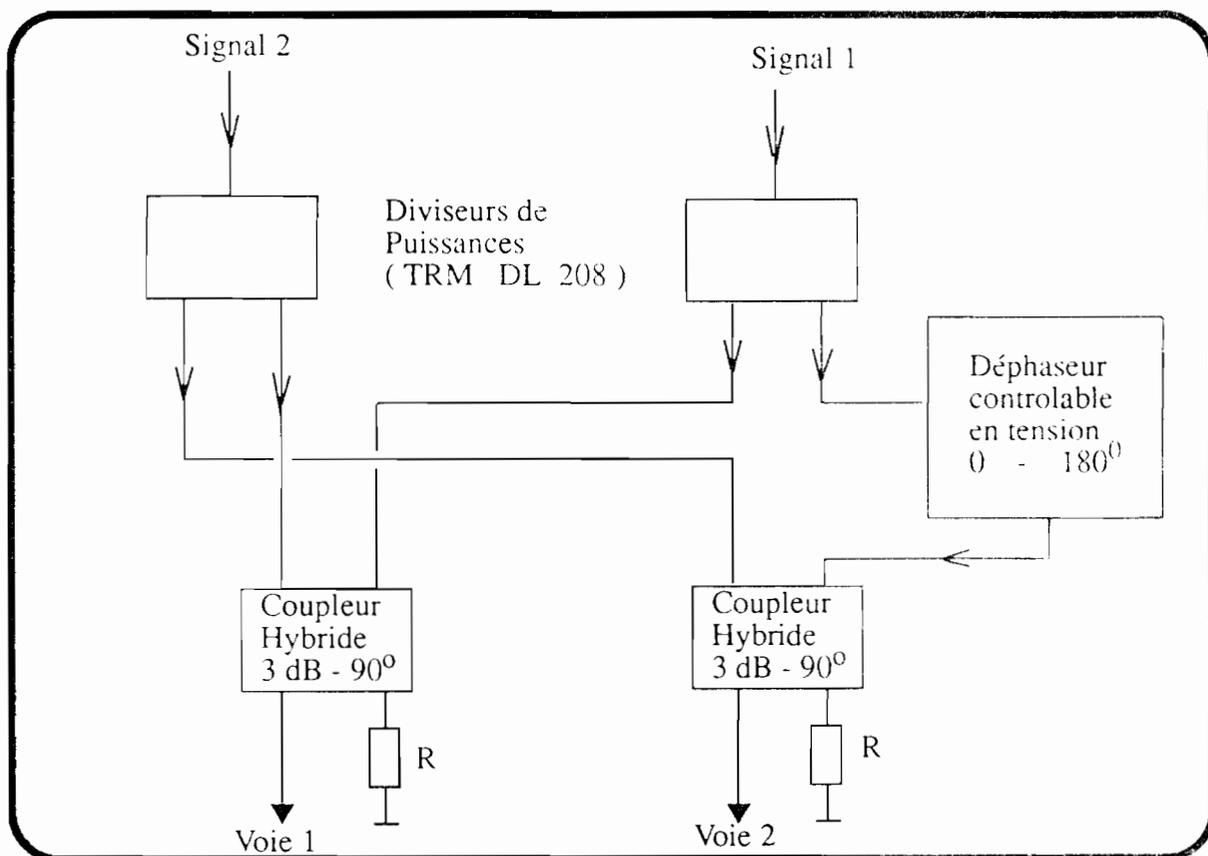


Figure 4.10: Synoptique du Simulateur

Le déphaseur contrôlable en tension a été réalisé par J. P. COUPEZ [35]. Une photographie de ce dispositif est reproduite à la figure 4.11.

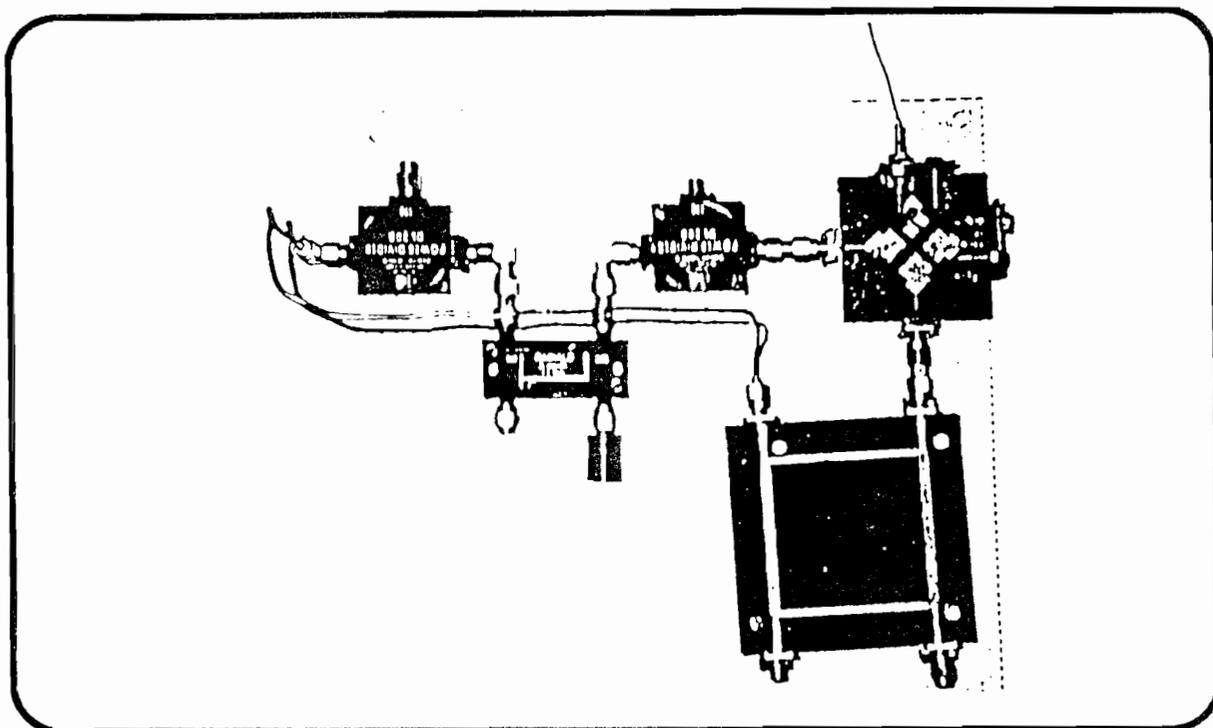


Figure 4.11: Modules UHF du Simulateur de Signaux

#### 4.3.3.2 Etude du déphaseur

Des mesures réalisées avec un analyseur de réseau du type HP 8510 donnent les caractéristiques suivantes pour une tension de commande égale à 0 V et à la fréquence de 947 MHz.

La variation d'amplitude pour le transfert Signal 1  $\rightarrow$  Voie 2 est due au déphaseur.

En prenant comme référence la voie 1, nous obtenons les déphasages suivants:

	Voie 1	Voie 2
Signal 1	- 9.3	- 6.45
Signal 2	- 7.6	- 7.17

Amplitude ( dB )

	Voie 1	Voie 2
Signal 1	- 7.9	21
Signal 2	- 132	- 111

Phase ( ° )

Tableau 4: Performances du Déphaseur

La variation d'amplitude pour le transfert Signal 1 → Voie 2 est due au déphaseur.

En prenant comme référence la voie 1, nous obtenons les déphasages suivants:

	Voie 2	Voie 1
Signal 1	- 28.9	0
Signal 2	- 21	0

Phase (°)

Tableau 5: Différence de Phase entre les Signaux capteurs

Le déphasage Signal 1 / voie 2 noté  $\Phi$  en fonction de la tension de commande  $V$  qui varie entre 0 et 10 V est donné par la figure suivante. Nous avons pris comme référence de phase la phase correspondant à une tension de commande égale à 0 V.

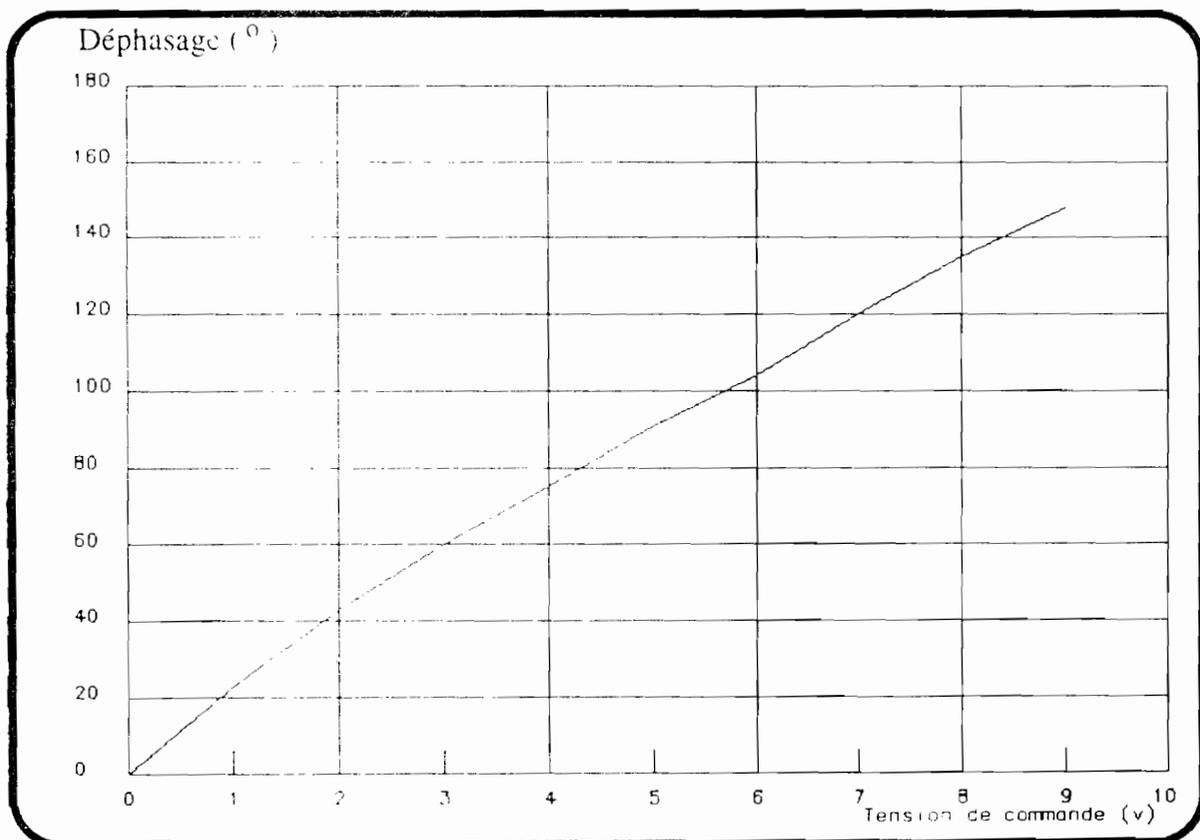


figure 4.12: Variation du Déphasage en fonction de la Tension de Commande

Nous pouvons relier le déphasage  $\Phi$  du signal 1 en fonction de la commande  $V$  par la relation:

$$\Phi = A \cdot V + B$$
$$A = 15.8 \quad \text{et} \quad B = -21.28 \quad (242)$$

Pour faire apparaître l'angle  $\varphi$ , il suffit d'écrire:

$$\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \varphi = AV + B \quad (243)$$

d'où:

$$\varphi = \text{Arcsin} \left[ \frac{\lambda (AV + B)}{2\pi d} \right] \quad (244)$$

et

$$V = \left[ \frac{2\pi d \sin \varphi}{\lambda} - B \right] / A \quad (245)$$

Pour  $d = \lambda$  nous obtenons:

$$\varphi = \text{Arcsin} \left[ \frac{AV + B}{360} \right] \quad (246)$$

$$V = \frac{360 \sin \varphi - B}{A} \quad (247)$$

L'application des valeurs numériques de  $A$  et  $B$  nous montre que  $\varphi$  ne peut varier qu'entre  $0$  et  $22^\circ$

### 4.3.4 Système de Génération d'un Signal de Référence

#### 4.3.4.1 Schéma fonctionnel

Le système générateur est très souvent implanté à la sortie de l'antenne (figure 4.13). Cette procédure favorise un traitement simultané de réjection du brouillage et de formation d'une référence. D'autres procédures exploitant la sortie d'un élément capteur existant [23]. Elles nécessitent par contre un traitement plus rigoureux surtout lorsque l'environnement des brouilleurs est complexe.

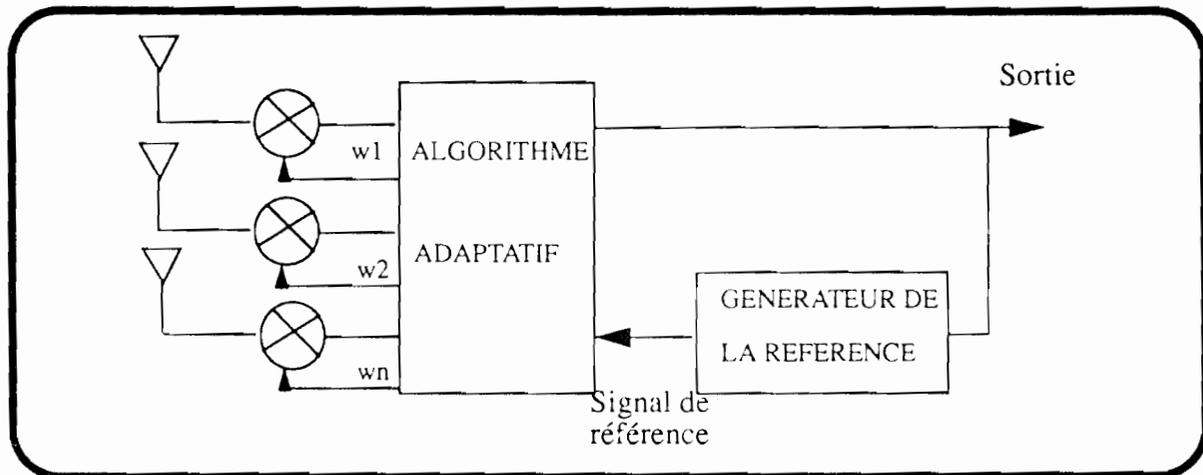


Figure 4.13: Synoptique du Générateur d'un Signal de Référence

#### 4.3.4.2 Caractéristiques et techniques de génération d'un signal de référence

Pour approcher les performances optimales de l'algorithme du signal de référence, le système générateur doit être en mesure de fournir un signal corrélé avec la source utile et non corrélé avec les sources de bruit. Pour que cette corrélation soit maintenue, il doit aussi être synchronisé avec le signal de sortie car à une mauvaise synchronisation correspond une décorrélacion et donc une réjection voire une élimination du signal utile.

Dicarlo [23] propose de générer cette référence à partir de la sortie de l'antenne avec un système récupérateur de porteuse  $p_{ref}$  comportant un filtre passe-bande et un limiteur. Cette méthode n'est pas optimale car elle peut présenter des problèmes liés à la dynamique du signal de référence. De plus la corrélation n'est pas suffisante dans le cas d'un signal modulé.

D'autres techniques de génération (d'ailleurs peu nombreuses) sont basées essentiellement sur certains types de modulations du signal utile [37]. Les plus connues s'articulent autour des modulations d'amplitude, de phase (MDP2, MDP4) et de fréquence (FSK: Frequency Shift Keying). Les deux premières techniques utilisent des séquences de codes PN (Pseudo-noise) dans la modulation du signal utile tandis que la dernière fait usage du codage Markovien.

Tous ces systèmes générateurs se trouvent confrontés aux délicats problèmes inhérents à une implantation pratique que nous allons décrire dans les paragraphes suivants.

### 4.3.4.2.1 Problème lié à l'amplitude de la référence

Dans le chapitre 1, nous avons montré que l'amplitude du signal de référence  $d(t)$  agit étroitement sur chaque composante du vecteur poids. Le contrôle de la dynamique de ce signal s'avère donc prépondérant pour obtenir de bonnes performances. Lorsque l'amplitude de  $d(t)$  est trop faible, des erreurs dues à la quantification (implantation numérique) ou des problèmes de fonctionnement des multiplieurs (cas analogique) apparaissent [38][42]. Par contre, une grande valeur de cette amplitude peut engendrer la saturation des poids d'où un problème d'instabilité.

L'idée de base est de la maintenir constante pour obtenir un signal de sortie fixe quel que soit le niveau du signal d'entrée en faisant attention à la saturation des pondérations.

### 4.3.4.2.2 Problème lié à la phase de la référence

Une erreur de phase n'a pas de conséquence sur le rapport signal à bruit théorique en sortie car un facteur commun représentant un déphasage se retrouve sur les pondérations. Cependant, elle peut engendrer une oscillation de ces coefficients à une fréquence autre que celle du signal de sortie [4] ce qui provoque une gêne pour la synchronisation.

### 4.3.4.2.3 Problème lié à la fréquence de la référence

Le même problème d'oscillation des coefficients de pondérations introduisant une modulation de fréquence parasite est observé lorsque la fréquence du signal de référence n'est pas proche de celle du signal utile (cf 4.3.4.4.2). En plus les poids peuvent être mis à zéro lorsque cet écart s'accroît ce qui empêche le fonctionnement du réseau [4].

### 4.3.4.2.4 Méthodes d'implantation de la référence

#### A) UTILISATION DE CODES PN(codes pseudo aléatoires)

C'est la méthode dite d'étalement de spectre car une séquence de codes PN s'ajoute à la modulation du signal utile [37]. La figure 4.14 donne une idée sur son fonctionnement. La séquence PN connue du récepteur est utilisée pour étaler les éventuels brouilleurs se superposant au signal utile avant d'être fortement atténués par le filtre passe-bande placé derrière le premier multiplieur. Le signal utile subit l'opération inverse (compression) et peut être recueilli à la sortie, décorrélé des sources de bruit pour servir à la génération d'une référence.

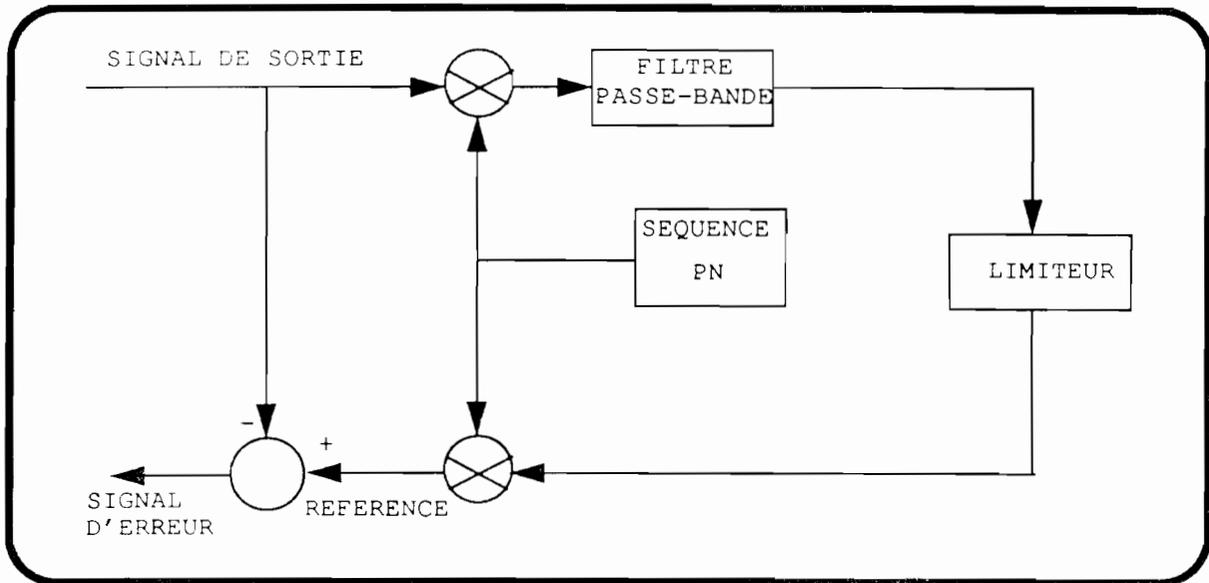


Figure 4.14: Génération d'une référence à l'aide de Codes PN

B) UTILISATION DES CODES MARKOVIENS

Une des propriétés essentielles d'un codage Markovien réside sur la dépendance statistique entre les bits formant le message à transmettre c'est-à-dire que la probabilité d'apparition d'un 0 ou 1 (code binaire) à l'instant  $n$  ne dépend que de l'état précédent (figure 4.15).

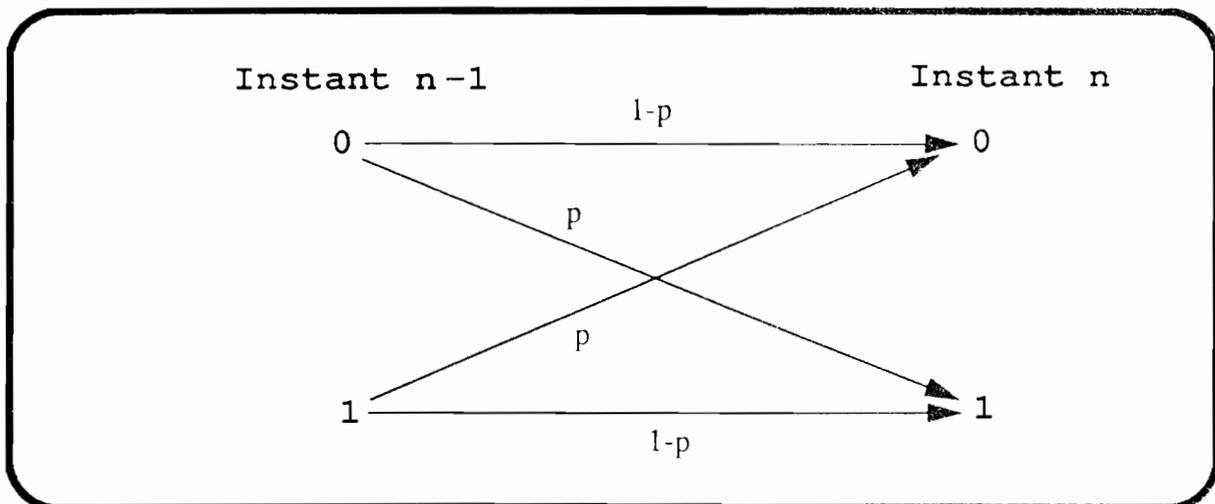


Figure 4.15: Codage Markovien

Cette propriété permet la prédiction de bits émis à partir du symbole détecté. La corrélation entre le signal utile et la référence dépend du nombre de bits prédits avec exactitude c'est-à-dire que  $p$  doit être proche de 0 ou 1. Or en examinant la formule de l'entropie correspondant à l'émission d'un bit:

$$H = -p \cdot \text{Log}_2 p - (1 - p) \text{Log}_2 (1 - p) \quad (248)$$

on constate que H et donc l'information transmise par élément binaire, tend vers 0 quand p tend vers 0 ou 1. Par conséquent, pour obtenir une bonne prédiction, il faut un débit de symboles important donc une plus grande bande passante que pour p=1/2 (entropie maximale).

Cette méthode a fait l'objet d'une étude théorique [4] pour une modulation de type FSK du signal utile. Le schéma fonctionnel est donné par la figure 4.16.

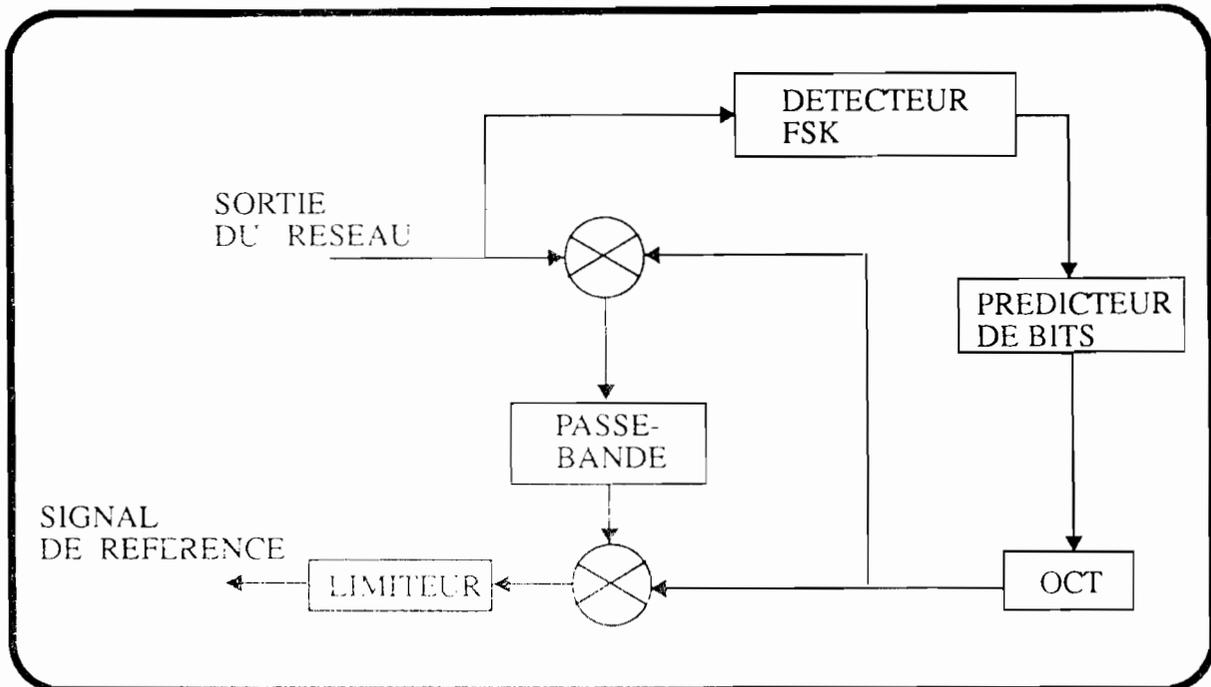


Figure 4.16: Génération d'une référence par Codage Markovien

Nous en avons réalisé une version pratique originale dans sa conception [39]. Le schéma fonctionnel se décompose en cinq fonctions principales:

1) une fonction démodulation de fréquence qui démodule une fréquence porteuse de 3.455 MHz (fréquence intermédiaire de travail). Notre choix s'est porté sur le circuit NE 605 donné par le schéma fonctionnel de la figure 4.17. Ce composant présente l'avantage de disposer de fonctions d'oscillateur, d'amplificateur IF et de limiteur.

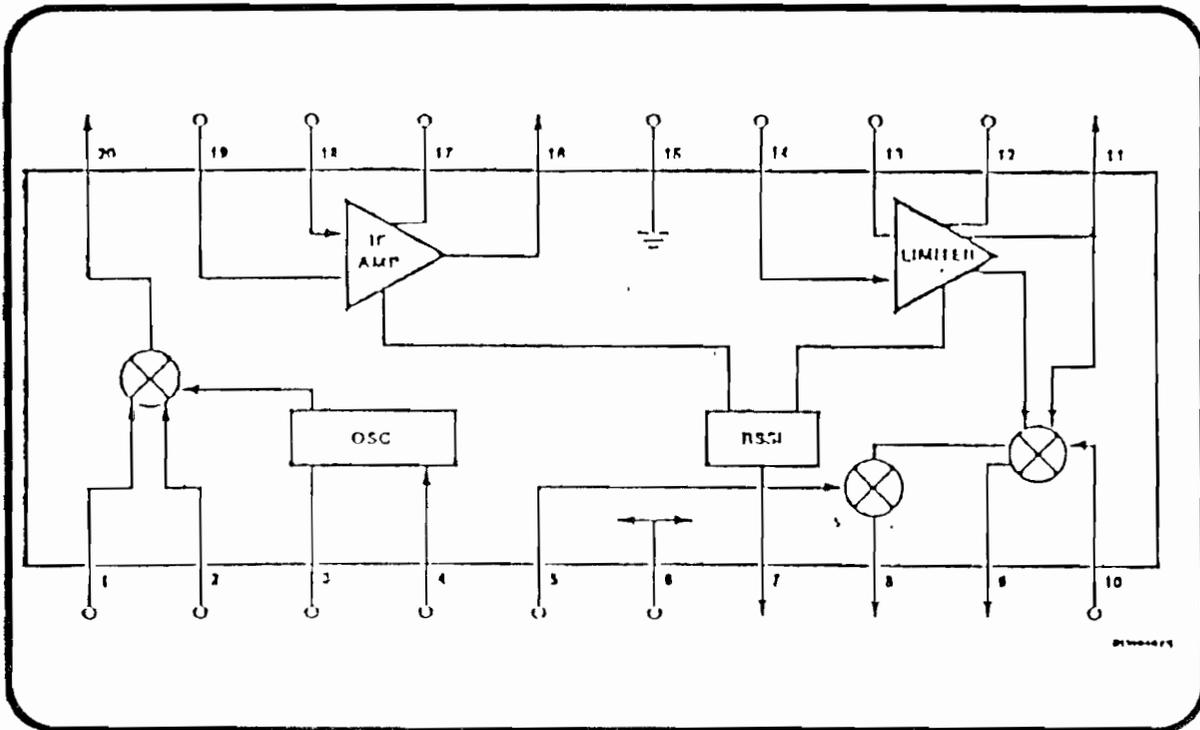


Figure 4.17: Schéma Fonctionnel du démodulateur

2) une fonction multiplieur. De nombreux circuits peuvent la réaliser comme le MC 1496.

3) une fonction filtrage passe-bande centrée sur 455 KHz avec une atténuation la plus élevée possible pour les fréquences situées autour de  $455 \pm 6KHz$  (cas où la prédiction serait fausse).

Ce filtre doit donc présenter une importante sélectivité autour de 455KHz d'où l'emploi de filtres céramiques donnés par la figure 4.18.

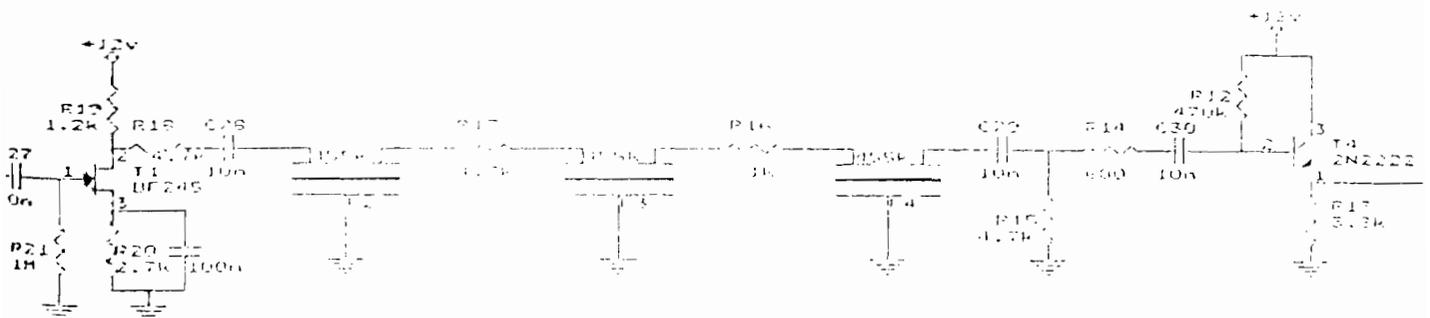


Figure 4.18: Schéma Electrique du Filtre Passe-bande

La courbe 4.19 relevée expérimentalement montre que les fréquences situées à 461 et 449 KHz ont une atténuation de 17 dB par rapport à celle située à 455 KHz.

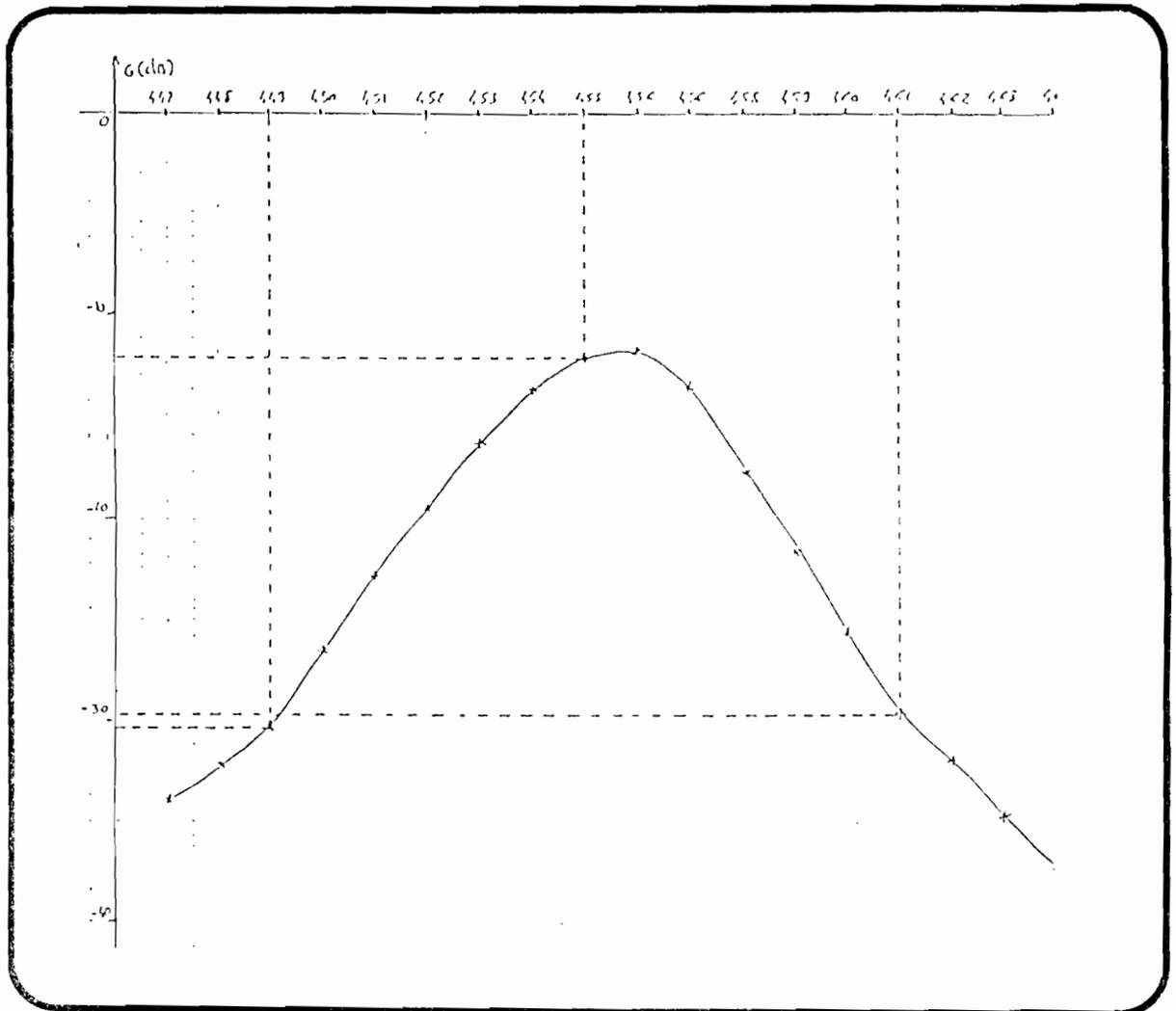


Figure 4.19: Performance du filtre passe-bande

4) une fonction passe-bande située en sortie centrée sur 3,455 MHz et atténuant la fréquence différence 2,545 MHz

6) une fonction OCT (Oscillateur contrôlé en Tension) permettant de moduler une porteuse de 3 MHz avec une excursion en fréquence  $\Delta f = \pm 3 \text{ KHz}$ . Devant la grande précision requise (en plus de la stabilité), l'idée a été de construire l'OCT autour d'une boucle à verrouillage de phase (figure 4.20).

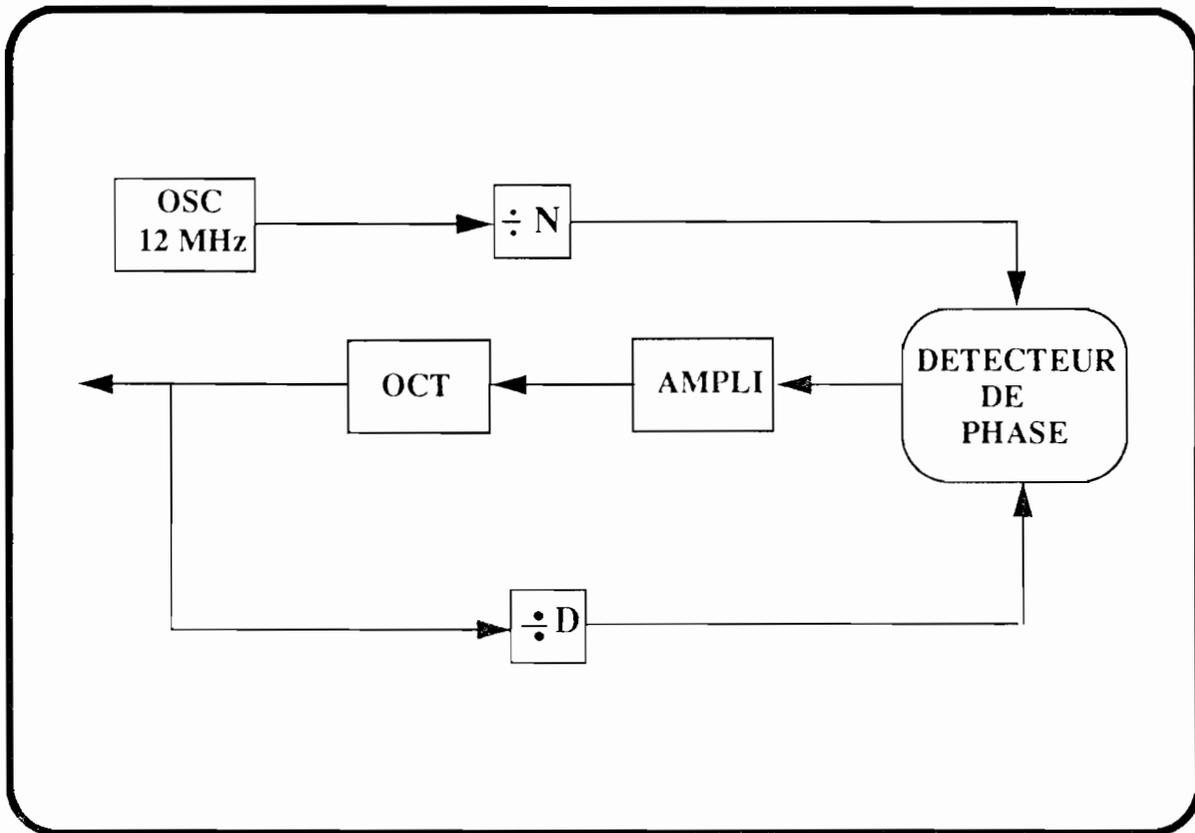


Figure 4.20: Schéma Fonctionnel de l'OCT

La fréquence de 12 MHz fournie par un oscillateur à quartz est divisée par un facteur  $N$ . En entrée du détecteur de phase, nous avons  $F_{osc}/N = F_{OCT}/N$  d'où  $F_{OCT} = F_{osc} \cdot (D/N)$ .

L'ensemble du dispositif de génération est fournie par la figure 4.21. Quelques tests ont été faits avec une séquence binaire périodique de période 100 ( $p = 0.66$ ) réalisée à l'aide de la figure 4.22.

Les cas avec et sans brouilleur ont été étudiés (figures 4.23 et 4.24). Le fonctionnement de ce système semble prometteur.



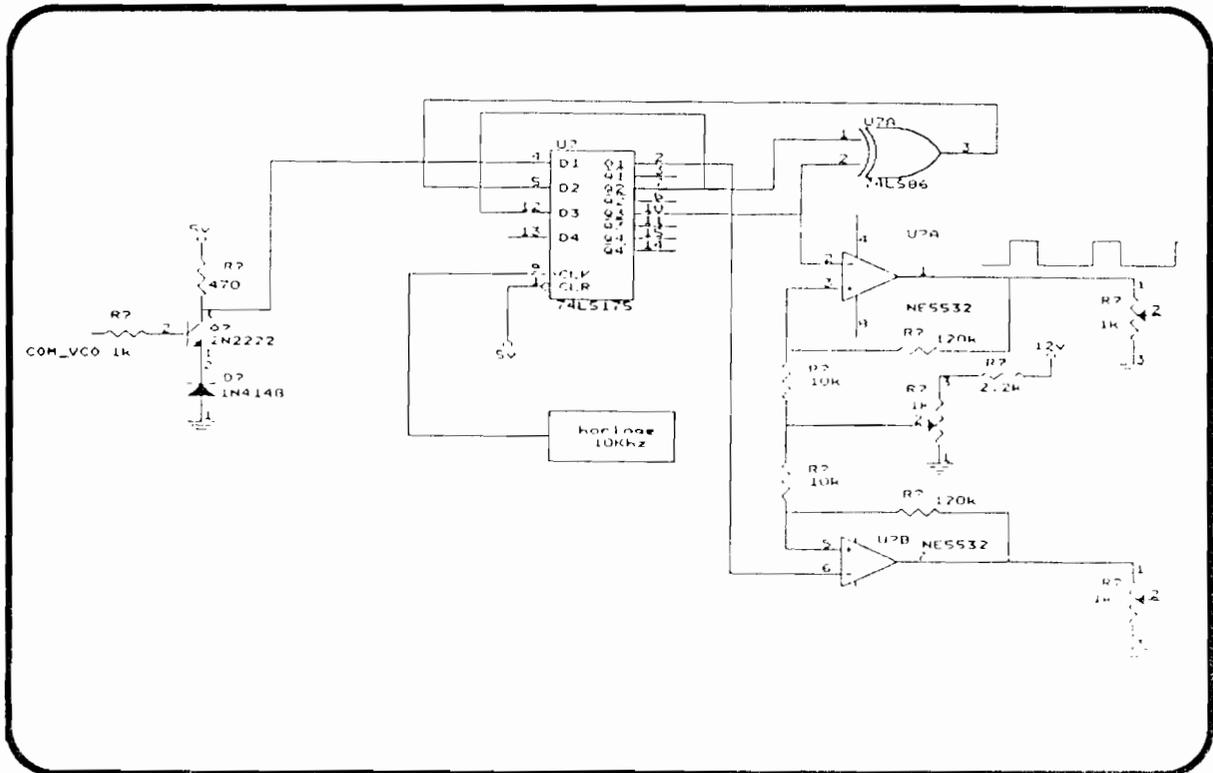


Figure 4.22: Schéma Electrique du Générateur de séquence

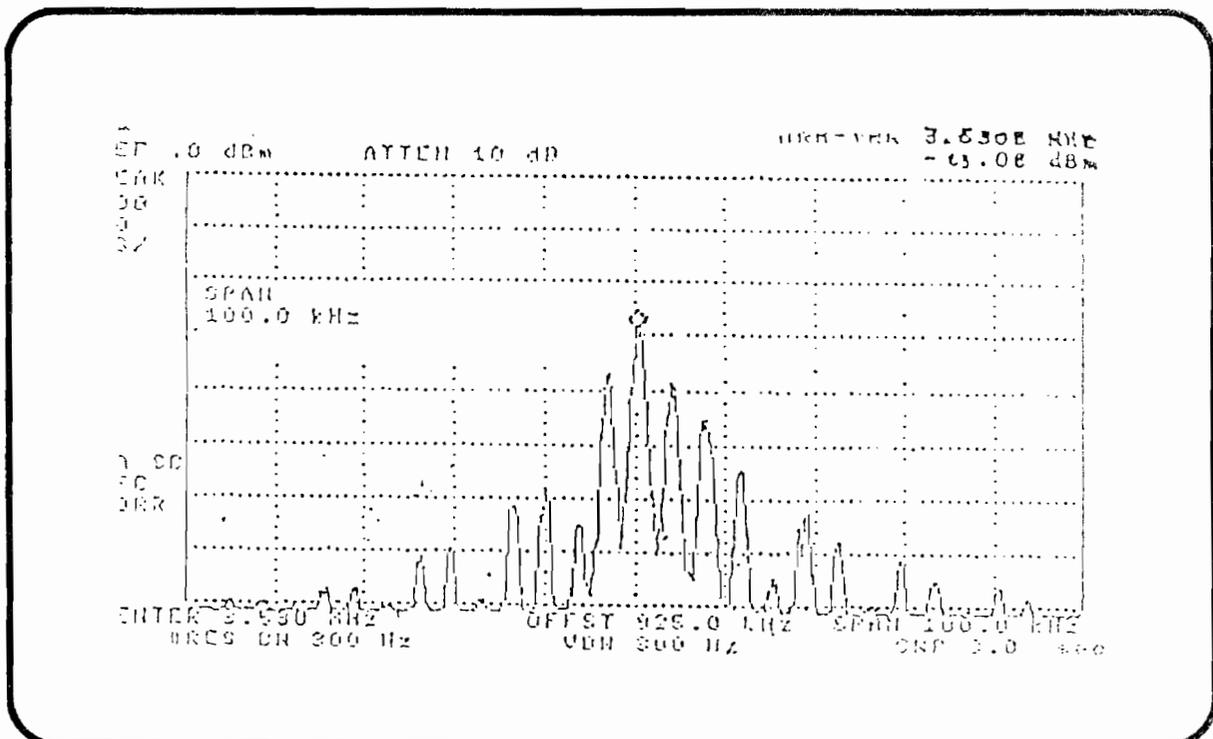
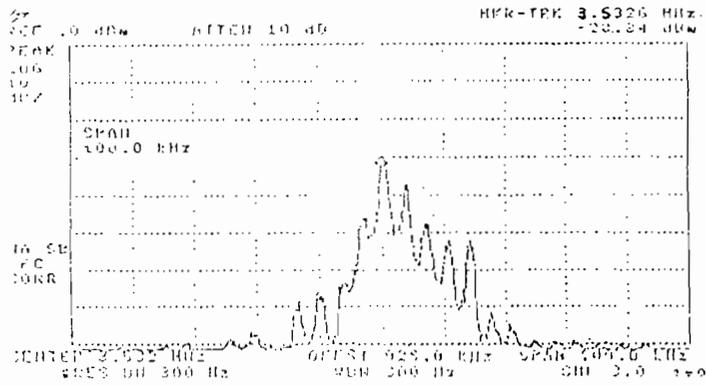
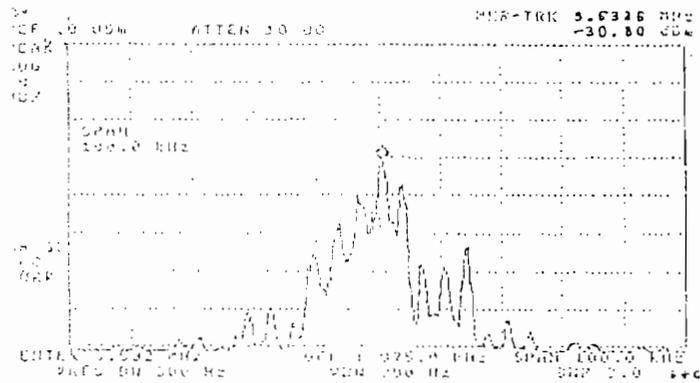


Figure 4.23: Performances en Absence de Brouilleur

Prédiction correcte de 2 bits sur 3 (Atténuation de 5 dB de la porteuse)



Prédiction correcte d'1 bit sur 3 (Atténuation de 7 dB de la porteuse)



Prédiction fautive (Atténuation de 13 dB de la porteuse)

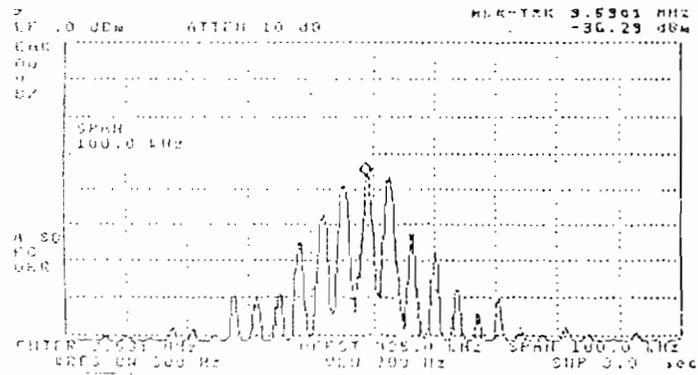


Figure 4.24: Performances en Présence de Brouilleur

4.3.5 Implantation du critère LMS

4.3.5.1 Synoptique de l'Algorithme

Dans le cas numérique l'équation de commande des pondérations s'écrit:

$$W(k+1) = W(k) - \mu X^*(k) \varepsilon(k) \tag{249}$$

avec  $\varepsilon(k) = W^T(k) X(k) - d(k)$

Dans ce cas

$$W(k+1) = (I - \mu X^* X^T) W(k) + \mu d(k) X^*(k) \tag{250}$$

Le contrôle des coefficients de pondérations se fera en prenant l'équation moyennée suivante:

$$E \{ W(k+1) \} = [I - \mu R_{xx}] E \{ W(k) \} + \mu r_{xd} \tag{251}$$

avec les spécifications suivantes:

$W$  : Vecteur pondérations

$I$  : Matrice identité

$R_{xx}$  : Matrice d'autocorrélation du signal reçu

$r_{xd}$  : Vecteur d'intercorrélation entre le signal reçu  $X(k)$  et la réplique  $d(k)$

$\mu$  : Constante réelle

La forme de l'algorithme est traduite par le synoptique suivant (figure 4.25):

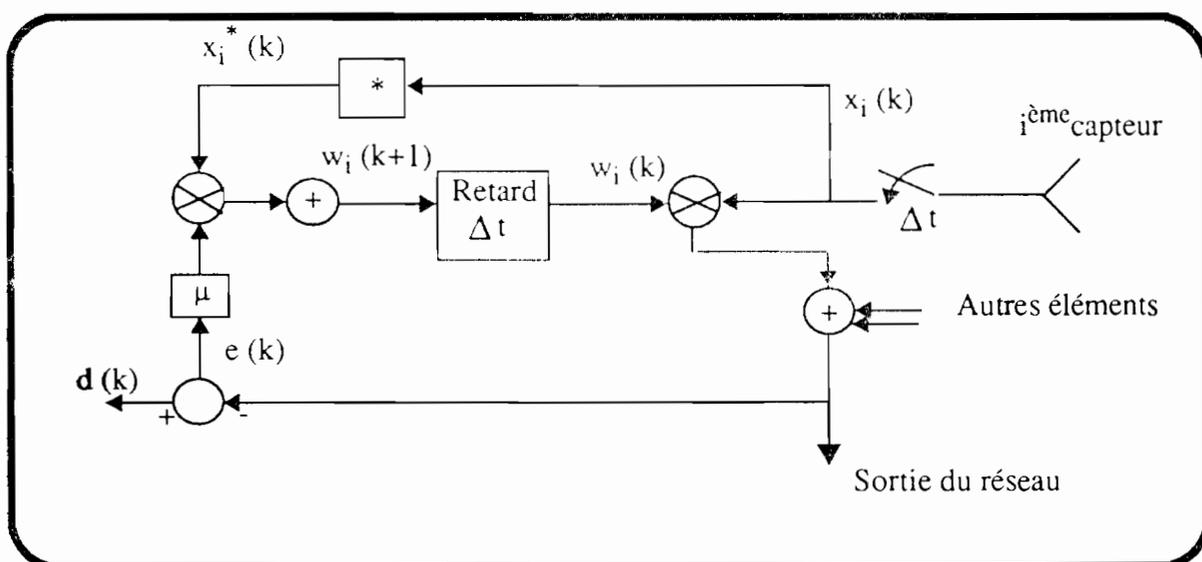


Figure 4.25: Voie Adaptative de l'Algorithme LMS

### 4.3.5.2 Performances Optimales

Le calcul montre que:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E \{ w(k+1) \} = \mu \cdot R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (252)$$

Cette solution dite de Wiener-Hopf donne les pondérations optimales à la convergence.

$\mu$  est une constante qui contrôle la vitesse de convergence de l'algorithme. Celle-ci est assurée si:

$$0 < \mu < 1/\lambda_{max} \quad (253)$$

où  $\lambda_{max}$  est la plus grande des valeurs propres de  $R_{xx}$ .

L'étude du phénomène transitoire montre que les pondérations sont formées par une somme de valeurs exponentielles dont les constantes de temps sont de la forme:

$$\tau_i = \frac{1}{\mu \lambda_i} \quad (254)$$

La dynamique des signaux reçus est donc un facteur prépondérant pour une rapide adaptation de l'antenne réseau. C'est pour cette raison que l'algorithme basé sur l'inversion directe de la matrice de covariance (DMI) sera développé car il offre une meilleure adaptation de l'antenne lorsqu'il existe une grande dispersion entre les valeurs propres de cette matrice se traduisant par un  $\lambda_{min}$  faible.

### 4.3.6 Implantation de l'algorithme DMI

#### 4.3.6.1 Application

La propriété de réjection automatique des interférences ou brouilleurs d'un réseau adaptatif est extrêmement importante. Mais généralement le système converge lentement et est donc difficilement utilisable dans des situations réelles.

L'inversion de la matrice de covariance (DMI) et la procédure d'orthogonalisation de GRAM-SCHMIDT [40] [52] sont des algorithmes de contrôle qui apportent une solution à la dispersion des valeurs propres. Nous étudions le premier algorithme car il offre une approche plus simple au niveau de la réalisation pratique.

En calculant le rapport signal à bruit plus interférences, nous obtenons:

$$RSIB = P_e \frac{W^\dagger (S_u^* S_u^T) W}{W^\dagger M W} \quad (255)$$

$P_e$  est la puissance du signal utile à l'entrée du réseau,  $M$  la matrice de covariance du bruit (interférences et bruit thermique),  $S_u$  est le vecteur espace du signal utile.

Pour maximiser ce rapport ce qui est équivalent à minimiser la puissance de l'erreur existant entre le signal de sortie et le signal de référence, il suffit que le vecteur pondérations soit égal à

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (256)$$

#### 4.3.6.2 Performances Optimales

Pour approcher les performances optimales, la matrice de covariance des signaux reçus  $R_{xx}$  et le vecteur d'intercorrélacion  $r_{xd}$  sont estimés en utilisant la méthode du maximum de vraisemblance ( adaptation en présence de signal utile).

$$\hat{W}_{opt} = \mu \hat{R}_{xx}^{-1} \hat{r}_{xd} \quad (257)$$

avec

$$\hat{R}_{xx} = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K X(j) X^\dagger(j) \quad (258)$$

et

$$\hat{r}_{xd} = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K X^*(j) d(j) \quad (259)$$

#### 4.3.7 Résultats Expérimentaux

Les émetteurs ont été réalisés à l'aide de deux générateurs Fluke 4060 b associés au dispositif simulateur de signaux.

Le premier générateur servant de source utile délivre un signal sinusoïdal à 947.5 MHz alors que le second représentant la source de brouilleur fournit un signal à 948.67 MHz.

Les signaux sont injectés avec un rapport signal à bruit défavorable à l'entrée (-17 dB). Ce rapport est illustré par la figure 4.26.

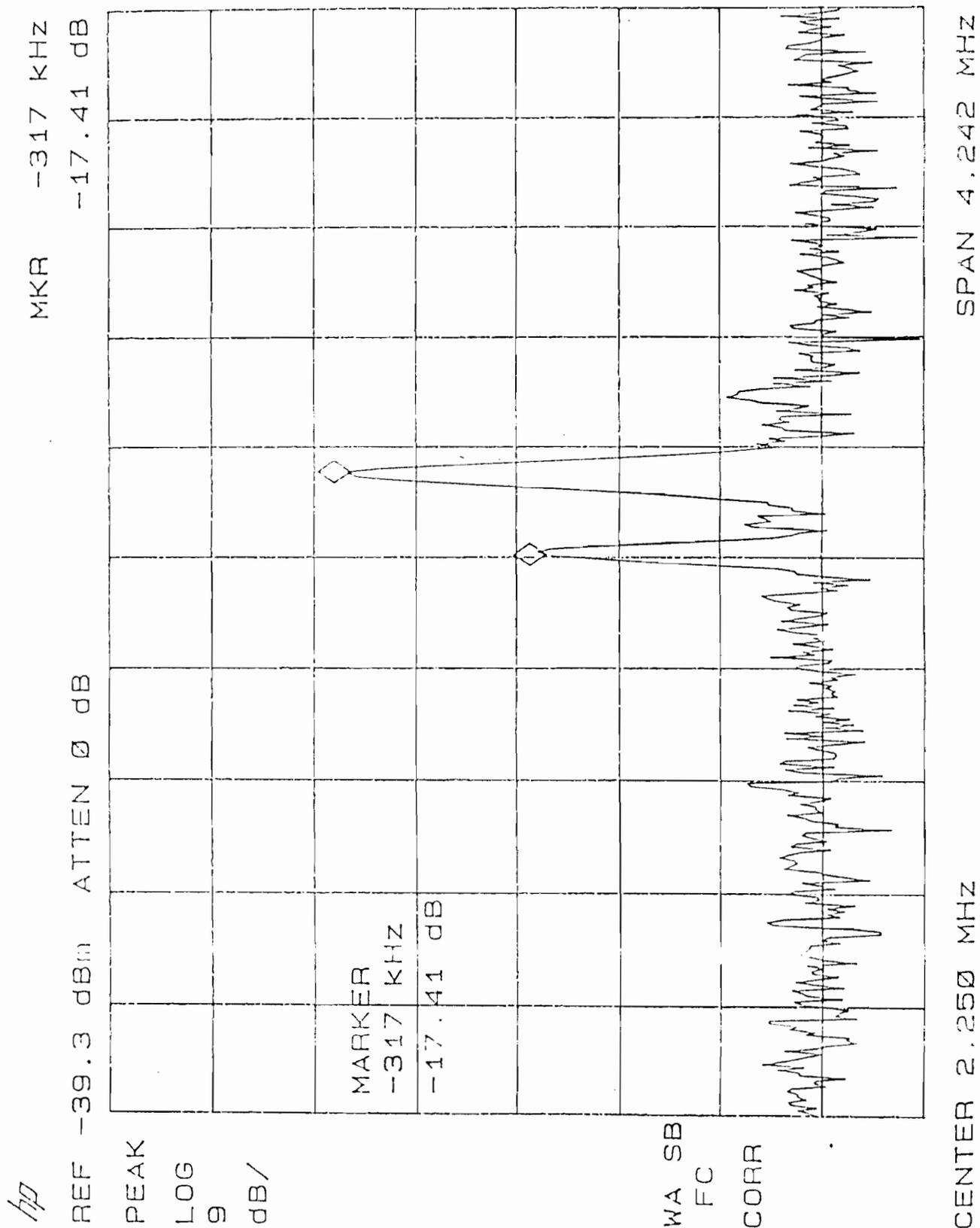


Figure 4.26: Spectre des Signaux Avant Adaptation

Les résultats expérimentaux sont donnés sous forme d'une étude comparative entre l'algorithme des moindres carrés et l'inversion directe de la matrice de covariance.

Le critère basé sur la minimisation de l'erreur quadratique entre le signal de sortie et la réplique, est observé sur la figure 4.27. Ceci se traduit par une courbe de puissance dont la pente est plus raide avec l'algorithme DMI. En effet la constante de temps correspondant à la décroissance de l'exponentielle est très faible par rapport à celle fournie par l'algorithme des moindres carrés; l'adaptation de l'antenne réseau étant plus rapide.

La puissance de sortie a été mesurée au moyen d'un analyseur de spectre connecté au calculateur par l'intermédiaire d'un bus IEEE.

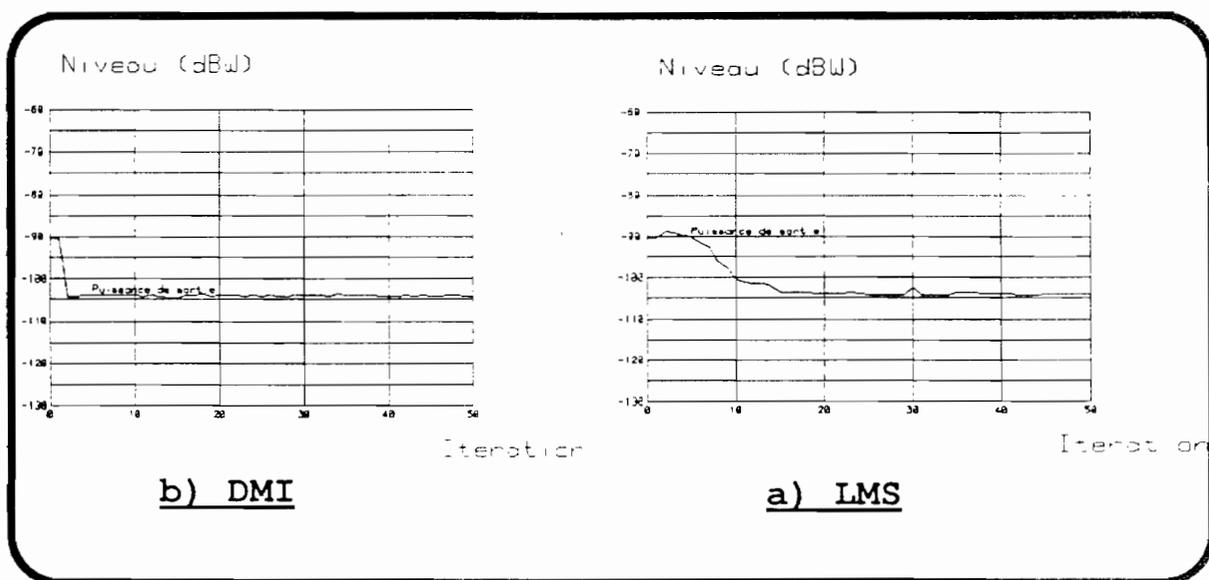


Figure 4.27: Résultats Expérimentaux  
(PUISANCE DE SORTIE)

L'inversion des rapports de puissance est observée sur la figure 4.28. Elle traduit l'évolution des signaux depuis l'état initial jusqu'à la convergence du système. Nous notons spécialement que le brouilleur suit la courbe de décroissance de la puissance de sortie alors que le signal utile n'en est que sensiblement affecté.

L'inversion du rapport signal à bruit est observée au bout de 13 itérations en ce qui concerne l'algorithme des moindres carrés. Une itération représente ici un échantillon du vecteur signal disponible à l'entrée du réseau.

L'inversion directe de la matrice de covariance converge très rapidement comme le montre la théorie car il faut  $2N$  échantillons pour que le  $RSIB_{DMI}$  soit à 3 dB du  $RSIB_{opt}$  (adaptation en présence de signal utile). Puisque  $N = 2$  (dimension de notre antenne réseau), l'écart maximal entre ces deux rapports de puissance est de 3 dB dès que le nombre d'itérations  $n_i = 4$ .

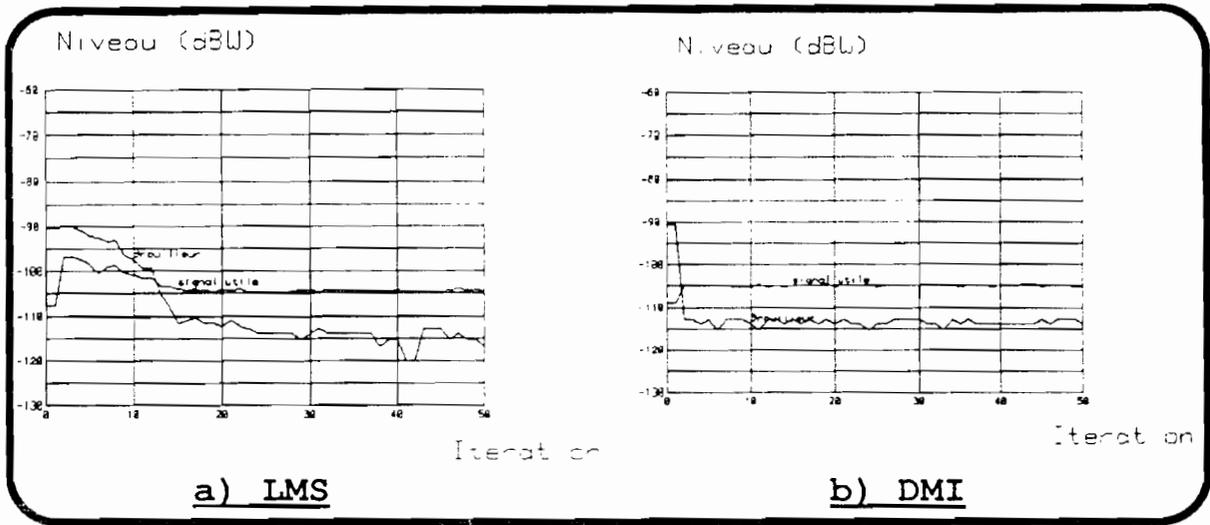


Figure 4.28: Résultats Expérimentaux

(GAINS OBSERVES)

Notons enfin que le rapport signal à bruit noté RSIB donné par la figure 4.29 est considérable à la sortie de l'antenne réseau (+ 8 dB) même si l'inversion de puissance n'est pas vérifiée. Avec un régime transitoire différent, les deux algorithmes conduisent à la même valeur optimale et confirment les résultats théoriques préalablement établis. Les performances optimales sont résumées par la figure 4.30.

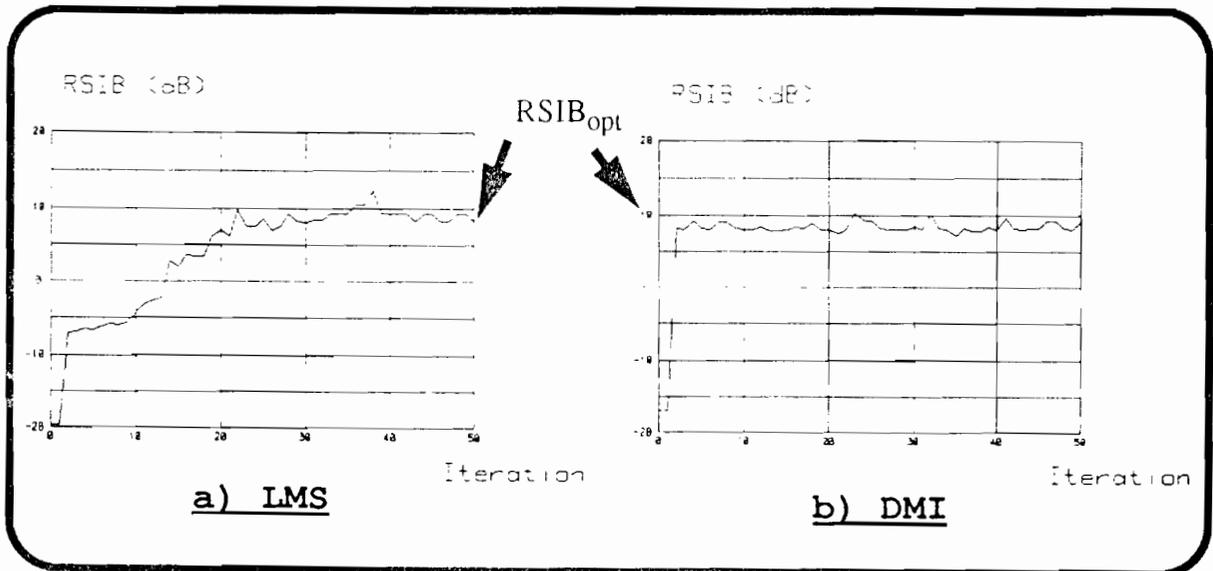


Figure 4.29: Résultats Expérimentaux

( RAPPORT SIGNAL A BRUIT EN SORTIE)

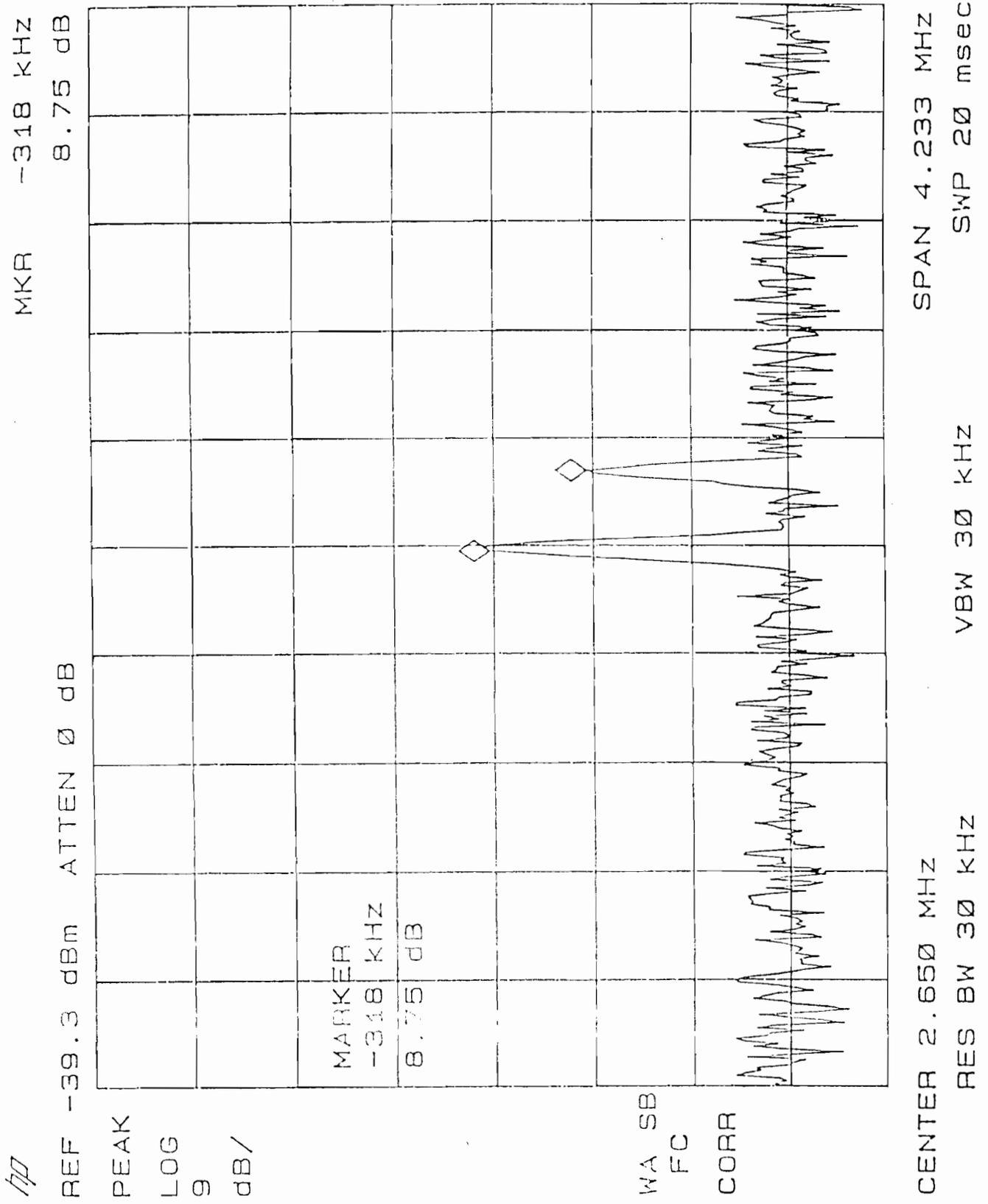


Figure 4.30: Spectre des Signaux après Adaptation

D'autres résultats expérimentaux ont été obtenus en diminuant l'excursion en fréquence entre le signal utile et le brouilleur. Les figures 4.31 et 4.32 résument les principaux résultats. Dans tous les cas, les performances recueillies montrent que les applications pratiques de ces algorithmes sont limitées aux signaux incohérents.

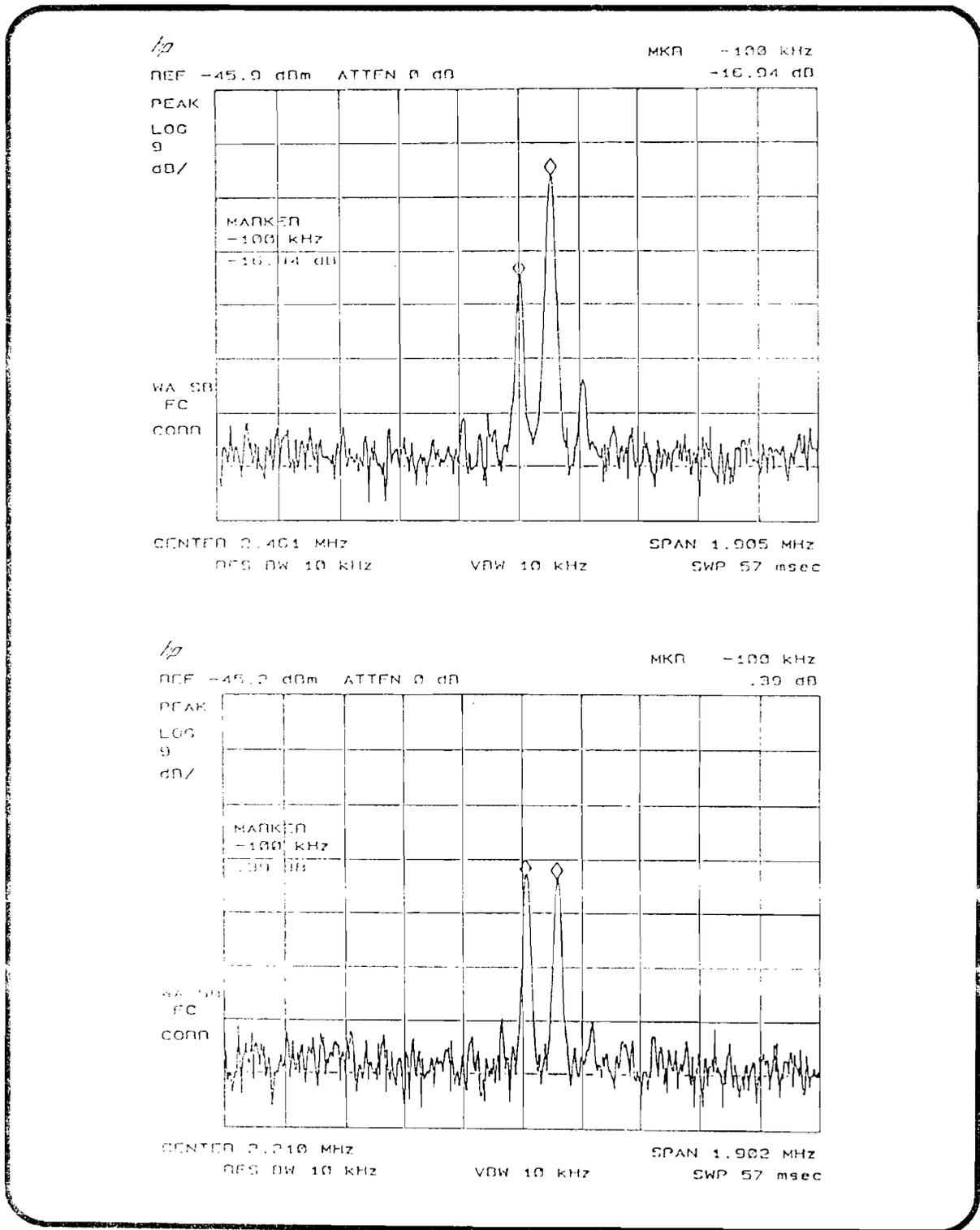


Figure 4.31: Spectre des Signaux avant et après Adaptation (Limites des Performances)

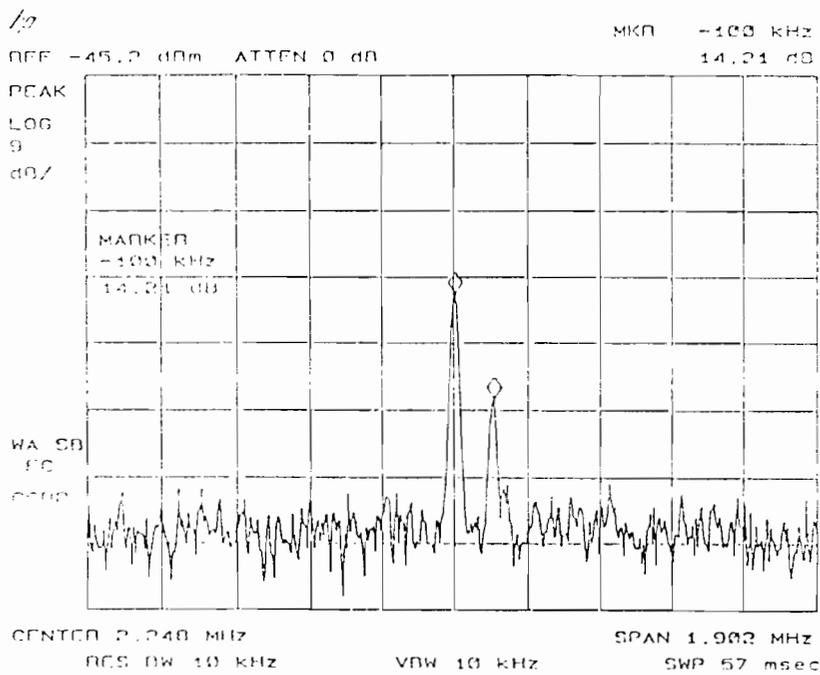
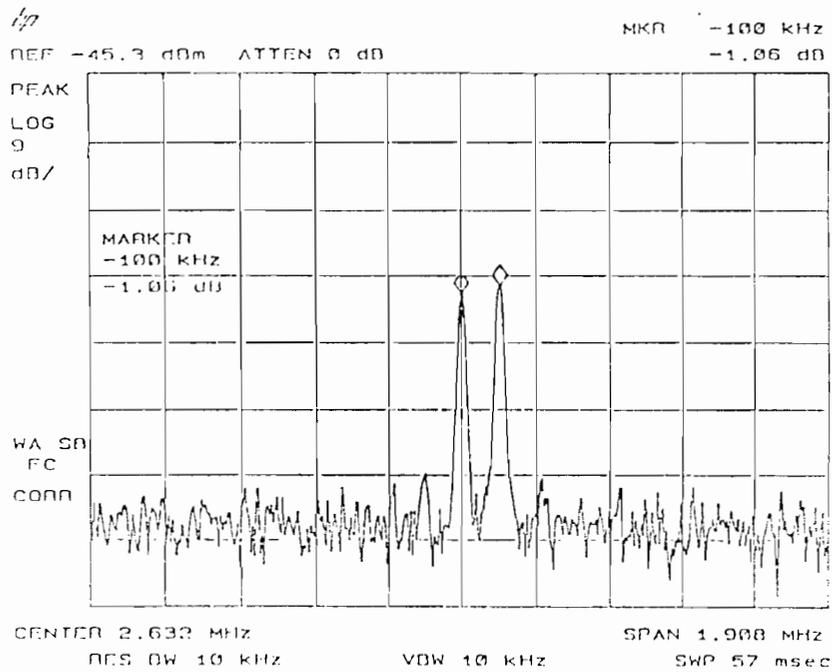


Figure 4.32: Spectre des Signaux avant et après Adaptation (Limites des Performances)

### 4.3.8 Conclusion

Nous avons proposé dans ce chapitre deux réalisations d'antennes adaptatives faible coût utilisant les critères de minimisation de la puissance de sortie et d'erreur quadratique moyenne par l'emploi d'un signal de réplique.

Dans la première réalisation, l'algorithme des perturbations employé nécessite une simple mesure de la puissance de sortie. Il est intéressant lorsque l'information sur les signaux disponibles à l'entrée de l'antenne réseau n'est pas totalement accessible. Son domaine d'emploi est limité aux brouilleurs forts par rapport au signal désiré.

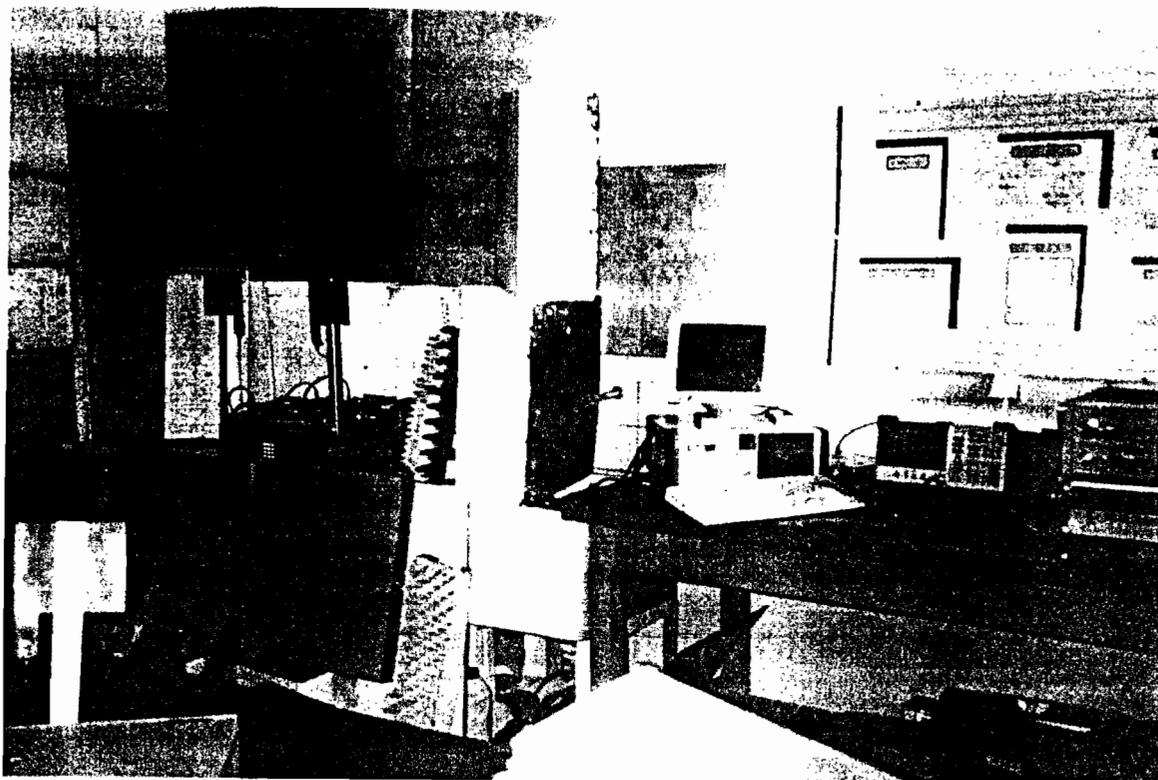
Cette réalisation pratique a été effectuée en utilisant à l'émission deux générateurs alimentant deux patchs rectangulaires. Les mesures ont été prises dans une salle banalisée sans précaution aucune des multitrajets.

Une extension est faite avec la minimisation de l'erreur quadratique moyenne par rapport à un signal de référence. Nous avons proposé une méthode originale pour la génération de ce type de signal. Elle a fait l'objet de la deuxième réalisation qui nous a permis de mener une étude comparative entre les algorithmes des moindres carrés moyens (LMS) et l'inversion de la matrice de covariance (DMI). Les résultats expérimentaux confirment ce qui a fait l'objet des études théoriques du chapitre 1 à savoir une plus rapide adaptation de l'algorithme DMI.

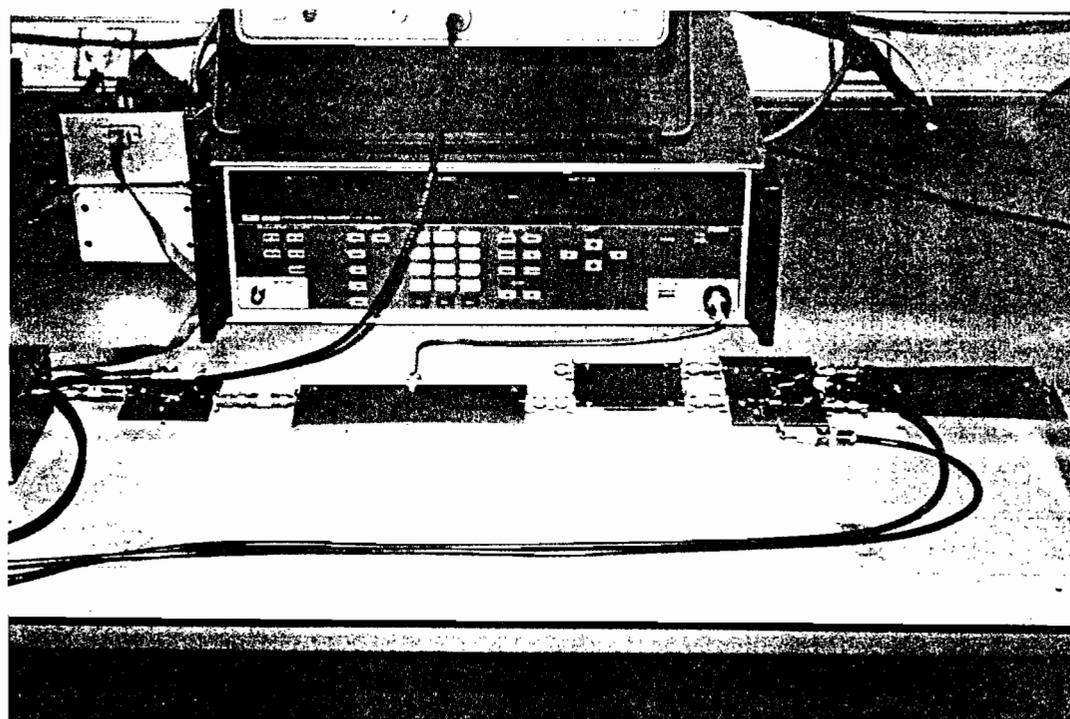
## PHOTOGRAPHIES DES MAQUETTES



PLANCHE I

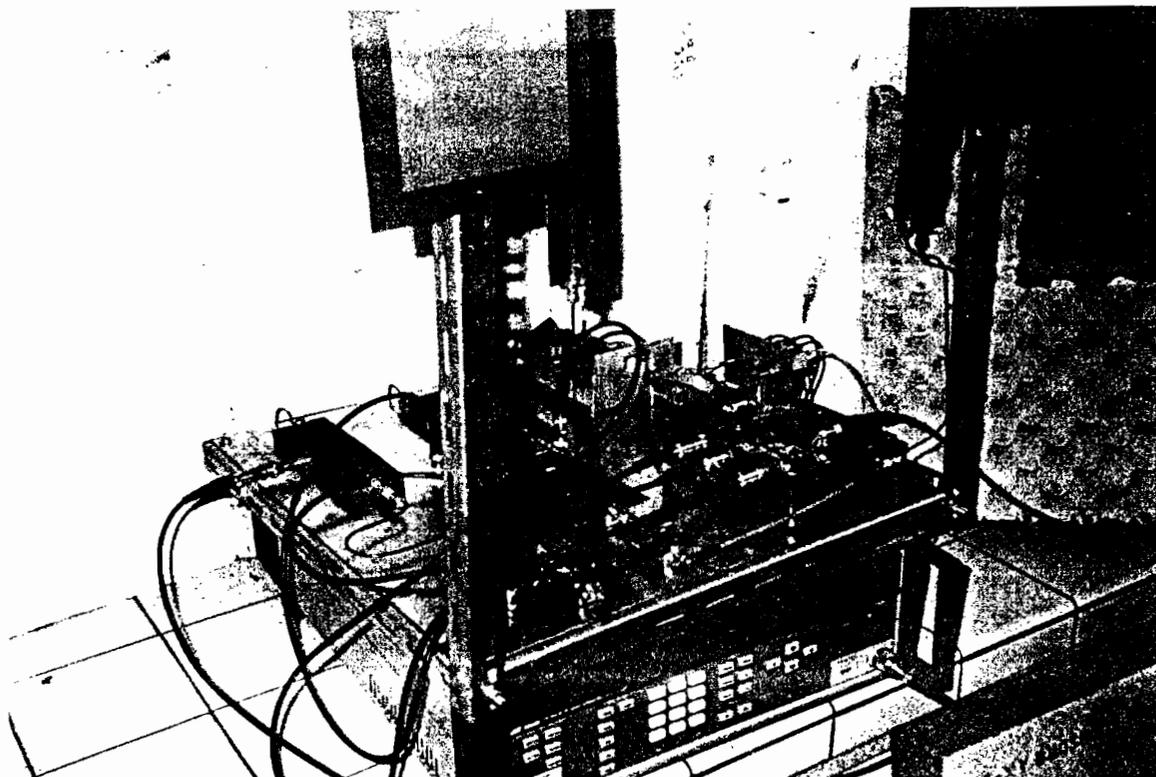


INVERSION DE PUISSANCE : Emission et Réception

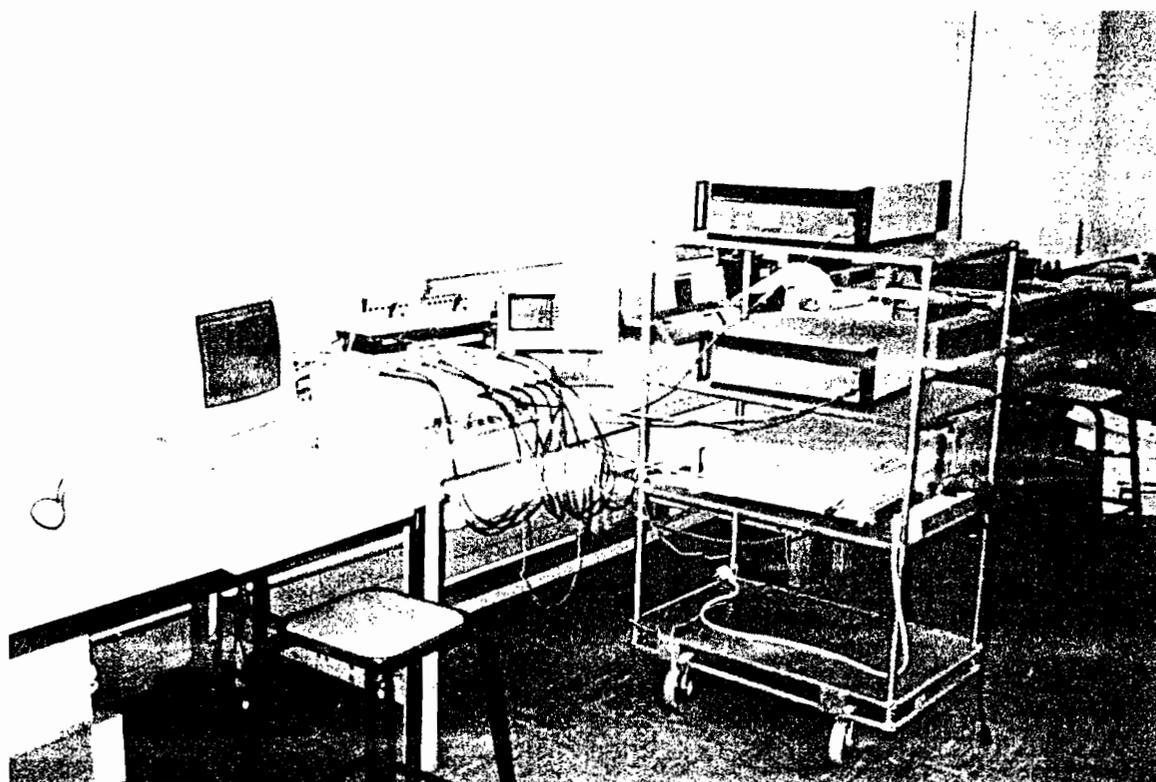


INVERSION DE PUISSANCE : Modules UHF

PLANCHE 2

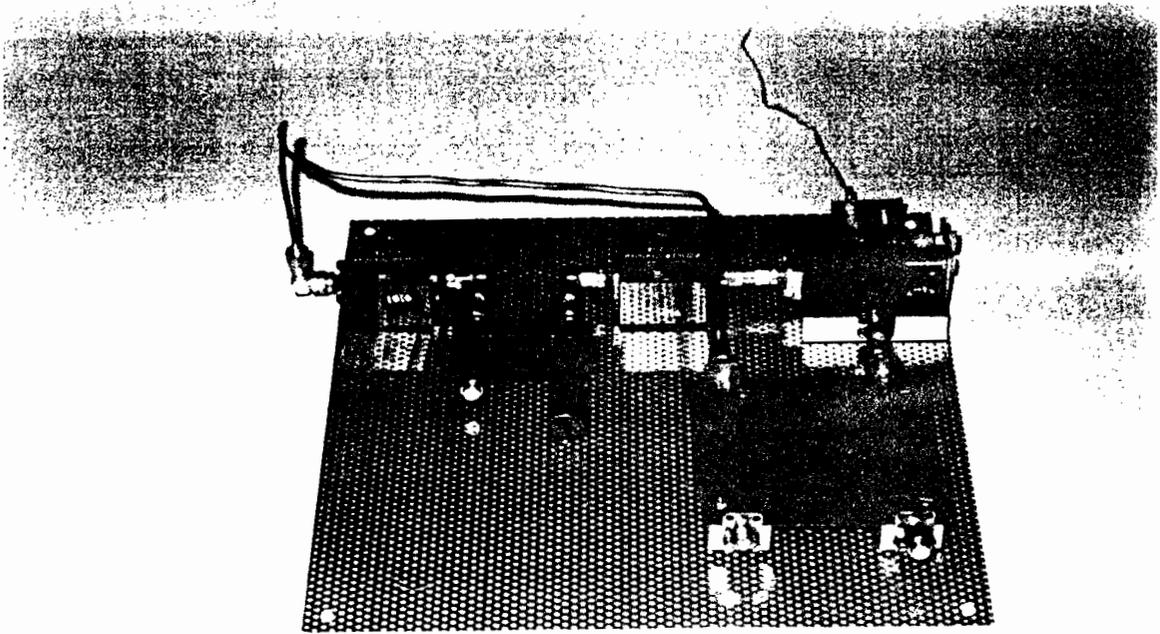


INVERSION DE PUISSANCE : Détail de la Partie Analogique de la Maquette

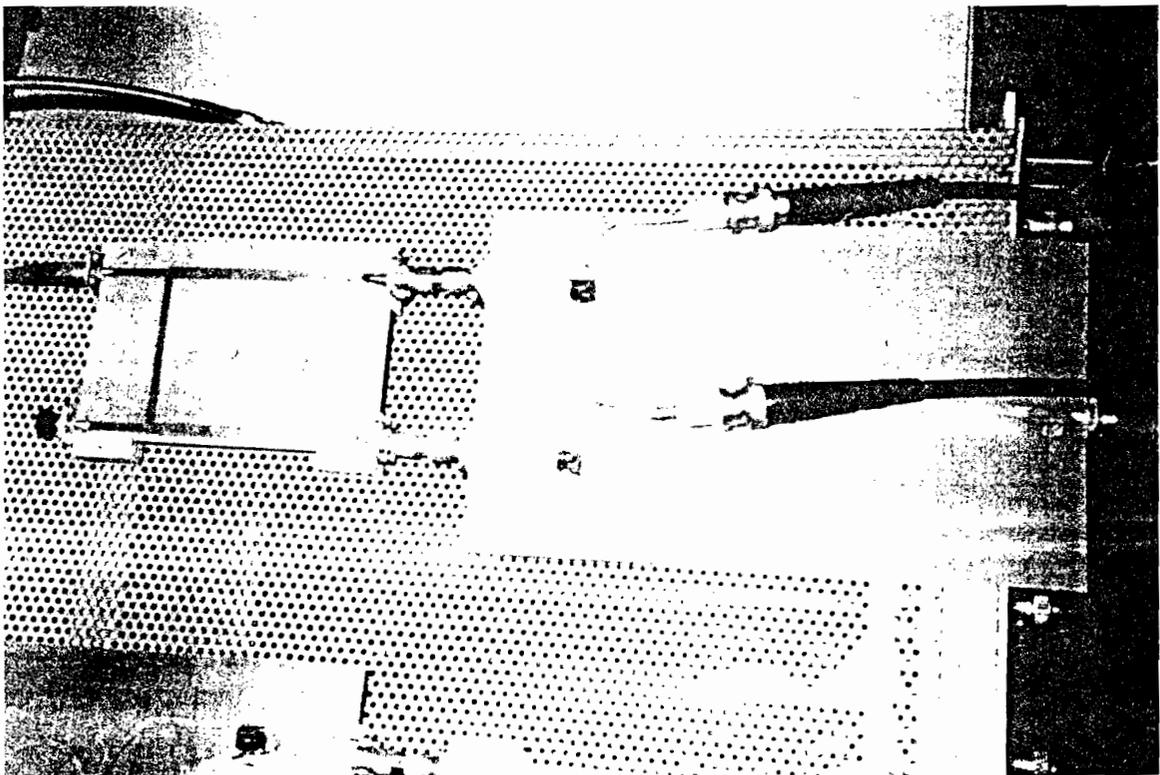


MAQUETTE COMPLETE : Vue Générale

PLANCHE 3

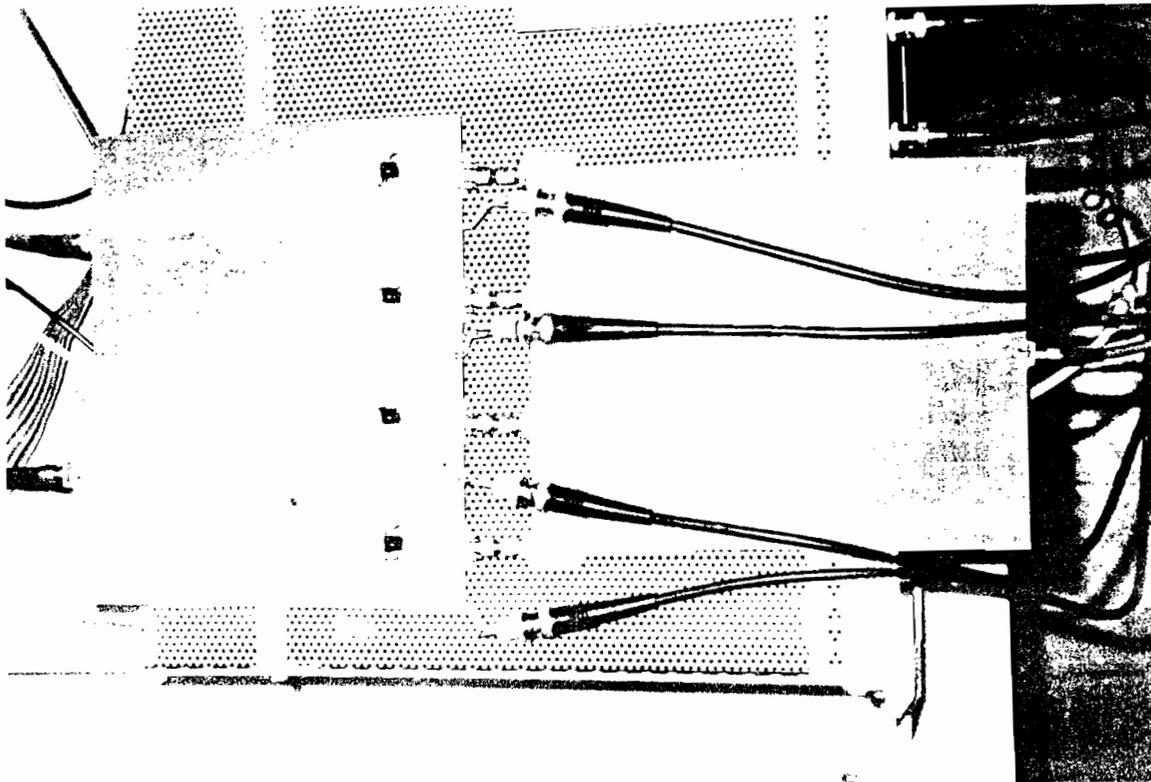


MAQUETTE COMPLETE : Simulateur de Signaux Capteurs

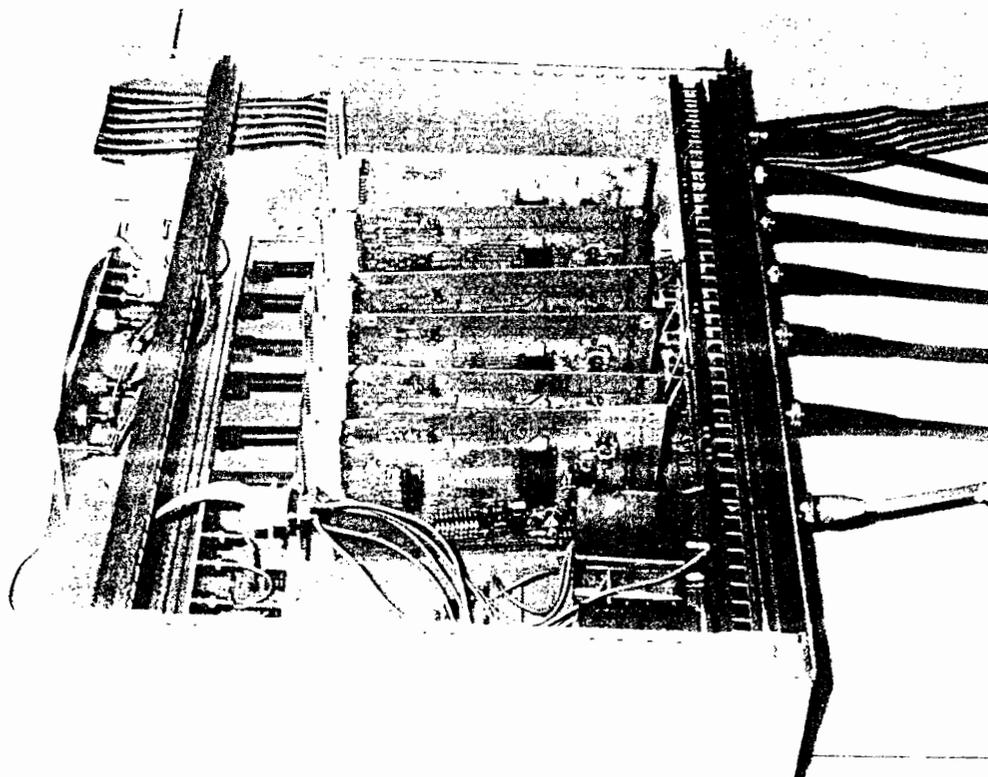


MAQUETTE COMPLETE : Modules UIB - traitement du Signal de Référence

PLANCHE 4



MAQUETTE COMPLETE : Modules UHF - Transposition des Signaux Capteurs



MAQUETTE COMPLETE : Modules Basse Fréquence

**CONCLUSIONS GENERALES  
ET PERSPECTIVES**



Dans cette étude, nous nous sommes intéressés au problème de la réjection des brouilleurs pour les radiomobiles.

Un traitement de type antenne adaptative a été utilisé pour contribuer à la correction des conditions de propagation complexes comme celles rencontrées sur ce type de liaisons.

Pour étendre le domaine d'application aux systèmes grand public, nous avons proposé des solutions originales, simples et faible coût.

Notre travail s'est présenté suivant deux axes principaux:

1) **Aspect fondamental** : Après un bref rappel des différentes motivations concernant le filtrage spatial (afin d'amener le lecteur à mieux cerner ce vaste domaine d'étude), nous avons présenté trois méthodes de réjections des signaux d'interférences satisfaisant le critère faible coût que nous nous sommes fixés. Ce premier travail a fait l'objet du **chapitre 1**.

Nous avons développé l'algorithme des perturbations issu de la méthode du gradient utilisant un récepteur très simple à implanter expérimentalement ( il ne nécessite que la connaissance du signal de sortie).

Comme chaque composante des coefficients du filtre adaptatif spatial doit être perturbée à chaque instant, nous avons opté pour la procédure des perturbations simultanées basée sur l'emploi des fonctions orthogonales de Walsh afin d'accélérer le temps d'adaptation du système.

Nous avons montré que la variation de l'erreur due à la mesure du gradient dépendait étroitement de la puissance de sortie du réseau. L'idée a donc été d'établir un critère qui minimise cette puissance selon certaines contraintes de gain non directionnelles. Cela a donné naissance à la méthode du minimum de variance.

Une simulation de l'algorithme global dans le cas de signaux incidents à spectre bande étroite nous a permis de montrer que de bonnes performances pouvaient être obtenues à condition que le nombre de capteurs soit supérieur au nombre de contraintes imposées.

Pour améliorer le régime transitoire relativement lent, nous avons étudié l'algorithme des moindres carrés moyens (LMS) utilisant la méthode du gradient stochastique. Le critère minimise la différence entre le signal de sortie et un signal de référence corrélé avec le signal utile. Le critère de sélection de la constante d'adaptation  $\mu$  a été implanté en fonction de l'erreur d'ajustement observée après convergence. Il a été montré que contrairement à de nombreuses observations, la rapidité d'adaptation du LMS n'est pas nécessairement proportionnelle à la valeur de  $\mu$ .

Une étude parallèle a permis d'établir la forme complexe du LMS améliorant ainsi la vitesse d'adaptation au prix d'une charge de calculs un peu plus conséquente.

La deuxième méthode de réjection des brouilleurs s'appuyant sur la maximisation du rapport signal à bruit est issue de la boucle de Howells-Applebaum. L'information sur la direction d'incidence des signaux doit être connue (liaisons fixes) ou estimée (MUSIC).

Nous avons étudié l'influence du filtre couramment utilisé dans la boucle d'adaptation en mesurant la variance des coefficients de pondérations. Des résultats nouveaux ont été obtenus avec un filtre d'ordre supérieur donnant une amélioration de +10 dB sur la réjection des brouilleurs par rapport à la boucle initiale.

Comme ces algorithmes dépendent tous de la distribution des valeurs propres de la matrice de covariance des signaux (ce qui ralentit la vitesse de convergence dans le cas de configuration signal utile faible / brouilleurs forts), nous nous sommes orientés vers la méthode dite d'inversion de la matrice de covariance (DMI).

L'étude de l'adaptation en absence de signal utile a montré que pour un réseau à  $N$  éléments, le rapport signal à bruit (RSIB) convergeait à moins de 3 dB de sa valeur optimale et pour 98% des cas dès que le nombre d'échantillons utilisés devenait supérieur à  $3N$ . Par contre, l'adaptation en présence de signal utile ralentit la convergence du système et ceci pour de faibles valeurs du rapport signal à bruit optimal.

Le **chapitre 2** est consacré à l'influence des caractéristiques radioélectriques et à la limitation des performances. Le traitement d'antennes réelles y revêt un intérêt pratique car les conditions de propagation et de réception ne sont pas toujours idéales.

Un nouveau paramètre de discrimination entre le signal utile et les différents brouilleurs a été introduit par le biais de la polarisation. Ce concept est prometteur car il entre dans le domaine de la polarimétrie adaptative qui représente actuellement un vaste champ d'intérêt. Nous avons noté qu'il suffit d'une petite différence en polarisation entre le signal utile et le signal de la source d'interférence pour améliorer le RSIB de +13 dB lorsque l'angle de séparation de ces signaux ne dépasse pas 2 degrés.

Une autre solution permettant d'améliorer les performances du récepteur a été abordée notamment dans le cas où la configuration du réseau engendre la présence de lobes parasites. Nous avons vu que l'addition d'un élément capteur avec une optimisation préalable sur sa position et sur son diagramme de rayonnement permettait d'améliorer le RSIB au voisinage des lobes de réseaux.

Les limitations des performances du récepteur ont été introduites en étudiant le phénomène de couplage interéléments. Une modélisation simple nous a permis de constater une dégradation du RSIB en sortie pour des distances intercapteurs inférieures à la demi-longueur d'onde.

En particulier il a été établi que le coefficient de corrélation spatial entre le signal utile et les brouilleurs était modifié par rapport au cas de non couplage. Ce coefficient qui contrôle les performances du réseau d'antennes dépend de la direction d'incidence des signaux, de leur polarisation, du nombre de brouilleurs, de la dimension du réseau, de sa géométrie et du diagramme de rayonnement des éléments capteurs. En présence de couplage interéléments, une chute sensible des valeurs propres de la matrice de covariance des signaux a été observée ce qui ralentit la vitesse d'adaptation.

2) **Aspect technologique** : Le chapitre 3 sert de préambule à l'implantation de l'antenne adaptative. Il décrit les différents composants électroniques entrant dans la mise en oeuvre de cette antenne. La technologie BF classique a permis de réaliser l'acquisition numérique des signaux et d'utiliser des circuits réalisant les fonctions de contrôle automatique de gain, d'atténuateur etc... La conception des circuits microondes tels que les coupleurs et les mélangeurs utilise la technologie microstrip.

Pour valider les résultats théoriques établis dans le chapitre 1, nous avons procédé à deux types d'implantations faible coût (**chapitre 4**).

La première réalisation utilise un réseau d'inversion de puissance destiné au cas de figure signal utile faible / brouilleurs forts. Le calcul du gradient pour valider les coefficients du filtre utilise la méthode des perturbations symétriques.

Le test effectué dans une salle banalisée sans précautions particulières de multitrajets a donné un cas de réjection du brouilleur de l'ordre de +20 dB.

La deuxième réalisation s'applique au domaine spécifique des radiocommunications qui fournit quelques informations sur le signal utile (type de modulation par exemple). Ceci a donné naissance à l'algorithme du signal de référence. Le problème de la génération de ce type de signal a été d'abord posé dans le cas d'une modulation FSK du signal utile (théorie de Compton). Nous avons ensuite proposé une version pratique et originale de ce système générateur en utilisant les propriétés du codage Markovien comme séquence d'apprentissage introduite dans la modulation du signal utile.

L'antenne expérimentale utilise un simulateur de signaux capteurs et dispose de quatre voies de traitement sous forme analogique (Transposition-Amplification-Filtrage) et sous forme numérique (acquisition des signaux et mise en oeuvre de l'algorithme d'adaptation).

Les performances du récepteur sont énoncées sous une forme comparative entre les algorithmes LMS et DMI. Si l'on observe le même régime établi avec une réjection de +25 dB sur le brouilleur, l'examen du régime transitoire par contre montre une plus rapide adaptation du DMI et ceci pour un écart en fréquences  $\Delta f$  de 317 KHz. La réduction de  $\Delta f$  jusqu'à la valeur de 100 KHz a fourni d'autres résultats satisfaisants.

Quelques perspectives peuvent être formulées afin de cibler le travail à venir.

- Pour le traitement adaptatif spatial, des tests doivent être consacrés à la réception de signaux en présence de multitrajets. L'antenne optimale doit alors être en mesure de remettre en phase les composantes utiles issues des trajets direct et multiples tout en rejetant les signaux de la source d'interférence.

- Le traitement de sources cohérentes doit aussi être envisagé dans le cas où des brouilleurs dits 'intelligents' seraient captés par l'antenne réseau. Un autre type de problème s'installe lorsque le réseau est la cible de brouilleurs intermittents.

## Conclusions Générales et Perspectives

---

Pour la réalisation des circuits microondes, il est clair que la structure d'éléments localisés est mieux adaptée à la gamme de fréquences UHF pour une éventuelle intégration.

- Le générateur du signal de référence peut aussi être étendu à d'autres types de modulations beaucoup plus performantes dans la discrimination de l'information utile.

- Enfin il convient de multiplier le nombre d'éléments en ce qui concerne la seconde implantation et tester l'ensemble dans le cas réel avec des capteurs pour pouvoir l'adapter dans un environnement de brouilleurs complexes.

## ANNEXES



## A.1

**CALCUL DE LA MATRICE DE COVARIANCE DE  
L'ESTIMEE DU GRADIENT PAR LA METHODE DES  
PERTURBATIONS SYMETRIQUES A SEQUENCES  
ORTHOGONALES**

$$\text{Si } \alpha = \frac{1}{\delta L} \sum_{i=1}^L f_i \{W(i)\} U(i) \quad (265)$$

où  $\{f_i(W(i))\}$  est un processus aléatoire tel que

$$E \{ (f_i \{W(i)\} \cdot f_j^* \{W(j)\}) / W \} = E \{ (f_i \{W(i)\}) / W \} \cdot E \{ (f_j^* \{W(j)\}) / W \} \quad (266)$$

pour  $i \neq j$  et  $S = [U(1), \dots, U(L)]$  une séquence orthogonale de vecteurs complexes, alors la matrice de covariance de  $\alpha$  s'écrit:

$$\text{Cov}[\alpha(W)] = E \{ (f \cdot f^*) / W \} - (E \{ f / W \} \cdot E \{ f^* / W \}) \quad (267)$$

Dans ce cas pour toute séquence S:

$$\text{Cov}[\alpha(W)] \frac{1}{\delta^2 L^2} \sum_{i=1}^L \{ E \{ (f \cdot f^*) / W \} - (E \{ f / W \} \cdot E \{ f^* / W \}) \} U(i) U^{\dagger}(i) \quad (268)$$

Par conséquent, si

$$f_i(W) = \frac{P_S(W_{p+}, i) - P_S(W_{p-}, i)}{2} \quad (269)$$

où  $P_S(W_{p+}, i)$  et  $P_S(W_{p-}, i)$  sont définies par l'équation (21), alors

$$\begin{aligned} \text{Cov}[\alpha(W)] = & \frac{1}{\delta^2 L^2} \sum_{i=1}^L \left( E \left( \frac{(W_{p+})^\dagger X X^\dagger (W_{p+}) - (W_{p-})^\dagger X X^\dagger (W_{p-})}{2} \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{(W_{p+})^\dagger X X^\dagger W_{p+} - (W_{p-})^\dagger X X^\dagger W_{p-}}{2} \right) \right\}^2 \Bigg) U(i) U^\dagger(i) \end{aligned} \quad (270)$$

En remarquant que  $W_{p+} = W + \delta U(i)$  et  $W_{p-} = W - \delta U(i)$ , le

développement de (261) (qui demande beaucoup de calculs) conduit sous l'hypothèse de signaux gaussiens à :

$$\text{cov}[\alpha(W)] = \frac{2W^\dagger R_{xx} W}{L^2} \sum_{i=1}^L \left\{ U^\dagger(i) R_{xx} U(i) \right\} U(i) U^\dagger(i) \quad (271)$$

## A.2

## ESTIMATION DE LA MATRICE DE COVARIANCE DES SIGNAUX $R_{XX}$ AU SENS DU MAXIMUM DE VRAISEMBLANCE

Nous considérons  $K$  échantillons du vecteur signal  $X(t)$  de dimension  $N$  supposé aléatoire et gaussien. La méthode du maximum de vraisemblance maximise la probabilité du vecteur signal  $\zeta = [X(1), X(2), \dots, X(K)]$  dans l'hypothèse d'indépendance des échantillons.

La densité de probabilité conjointe  $p(X(1), X(2), \dots, X(K))$  s'exprime sous la forme:

$$L = p(X(1), X(2), \dots, X(K)) = \pi^{-NK} \det^{-K}(R_{XX}) e^{\left[ -\sum_{j=1}^K X(j)^{\dagger} R_{XX}^{-1} X(j) \right]} \quad (272)$$

d'où

$$\ln(L) = -NK \ln(\pi) - K \ln[\det(R_{XX})] - \sum_{j=1}^K X(j)^{\dagger} R_{XX}^{-1} X(j) \quad (273)$$

Comme

$$\sum_{j=1}^K X(j)^{\dagger} R_{XX}^{-1} X(j) = \sum_{j=1}^K \text{Trace} \left\{ X(j)^{\dagger} R_{XX}^{-1} X(j) \right\} \quad (274)$$

$$= \sum_{j=1}^K \text{Trace} \left\{ R_{XX}^{-1} X(j) X(j)^{\dagger} \right\} = \text{Trace} \left\{ R_{XX}^{-1} \sum_{j=1}^K X(j) X(j)^{\dagger} \right\} \quad (275)$$

$$= K \text{Trace} \left\{ R_{xx}^{-1} B \right\} \quad (276)$$

où

$$B = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K X(j) X(j)^\dagger \quad (277)$$

alors:

$$\text{Ln}(L) = -KN \text{Ln}(\pi) - K \text{Ln}[\det(R_{xx})] - K \text{Trace} \left\{ R_{xx}^{-1} B \right\} \quad (278)$$

Si H est une matrice définie positive et hermitienne, la fonction caractéristique de

 $Q_H = X^\dagger H X$  s'écrit:

$$F_{R_{xx}, H}(\Theta) = E_{p(X, R_{xx})} \left\{ e^{(i\Theta X^\dagger H X)} \right\} \quad (279)$$

$$= \int_X \pi^{-N} \det^{-1}(R_{xx}) e^{[-X^\dagger (R_{xx}^{-1} - i\Theta H) X]} dX \quad (280)$$

$$= \det^{-1}(R_{xx}) \det \left[ (R_{xx}^{-1} - i\Theta H)^{-1} \right] \quad (281)$$

$$= \det^{-1}(I - i\Theta R_{xx} H) \quad (282)$$

Dans ce cas:

$$E_{p(X, R_{xx})} X^\dagger H X = -i \left[ \frac{d}{d\Theta} F_{R_{xx}, H}(\Theta) \right]_{\Theta=0} \quad (283)$$

$$= +i \det^{-2}(I - i\Theta R_{xx} H) \frac{d}{d\Theta} [\det(I - i\Theta R_{xx} H)] \Big|_{\Theta=0} \quad (284)$$

$$= - \text{Trace}(R_{xx} H) \quad (285)$$

car

$$\frac{d}{d\Theta} [\det(I - i\Theta R_{xx} H)] \Big|_{\Theta=0} = -\text{Trace}(R_{xx} H) \quad (286)$$

Pour trouver le maximum de  $\text{Ln}(L)$ , considérons l'intégrale suivante:

$$J = \int_{\tilde{X}} p(X, R_{xx}^{-1}) \text{Ln} [ (p(X, B^{-1})) / (p(X, R_{xx}^{-1})) ] dX \quad (287)$$

Alors:

$$J = \int_{\tilde{X}} [p(X, R_{xx}^{-1}) (\text{Ln}(p(x, B^{-1}))) - p(X, R_{xx}^{-1}) \text{Ln}(p(X, R_{xx}^{-1}))] dX \quad (288)$$

$$J = \int_{\tilde{X}} \left\{ [\text{Ln}(\det B) - X^\dagger B X] p(X, R_{xx}^{-1}) - [\text{Ln}(\det R_{xx}) - X^\dagger R_{xx} X] p(x, R_{xx}^{-1}) \right\} dX$$

$$J = \text{Ln}(\det B) - \text{Trace}(R_{xx}^{-1} B) - \text{Ln}(\det R_{xx}) + \text{Trace}(I) \quad (289)$$

Nous pouvons alors déduire que toute matrice définie positive et hermitienne  $\hat{R}_{xx}$  qui maximise  $\text{Ln}(L)$  maximise aussi  $J$  et inversement. En remarquant que

$$\text{Ln}(u) \leq u - 1 \quad (290)$$

nous avons:

$$J = \int_{\tilde{X}} p(X, R_{xx}^{-1}) \text{Ln} \left[ \frac{p(X, B^{-1})}{p(X, R_{xx}^{-1})} \right] dX \quad (291)$$

$$J \leq \int_{\tilde{X}} p(X, R_{xx}^{-1}) \left[ \frac{p(X, B^{-1})}{p(X, R_{xx}^{-1})} - 1 \right] dX = 0 \quad (292)$$

L'égalité est obtenue si

$$p(X, B^{-1}) = p(X, R_{xx}^{-1}) \quad (293)$$

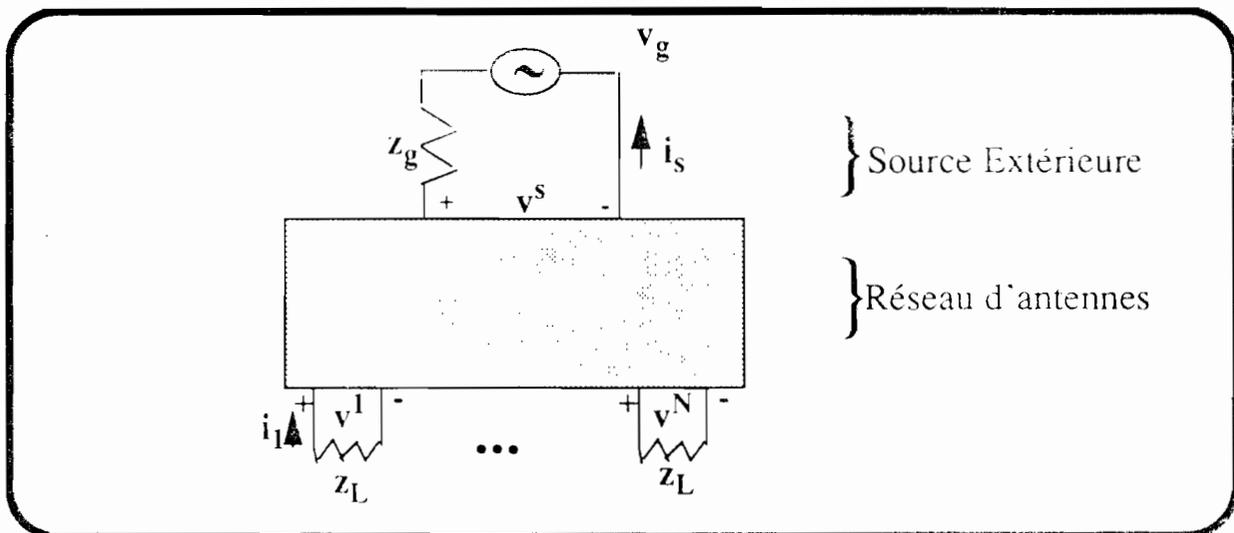
c'est-à-dire

$$\hat{R}_{xx}^{-1} = B^{-1} \quad \text{d'où} \quad \hat{R}_{xx} = B = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K X(j) X(j)^{\dagger} \quad (294)$$

## A.3

## MODELISATION DU PHENOMENE DE COUPLAGE INTERELEMMENT

Le modèle de la figure ci-dessous est utilisé pour établir la matrice de couplage [32].



La source extérieure (émetteur) est modélisée par un générateur de f.e.m  $v_g$  et d'impédance interne  $z_g$ .

En appliquant les lois classiques de Kirchoff, on a:

$$\left\{ \begin{array}{l} v^1 = z_{11}i_1 + \dots + z_{1N}i_N + z_{1s}i_s \\ \dots \end{array} \right. \quad (286)$$

$$v^N = z_{N1}i_1 + \dots + z_{NN}i_N + z_{Ns}i_s$$

$z_{ij}$  est l'impédance mutuelle entre les éléments d'antennes

$$\text{Comme} \quad i_j = -\frac{v_j}{z_L} \quad j=1 \text{ à } N \quad (287)$$

et en appliquant les conditions aux limites : circuit ouvert.

$$i_j = 0 \quad j = 1 \text{ à } N \quad \text{d'où} \quad v^j = v_{oj} = z_{js} i_s$$

Dans ce cas :

$$\begin{bmatrix} 1 + \frac{z_{11}}{z_L} & \frac{z_{12}}{z_L} & \dots & \frac{z_{1N}}{z_L} \\ & & & \\ & & \dots & \\ \frac{z_{N1}}{z_L} & \frac{z_{N2}}{z_L} & \dots & 1 + \frac{z_{NN}}{z_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v^1 \\ \dots \\ v^j \\ \dots \\ v^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{o1} \\ \dots \\ v_{oj} \\ \dots \\ v_{oN} \end{bmatrix} \quad (288)$$

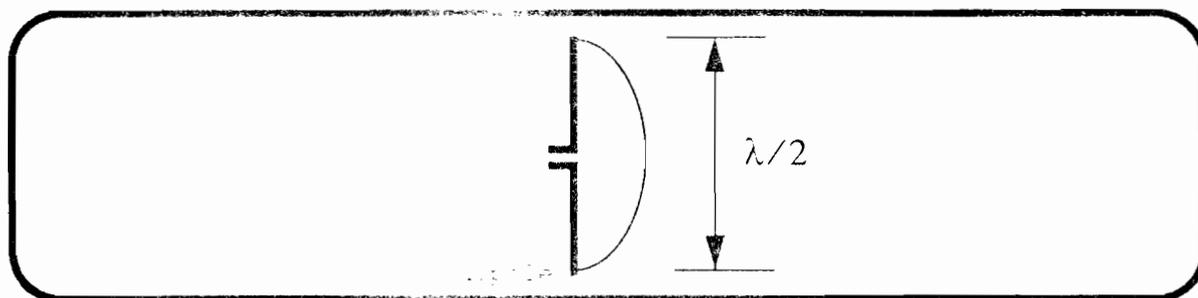
$$\text{ou} \quad Z_o \cdot V = V_o \quad (289)$$

$Z_o$  représente la matrice de transformation reliant les tensions de fonctionnement en circuit ouvert et en charge : elle contient les informations sur le couplage interélément.

## A.4

## CALCUL DES COEFFICIENTS DE SELF ET MUTUELLE IMPEDANCES DE LA MATRICE DE COUPLAGE $Z_o$

Nous utilisons la méthode de la force électromotrice induite de Carter [41] avec l'hypothèse d'une distribution sinusoidale du courant le long des éléments dipôles de longueur  $\lambda/2$ :



Dans ce cas:

-- Si  $R_{ii}$  et  $X_{ii}$  désignent respectivement la self résistance et la self réactance de l'élément capteur  $i$ , alors

$$R_{ii} = 30 \cdot C_{in}(2\pi) \quad (290)$$

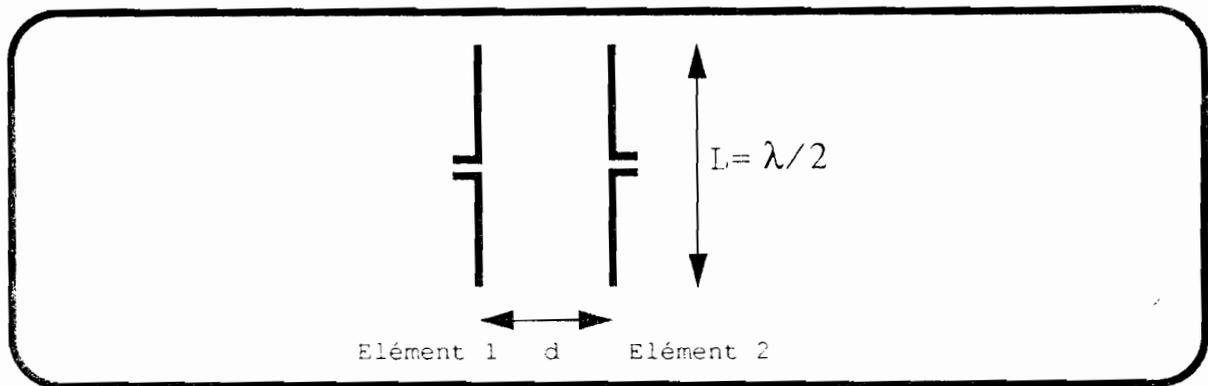
$$X_{ii} = 30 \cdot S_i(2\pi) \quad (291)$$

où

$$C_{in}(x) = \int_0^x \frac{(1 - \cos v)}{v} dv, \quad S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin v}{v} dv \quad (292)$$

L'expression  $Z_{ii} = R_{ii} + jX_{ii}$  correspond à la self impédance de l'élément  $i$  (nous supposons que tous les éléments dipôles sont identiques).

-- Nous étudions l'impédance mutuelle existant entre deux éléments consécutifs du réseau.



L'impédance mutuelle  $Z_{12} = R_{21} + X_{21}$  avec

$$R_{21} = 30 \left\{ 2C_i(\beta d) - C_i \left[ \beta \left( \sqrt{d^2 + L^2} + L \right) \right] - C_i \left[ \beta \left( \sqrt{d^2 + L^2} - L \right) \right] \right\} \quad (293)$$

$$X_{21} = -30 \left\{ 2S_i(\beta d) - S_i \left[ \beta \left( \sqrt{d^2 + L^2} + L \right) \right] - S_i \left[ \beta \left( \sqrt{d^2 + L^2} - L \right) \right] \right\} \quad (294)$$

$C_i$  désigne le cosinus intégrale défini par

$$C_i(x) = \int_{-\infty}^x \frac{\cos v}{v} dv \quad (295)$$

## REFERENCES



- 
- [1] **TAUB, SHILLING** : " Principles of Communication Systems ", McGraw Hill, 1986
- [2] **R.A MONZINGO, T.W MILLER** : " Introduction to Adaptive Arrays ", Willey-Interscience Publication, 1980
- [3] **J. SAILLARD** : " Antennes Adaptatives ", Support de cours de D.E.A Traitement du Signal et Télécommunications, Université de Rennes I, Nov.1989.
- [4] **COMPTON R.T** : " Adaptive Antennas - Concept and Performance ", Prentice Hall, 1988
- [5] **G. BORGIOTTI and L.J. KAPLAN** : " Superrésolution of uncorrelated Interference Sources by using Adaptive Array Techniques ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-27, No 6, Nov.1979
- [6] **HUDSON J. E.** : " Adaptive Arrays Principles ", IEEE Electromagnetic Waves, Series 11
- [7] **L.C GODARA, A. CANTONI** : " Analysis of Constrained LMS Algorithm with Application to Adaptive Beamforming using Perturbation Sequences ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-34, n 3, pp 368-379, March 1986
- [8] **W.C JAKES** : " Microwave Mobile Communication ", Wiley-Interscience Publication, 1974
- [9] **J. ZANDER** : " A Stochastical Model of the Urban UHF Radio Channel ", IEEE Trans. on V.T., Vol. VT-30, n4, pp 145-155, Nov.1981
- [10] **APPLEBAUM S.P.** : " Adaptive Arrays ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-24, No 5, pp 585-598, Sept. 1976
- [11] **EROST O.L.** : " An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing ", IEEE, Vol.60, No 8, pp 926-935, August 1972
- [12] **W.F ROGERS, R.T COMPTON J.R** : " Adaptive Array Bandwidth with Tapped Delay Line Processing ", IEEE Trans. Aerosp. Elect. Syst., Vol. AES 15, No 1, pp 21-28, Jan. 1979
- [13] **K. GERLACH** : " Fast Orthogonalization Networks ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-34, n 3, pp 458-462, March 1986
- [14] **FETY L.** : " Méthodes de Traitement d'Antennes adaptées aux radiocommunications", Thèse de Docteur - Ingénieur ENST, Paris, juin 1988
- [15] **CANTONI A.** : "Application of Orthogonal Perturbation Sequences to Adaptive Beamforming ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-28, No 2, March 1980
- [16] **Y. OGAWA, M. OHMIYA, K. ITOH** : " LMS Adaptive Array for Multipath Fading Reduction ", IEEE Trans. on Aerosp. and Elect. Syst. Vol. AES-23, No 1, Jan 1987
-

## Références

---

- [17] **WIDROW B., MANTEY P.E., GRIFFITHS L.J., GOODE B.B.** : " Adaptive Antenna Systems ", Proc. of the IEEE, Vol.55, No 12, pp 2143-2159, Dec. 1967
- [18] **WIDROW B., MCCOOL J.M.** : " A comparison of Adaptive Algorithms based on the Methods of Steepest Descent and Random Search ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-24, No 5, pp 615-637, Sept. 1976
- [19] **L.L. HOROWITZ, K.D. SENNE** : " Performance Advantage of Complex LMS for Controlling Narrowband Adaptive Arrays ", IEEE Trans. Acoust. Speech Sig. Proc., Vol. ASSP-29, No 3, pp 722-735, June 1981
- [20] **R.T. COMPTON, J.R.** : " Improved Feedback Loop for Adaptive Array ", IEEE Trans. Aerosp. Elect. Syst., Vol. AES 16, No 2, March 1980
- [21] **M. BELLANGER** : " Traitement Numérique du Signal ", Collection CNES-CNET, Masson, Paris 1984
- [22] **COMPTON R.T.** : " An Experimental Four-Element Adaptive Array ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-24, No 5, pp 697-706, Sept. 1976
- [23] **KARMOUDI A.** : " Etude de faisabilité d'une Antenne Adaptative gérée par Microprocesseur pour Communications entre Mobiles ", Thèse de Docteur-Ingénieur, Université Bretagne Occidentale, Fev. 1986
- [24] **M. DIOP, J.F. DIOURIS, J. SAILLARD** : " A Modified Howells-Applebaum Adaptive Loop for Enhanced Noise Rejection ", proposition de communication IEE Proceedings-F Radar and Signal Processing, Mars 1991
- [25] **WIDROW B., DUVALL K.M., GOOCH R.P., NEWMAN W.C.** : " Signal cancellation Phenomena in Adaptive Antennas: causes and cures ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-30, No 3, pp 469-478, May 1982
- [26] **L.L. HOROWITZ, H. BLATT, W.G. BRODSKY, K.D. SENNE** : " Controlling Adaptive Antenna Arrays with the Sample Matrix Inversion Algorithm ", IEEE Trans. Aerosp. Elect. Syst., Vol. AE 515, No 6, pp 840-848, Nov. 1979
- [27] **D.M. BOROSON** : " Sample Size Considerations for Adaptive Arrays ", IEEE Trans. Aerosp. Elect. Syst., Vol. AES 16, No 4, pp 446-451, July. 1980
- [28] **H. LIN** : " Spatial Correlations in Adaptive Arrays ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-30, No 2, March 1982
- [29] **R.T. COMPTON, J.R.** : " On the Performance of a Polarization Sensitive Adaptive Array ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-29, No 5, Sept. 1981

- [30] **J.F. DIOURIS** : " Récepteur Adaptatif Multicapteur pour Communications radiomobiles", Thèse de Docteur de l'Université de Rennes I, Dec. 1991
- [31] **R.T COMPTON, J.R** : " A Method of choosing Element Patterns in an Adaptive Array ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-30, No 3, May 1982
- [32] **I.J. GUPTA and A.A KSIENSKI** : " Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-31, No 5, Sept. 1983
- [33] **M. DIOP** : " Mise en Oeuvre d'un Algorithme d'Inversion de Puissance dans une Antenne Adaptative ", rapport de D.E.A Traitement du Signal et Télécommunications, Université de Rennes I, Sept. 1989
- [34] **ZHANG Y., KAZUHIRO H., KYOHEI F.** : " Performance of Power Inversion Adaptive Array with the Effect of Mutual Coupling ". Proceedings of ISAP'85
- [35] **J.P.COUPEZ** : " Etude de déphaseurs potentiellement intégrables à 900 MHz. ", thèse de Docteur-Ingénieur, Université Bretagne Occidentale, 1988
- [36] **J.F. DIOURIS, M. DIOP, J. SAILLARD** : " Un réseau d'Inversion de Puissance Expérimental ", J.I.N.A 1990, Nice, FRANCE
- [37] **R.T COMPTON, J.R** : " An Adaptive Array in a Spread Spectrum Communication System ", Proc. IEEE, Vol. 66, No 3, pp 289-298, March 1978
- [38] **C.L. ZAHM** : " Application of Adaptive Arrays to suppress Strong Jammers in the Presence of Weak Signals ", IEEE Trans. Aerosp. Elect. Syst., Vol.AES 9, No 2, pp 260-271, March. 1973
- [39] **E. GUERIN, M. DIOP, J. SAILLARD** : " Etude et Réalisation d'un Générateur de Signal de Référence pour les récepteurs LMS ", Mini Projet IRESTE 3- Université de Nantes- Dec. 1991
- [40] **I.J.REED, J.D MALLET, I.E BRENNAN** : " Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays ", IEEE Trans. Aerosp. Elect. Syst., Vol.AES 10, No 6, pp 853-863, Nov. 1974
- [41] **J.D KRAUS** : " Antennas ", Second Edition 1988
- [42] **J.L MILIN** : " Etude et Réalisation d'une Antenne Auto-adaptative - Application à la Radio Navigation N.A.V.S.T.A.R./G.P.S ", Thèse de Docteur de l'Université de Rennes I, Juin 1992
- [43] **E. POTTIER** : " Contribution de la Polarimétrie dans la Discrimination de Cibles RADAR - Application à l'Imagerie Electromagnétique Haute Résolution", Thèse de Docteur de l'Université de Rennes I, Dec. 1990
- [44] **J.L MILIN, J.F DIOURIS, J. SAILLARD, C. TERRET** : " Linearization of a Pin Diode Biphase Attenuator ", ANTEM, Symposium on Antenna Technology and Applied

Electromagnetics, WINNIPEG, CANADA, August 15-17, 1990

[45] **M. DIOP, J.F. DIOURIS, J. SAILLARD** : " A low-cost Experimental Adaptive Antenna built in the UHF Band for a Minimum Response Time in Interference Cancellation", IEEE Vehicular Technology Conference, DENVER, USA, Vol.1, pp 25-28, May 10-13, 1992

[46] **P.F. COMBES, J. GRAFFEUIL, J.F. SAUTEREAU** : " Composants, Dispositifs et Circuits actifs en Microondes ", Editions DUNOD Université, ISBN 2-04-015750-6

[47] **F. KITSON, L.J. GRIFFITHS**, : " Grating Lobes Effects in Linear Adaptive Receiving Arrays ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-11, No 2, pp 379-382, 1980

[48] **H. LIN** : " Desing of Element Placement in Adaptive Arrays ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-11, No3, pp 383-386, Sept. 1980

[49] **I.J. GUPTA, A.A. KSIENSKI** : " Adaptive Antenna Arrays for Weak Interfering signals ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-34, No3, pp 420-426, March 1986

[50] **S.P. APPLEBAUM, D.T. CHAPMAN** : " Adaptive Arrays with Main Beam Constraints ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-24, No5, pp 650-662, Sept. 1976

[51] **J. KESLER, S. HAYKIN** : " A New Adaptive Antenna for Elevation Angle Estimation in Presence of Multipath ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-4, pp 130-133, 1980

[52] **W.D. WHITE** : " Cascade Preprocessors for Adaptive Antennas ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-24, No5, pp 670-684, Sept. 1976

[53] **M.K. LEAVITT** : " A Phase Adaptation Algorithm ", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-24, No5, pp 754-756, Sept. 1976

[54] **P.A THOMPSON** : " Adaptation by Direct Phase-Shift Adjustment in Narrowband Adaptive Antenna Systems", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-24, No5, pp 756-760, Sept. 1976

[55] **S. DRABOWITCH** : " Antennes en Réseaux à Commande de Phase pour RADAR et Télécommunications ", Ann. Telecomm. 40, No3-4, pp 171-180, 1985

[56] **M. KUNT** : " Traité Numérique des Signaux ", Traite d'Electricité, d'Electronique et d'Electrotehnie, DUNOD ISBN Bordas 2-04-01 1588-9

[57] **G.A. DESCHAMPS** : " Geometrical Representation of the Polarization of a plane electromagnetic wave", Proc. IRE, Vol. 39, pp 540-544, May 1951

[58] **G.A. DESCHAMPS, P. MAST** : " Poincaré Sphere Representation of Partially Polarized Waves", IEEE trans. on Ant. and Propag. , Vol. AP-21, pp 474-478, 1973

[59] G. SINCLAIR : " The Transmission and Reception of Elliptically Polarized Waves", Proc. IRE, Vol. 39, pp 148-151, May 1950

[60] J. DARRICAU : " Physique et Théorie du RADAR", Sodipe Ed., 2nd édition, 1981



## LISTE DES FIGURES



---

## LISTE DES FIGURES

<b>chapitre 1 : BASES DE RECEPTION ADAPTATIVE</b>	<b>14</b>
figure 1.1 : Principe d'un Filtre Adaptatif	16
figure 1.2 : Filtre adaptatif pour signaux à bande étroite	19
figure 1.3 : Filtre adaptatif pour signaux à large bande ( Structure directe ou transversale )	19
figure 1.4 : Configuration des signaux capteurs	21
figure 1.5 : Exemple de récepteur adaptatif rectiligne	24
figure 1.6 : Limites de l'approximation bande étroite	25
figure 1.7 : Evolution des pondérations du réseau	27
figure 1.8 : Perturbation symétrique à l'aide de fonctions orthogonales	29
figure 1.9 : Application de la méthode des perturbations associée au critère du minimum de variance	34
figure 1.10 : Configuration d'une voie de traitement (Forme réelle du LMS)	37
figure 1.11 : Configuration d'une voie de traitement (Forme complexe du LMS)	38
figure 1.12 : Boucle adaptative de Howells-Applebaum	52
figure 1.13 : Génération des coefficients de pondérations	56
figure 1.14 : Influence du filtre passe-bas sur les pondérations	58
figure 1.15 : Performances comparatives	59
figure 1.16 : Adaptation en absence de signal utile	65
figure 1.17 : Adaptation en présence de signal utile	65
figure 1.18 : Performances du Maximum de Vraisemblance	67
figure 1.19 : Performances du Maximum de Vraisemblance	67
figure 1.20 : Performances du Maximum de Vraisemblance	68
figure 1.21 : Performances du Maximum de Vraisemblance	68
figure 1.22 : Performances de l'estimateur pondéré	69
figure 1.23 : Performances de l'estimateur pondéré	69

<b>chapitre 2 : INFLUENCE DES CARACTERISTIQUES RADIOELECTRIQUES DES CAPTEURS ET LIMITATIONS DES PERFORMANCES</b>	<b>74</b>
<b>figure 2.1 : Ellipse de Polarisation</b>	<b>76</b>
<b>figure 2.2 : Base Linéaire de Polarisation</b>	<b>77</b>
<b>figure 2.3 : Configuration du Réseau Plan</b>	<b>77</b>
<b>figure 2.4 : Sphère de Poincaré et Etat de Polarisation</b>	<b>78</b>
<b>figure 2.5 : Application de la Polarisation</b>	<b>84</b>
<b>figure 2.6 : Discrimination par Polarisation Horizontale et Verticale du Signal Utile</b>	<b>88</b>
<b>figure 2.7 : Discrimination par Polarisation Elliptique du Signal Utile</b>	<b>88</b>
<b>figure 2.8 : Application de la Sphère de Poincaré</b>	<b>89</b>
<b>figure 2.9 : Amélioration des Performances par Optimisation sur la Position des Éléments Capteurs</b>	<b>91</b>
<b>figure 2.10 : Influence de la Distance Interéléments</b>	<b>93</b>
<b>figure 2.11 : Influence de la Direction d'Incidence du Signal Utile ( Présence d'un couplage interéléments )</b>	<b>95</b>
<b>figure 2.12 : Influence de la Distance Intercapteurs ( Présence de couplage )</b>	<b>96</b>
<b>figure 2.13 : Influence de la Taille du Réseau ( Présence de couplage )</b>	<b>97</b>
<b>figure 2.14 : Représentation des Valeurs Propres de la Matrice de Covariance ( Présence de couplage )</b>	<b>101</b>
<b>figure 2.15 : Régime Transitoire en Présence de Couplage</b>	<b>102</b>
<b>figure 2.16 : Diagramme de Rayonnement (Erreur sur la Position du zéro)</b>	<b>104</b>
<b>figure 2.17 : Diagramme de Rayonnement (Performances optimales)</b>	<b>104</b>
<b>figure 2.18 : Choix Optimal du Vecteur Directionnel en Présence de Couplage</b>	<b>105</b>
<b>chapitre 3 : DESCRIPTION DES FONCTIONS ELECTRONIQUES NECESSAIRES A LA REALISATION DE L'ANTENNE ADAPTATIVE</b>	<b>108</b>
<b>figure 3.1 : Description de la Ligne Microruban</b>	<b>108</b>
<b>figure 3.2 : Diviseur Adapts de Wilkinson</b>	<b>109</b>
<b>figure 3.3 : Transformée de Hilbert</b>	<b>110</b>
<b>figure 3.4 : Décomposition en Phase et en Quadrature</b>	<b>111</b>

---

figure 3.5 : Adaptation des Coupleurs	112
<b>figure 3.6</b> : Performances en Phase des Voies (1) et (2)	112
<b>figure 3.7</b> : Performances en Phase des Voies (3) et (4)	113
<b>figure 3.8</b> : Performances en Amplitudes des Voies adaptatives	113
<b>figure 3.9</b> : Synoptique et Performances des Mélangeurs	114
<b>figure 3.10</b> : Filtre Passe-Bande et Amplificateur IF	115
<b>figure 3.11</b> : Performances du CAG	116
<b>figure 3.12</b> : Schéma de Cablage du Convertisseur A/D	118
<b>figure 3.13</b> : Numérisation des Signaux	119
<b>figure 3.14</b> : Courbe d'adaptation des Atténuateurs	120
<b>figure 3.15</b> : Performances des Atténuateurs	121
<b>chapitre 4 : IMPLANTATIONS FAIBLE COUT</b>	<b>126</b>
<b>figure 4.1</b> : Schéma de Principe	127
<b>figure 4.2</b> : Puissance de Sortie	127
<b>figure 4.3</b> : Performances Optimales	130
<b>figure 4.4</b> : Simulation de l'Algorithme	131
<b>figure 4.5</b> : Synoptique du Dispositif Expérimental	132
<b>figure 4.6</b> : Résultats Experimentaux	133
<b>figure 4.7</b> : Génération des Voies de Traitement	135
<b>figure 4.8</b> : Récepteur adaptatif optimal	136
<b>figure 4.9</b> : Modèle d'Antenne Réseau	137
<b>figure 4.10</b> : Synoptique du Simulateur	138
<b>figure 4.11</b> : Modules UHF du Simulateur de Signaux	139
<b>figure 4.12</b> : Variation du Déphasage en fonction de la Tension de Commande	140
<b>figure 4.13</b> : Synoptique du Générateur d'un Signal de Référence	142
<b>figure 4.14</b> : Génération d'une référence à l'aide de Codes PN	144
<b>figure 4.15</b> : Codage Markovien	144
<b>figure 4.16</b> : Génération d'une référence par Codage Markovien	145

figure 4.17 : Schéma Fonctionnel du démodulateur	146
figure 4.18 : Schéma Electrique du Filtre Passe-bande	146
figure 4.19 : Performance du filtre passe-bande	147
figure 4.20 : Schéma Fonctionnel de l'OCT	148
figure 4.21 : Schéma Electrique du Générateur de Référence	149
figure 4.22 : Schéma Electrique du Générateur de sequence	150
figure 4.23 : Performances en Absence de Brouilleur	150
figure 4.24 : Performances en Présence de Brouilleur	151
figure 4.25 : Voie Adaptative de l'Algorithme LMS	152
figure 4.26 : Spectre des Signaux Avant Adaptation	155
figure 4.27 : Résultats Expérimentaux	156
figure 4.28 : Résultats Expérimentaux	157
figure 4.29 : Résultats Expérimentaux	157
figure 4.30 : Spectre des Signaux après Adaptation	158
figure 4.31 : Spectre des Signaux avant et après Adaptation (Limites des Performances)	159
figure 4.32 : Spectre des Signaux avant et après Adaptation (Limites des Performances)	160

VU :

Le Président de la Thèse

VU :

Le Directeur de thèse

VU et APPROUVE

RENNES, le

Le Directeur de l'U.F.R.

Professeur M.A. NUSIMOVICI

Directeur de l'U.F.R.

"Structure et Propriétés de la Matière"

Professeur J.C. Hardouin

VU pour autorisation de soutenance

Rennes, le 16 OCT. 1992

Le Président de l'Université de RENNES I,

J.C. HARDOUIN

