The 80 000 456

50376-
1999-
275

N° d'ordre : 2524

THESE

Présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

Pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE
Spécialité : Electronique

Par

Christophe SALMER

UNIVERSITÉ DES SC. ET TECHN. LILLE
BIBLIOTHÈQUE UNIVERSITAIRE

CONTRIBUTION A L'ETUDE DE LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION D'UN EMETTEUR ETAT SOLIDE POUR RADAR

Soutenue le 11 mai 1999, devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :	MM.	E.CONSTANT	Président
		P.A. ROLLAND	Directeur de thèse
		Ph. EUDELINE	Directeur de thèse
		L. BERTEL	Rapporteur
		J.F. SAUTEREAU	Rapporteur
		G. AUVRAY	Examinateur
		J.R. BOIS	Examinateur
		F. CLERC	Invité

A la mémoire de ma mère

A mon père et à toute ma famille

A Louise, Benoît, Enguerrand et Cyprien

REMERCIEMENTS

Cette thèse a été préparée chez THOMSON-CSF AIRSYS au sein du service hyperfréquence de la Technical Business Unit (TBU) RADAR DEVELOPMENT du centre de ROUEN YMARE en collaboration avec l'Institut d'Electronique et de Micro-électronique du Nord (IEMN), UMR CNRS, département Hyperfréquences et Semiconducteur de l'Université des Sciences et Technologies de Lille.

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur le Professeur **E. CONSTANT** de l'Institut d'Electronique et de Micro-électronique du Nord, de me faire l'honneur de présider la commission d'examen, de ses encouragements et de son intérêt pour mes recherches.

Je remercie Monsieur le Professeur **P.A. ROLLAND**, responsable du département Hyperfréquences et Semiconducteur de l'IEMN, d'avoir suivi la préparation de ma thèse durant ces trois années et de son apport scientifique à mes travaux de recherche.

Je tiens particulièrement à remercier Monsieur **Ph. EUDELINE** pour son accueil au sein de son service de THOMSON-CSF AIRSYS. Les encouragements, la confiance en mes travaux, le suivi et l'aide qu'il a apporté à mes travaux ont fortement contribué à leur réussite.

J'exprime mes plus sincères remerciements à Monsieur le Professeur **L. BERTEL**, de l'Université de Rennes 1, directeur du Laboratoire Antennes et Réseaux, UPRES-A CNRS, qui a accepté de juger mon travail et d'en être rapporteur.

J'adresse également mes remerciements à Monsieur le Professeur **J.F. SAUTEREAU**, de l'Université de TOULOUSE III et du Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes, UPR CNRS, pour avoir accepté de juger mon travail et d'en être également rapporteur.

Je tiens à remercier Monsieur **G. AUVRAY**, expert au sein de la direction technique de la TBU RADAR DEVELOPMENT de THOMSON-CSF AIRSYS, pour l'intérêt constant et le soutien financier qu'il a apporté à mes travauxde recherche et pour son accord de participer à ce jury de thèse.

Je remercie vivement Monsieur **J.R. BOIS**, responsable marketing chez THOMSON-CSF DETEXIS, de ces nombreux conseils et encouragements durant mes années de thèse et de me faire l'honneur de participer à ce jury.

Je tiens à remercier Monsieur **F. CLERC**, chef du service Antenne de THOMSON-CSF AIRSYS, pour l'intérêt qu'il apporté à mes travaux de thèse et de son accord à participer à ce jury.

Mes remerciements vont aussi aux nombreuses personnes de THOMSON-CSF AIRSYS qui ont contribué à la réussite de ma thèse : **M. LENOIR**, directeur technique de la TBU RADAR DEVELOPMENT de THOMSON-CSF AIRSYS, **J.M. GARDIN**, directeur du centre de THOMSON-CSF AIRSYS de ROUEN-YMARE et le personnel du service hyperfréquence (RYH). Je tiens également à remercier **C. TOLANT** pour son accueil au sein du groupe Amont du service hyperfréquence et pour son aide constante et amicale. Je remercie également les nombreuses personnes de THOMSON-CSF AIRSYS qui m'ont apporté leur aide : **C. AUBRY, A. BELACHE, D. CAER, J.M. FERRIER et A. POEZEVARA**. Je tiens également à remercier **F. DEBOURG** de THOMSON-CSF DETEXIS pour sa participation à mes travaux.

Je ne saurais oublier mes nombreux amis du centre du centre de THOMSON-CSF AIRSYS de ROUEN-YMARE qui m'ont toujours encouragé à finaliser ma thèse.

J'adresse mes remerciement à **Y. DELIGNON** de l'Ecole Nationale d'Ingénieur en Communication (ENIC) pour son aide et sa contribution à mes travaux de recherche.

Je tiens enfin à remercier les nombreuses personnes qui m'ont aidé à la réalisation de ce mémoire, par leurs conseils, leurs corrections ou leurs apports technique.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE 1

GLOSSAIRE 6

CHAPITRE I : RAPPEL DU PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN RADAR ET DEFINITION DE LA STABILITE EN PHASE ET EN AMPLITUDE DES EMETTEURS RADAR 8

1 INTRODUCTION 8

2 PRESENTATION GENERALE DU RADAR 9

2.1 RAPPEL DE L'EQUATION RADAR 9

2.2 LE BLOC DIAGRAMME TYPIQUE D'UN RADAR IMPULSIONNEL 15

2.3 LES PARAMETRES D'UN RADAR 24

2.4 LA COMPRESSION D'IMPULSION 32

2.5 LES DIFFERENTS TYPES D'EMETTEUR ETAT SOLIDE 35

2.5.1 L'émission regroupée 35

2.5.2 L'émission semi répartie 36

2.5.3 L'émission répartie 37

2.6 EXEMPLE D'UN EMETTEUR RADAR 39

2.6.1 Les caractéristiques de cet émetteur 39

2.6.2 L'architecture de l'émetteur 40

2.6.3 Le module émission 1400W 41

3 LES INSTABILITES DES EMETTEURS 42

3.1 INTRODUCTION 42

3.2 LES INSTABILITES D'UN EMETTEUR 42

3.2.1 L'instabilité inter pulse 42

3.2.2 L'instabilité intra pulse 43

3.2.3 L'instabilité d'impulsion à impulsion 44

4 LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION 47

4.1 PRESENTATION THEORIQUE DE L'INSTABILITE D'IMPULSION A IMPULSION 47

4.1.1 L'instabilité de phase 47

4.1.2 L'instabilité d'amplitude 49

4.1.3 Cas général 50

4.1.4 Les deux composantes de l'instabilité d'impulsion à impulsion 53

4.2 LES CAUSES D'INSTABILITE 54

4.2.1 Les causes d'instabilité de la partie émission d'un radar 54

4.2.2 Les causes d'instabilité propres d'un module amplificateur état solide 60

4.3 LES CONSEQUENCES DE L'INSTABILITE D'IMPULSION A IMPULSION 68

4.4 L'AMELIORATION DE LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION 75

4.4.1 L'atténuation des causes d'instabilité 76

4.4.2 Le traitement du signal hyperfréquence 77

4.5 EXEMPLES DE PERFORMANCES EN STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION 79

4.6 CONCLUSION 80

5 CONCLUSION GENERALE 82

BIBLIOGRAPHIE 84

CHAPITRE II : LES METHODES DE CALCUL DE LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION 88

1 INTRODUCTION 88

2 LES METHODES DE CALCUL DE LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION 89

2.1 CALCUL DE LA STABILITE PAR MOYENNE QUADRATIQUE 91

2.2 CALCUL DE LA STABILITE PAR ECART TYPE 94

2.3 METHODE DE L'ANALYSE SPECTRALE 95

2.4 CALCUL DES COMPOSANTES DETERMINISTE ET ALEATOIRE 103

2.5 SYNTHESE 106

3 ETUDE QUANTITATIVE DE LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION 107

3.1 LA COMPARAISON DES TROIS METHODES DE CALCUL DE LA STABILITE 108

3.1.1 Les résultats obtenus avec la rafale N°1 111

3.1.2 Les résultats obtenus avec la rafale N°2 115

3.1.3 Synthèse des résultats 118

3.2 CONCLUSION 123

4 ETUDE THEORIQUE DES DIFFERENCES ENTRE LES RESULTATS DES METHODES DE CALCUL DE LA STABILITE 125

4.1 L'INFLUENCE DE LA TRANSFORMEE DE FOURIER DISCRETE 125

4.2 EFFET DE LA PONDERATION UTILISEE DANS LA METHODE DE L'ANALYSE SPECTRALE 126

4.2.1 Les caractéristiques des pondérations 126

4.2.2 L'effet de lissage de la pondération 130

4.2.3 Conclusion 138

4.3 INFLUENCES DES CARACTERISTIQUES PROPRES DES INSTABILITES D'IMPULSION A IMPULSION DE PHASE ET D'AMPLITUDE 139

4.3.1 Les méthodes temporelles 139

4.3.2 Les méthodes temporelles et la méthode fréquentielle 140

4.4 LA PRECISION DE L'EVALUATION DE LA STABILITE 141

4.5 CONCLUSION 142

5 CONCLUSION GENERALE 143

BIBLIOGRAPHIE 144

ANNEXE 1 147

ANNEXE 2 151

CHAPITRE III : ANALYSE DES CAUSES D'INSTABILITE D'UN MODULE EMETTEUR ETAT SOLIDE 157

1 INTRODUCTION 157

2 LE TRANSISTOR DE PUISSANCE 158

2.1 LE TRANSISTOR BIPOLAIRE 158

2.2 LE TRANSISTOR BIPOLAIRE DE PUISSANCE 159

2.2.1 Topologie 159

2.2.2 Les classes de fonctionnement 161

2.2.3 Schéma équivalent 165

3 L'ETUDE DES CAUSES D'INSTABILITE D'UN MODULE ETAT SOLIDE 167

4 LES PHENOMENES D'ORIGINE THERMIQUE DANS LES COMPOSANTS DE PUISSANCE 170

4.1 INTRODUCTION 170

4.2 COMPORTEMENT THERMIQUE D'UN COMPOSANT DE PUISSANCE 171

4.2.1 Les éléments du transistor bipolaire sensibles aux variations thermiques 171

4.2.2 Les mécanismes de transfert de chaleur dans un composant 171

4.2.2.1 Transfert par conduction 172

4.2.2.2 Transfert par radiation 174

4.2.2.3 Transfert par convection 175

4.2.2.4 Conclusion 177

4.2.3 Le simulateur FLOTHERM 177

4.2.4 La validation du simulateur FLOTHERM 179

4.3 LIEN ENTRE VARIATION THERMIQUE ET STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION 182

4.3.1 Introduction 182

4.3.2 Méthodologie 182

4.3.3 Validation de résultats dans un cas plus réaliste 187

4.3.4 Conclusion 193

5 LES FLUCTUATIONS DE L'ALIMENTATION ELECTRIQUE 195

5.1 INTRODUCTION 195

5.2 LES VARIATIONS DES ALIMENTATIONS ELECTRIQUES 196

5.3 INFLUENCE DE LA VARIATION DE TENSION D'ALIMENTATION SUR LA STABILITE DE PHASE ET D'AMPLITUDE 201

5.3.1 Etude qualitative 201

5.3.2 Méthodologie pour une étude quantitative 203

5.3.3 Les résultats de mesures 204

6 L'EFFET D'UNE DESADAPTATION EN SORTIE D'UN AMPLIFICATEUR SUR SA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION 206

6.1 INTRODUCTION 206

6.2 INFLUENCE DE LA DESADAPTATION DE LA SORTIE D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE 50W SUR SA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION 207

6.2.1 Les conditions de mesures 207

6.2.2 Les résultats de mesures 209

6.3 CONCLUSION 216

BIBLIOGRAPHIE 218

ANNEXE 1 221

ANNEXE 2 227

CHAPITRE IV : ETUDE DE L'EFFET DE LA RECOMBINAISON DE PLUSIEURS SIGNAUX SUR LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION 229

1 INTRODUCTION 229

2 ETUDE PRELIMINAIRE DE L'INFLUENCE DE LA RECOMBINAISON SUR LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION 230

2.1 INTRODUCTION 230

2.2 EXPERIMENTATION DE LA RECOMBINAISON ENTRE MODULES ETAT SOLIDE 231

2.2.1 Les conditions de mesures 231

2.2.2 Les résultats de mesures 232

2.2.2.1 Stabilité de deux modules recombinés 232

2.2.2.2 Stabilité de quatre modules recombinés 236

2.3 CONCLUSION DE L'EXPERIMENTATION 238

3 ETUDE DE L'INFLUENCE DE LA RECOMBINAISON ENTRE AMPLIFICATEURS SUR LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION 239

3.1 INTRODUCTION 239

3.2 ETUDE DE LA RECOMBINAISON DE DEUX AMPLIFICATEURS 2W 239

3.2.1 Les conditions de mesures 240

3.2.2 Les résultats de mesures 243

3.2.3 L'études de la recombinaison à puissance de sortie constante 250

3.2.4 L'étude statistique des résultats de mesures de recombinaison 253

3.2.5 L'étude de l'utilisation d'isolateurs dans le montage équlibré 258

3.2.6 L'étude de l'effetde la recombinaison avec deux déphasages 264

3.2.7 Synthèse des mesures de recombinaison des deux amplificateurs 2W 265

3.3 ETUDE DE LA RECOMBINAISON DE DEUX AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE 10W 266

3.3.1 Les conditions de mesures 266

3.3.2 Les résultats de mesures 267

4 CONCLUSION GENERALE 275

BIBLIOGRAPHIE 276

ANNEXE 1 277

ANNEXE 2 284

CONCLUSION GENERALE 286

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION

Pour beaucoup d'auteurs, la première réalisation d'un RADAR (Radio Detection And Ranging) date de 1935 et résulte des travaux de Sir Waston WATT. Cet ingénieur Anglais a proposé, en ces années d'entre les guerres, un système permettant de localiser précisément une cible et surtout de mesurer la distance de celle-ci. Le principe peut être énoncé de la façon suivante : une antenne émet à intervalles réguliers, une onde de fréquence donnée modulée en amplitude par des impulsions courtes. Lorsque l'onde radioélectrique rencontre un obstacle, une partie de l'énergie est réfléchie vers le radar. Le récepteur capte cet écho et mesure le décalage temporel entre l'émission et la réception des impulsions électromagnétiques. La vitesse de propagation des ondes électromagnétiques étant égale à celle de la lumière, il est facile de calculer la distance entre le radar et la cible.

Mais, ce premier radar n'a pas vu le jour soudainement. En réalité, il est apparu petit à petit, grâce aux découvertes et aux travaux de nombreux chercheurs qui ont tous contribué à sa réalisation.

Tout d'abord, nous pouvons citer Heinrich HERTZ. Il a en 1886 fait la découverte essentielle qu'il n'y avait pas de différences entre les ondes lumineuses et les ondes électromagnétiques. Les phénomènes de réflexion, de réfraction et de diffraction des ondes électromagnétiques sont alors clairement mises en évidence.

Par la suite, Christian HULFSMEYER réalise son Télémobiloscope en 1904. Cet appareil de projection et de réception d'ondes hertziennes permet de donner l'alarme en présence d'un corps métallique (train, bateau, ...) situé dans le faisceau du projecteur. Il utilisa en particulier son Télémobiloscope pour la détection de navires situés à quelques kilomètres des côtes .

Ensuite, de nombreux chercheurs dans le monde entier se livrent à des expérimentations de détection en utilisant des ondes électromagnétiques. Mais la véritable éclosion de cette technique apparait entre 1930 et 1940. Pendant cette période, des recherches, des études et des développements ont été menés à bien simultanément dans de nombreux pays, non seulement les USA, la Grande-Bretagne, l'Allemagne et la France mais aussi la Russie, l'Italie, la Hollande et le Japon.

Au cours de ces années, ces travaux se concrétisent parfois par des réalisations opérationnelles. Nous pouvons citer l'installation d'un système de détection d'iceberg par les Français M. PONTE et H. GUTTON de la Compagnie générale de Télégraphie sans Fil (CSF), en 1924 sur le navire Oregon et en 1935 sur le paquebot Normandie. Ce système fonctionnait en ondes continues sur des longueurs d'onde de 80 centimètres puis de 16 centimètres. Il fut probablement la première installation radar utilisée de manière opérationnelle. Par la suite, sur le Normandie, il fut installé en 1937/38 un radar à impulsion utilisant un tube hyperfréquence (un magnétron émettant à 16 centimètres de longueur d'onde - 1900MHz, puissance de 10W crête et impulsion de 6µs) et une antenne parabolique de un mètre de diamètre.

Au centre de l'histoire du radar, l'avènement du Magnétron présente une importance particulière. Son origine date de 1924 avec les travaux de A. Zatek (Prague), E. Haban (Jena) et K. Okabe (Japon). Il connaîtra en France un grand développement dès 1930 avec la production de Magnétrons émettant une puissance d'une dizaine de Watts en longueur d'onde décimétrique par H. Gutton et S. Berline. Puis, en 1939, les chercheurs introduisent une cathode " à oxydes " permettant des courants très élevés et donc des puissances de crête élevées (500W puis dès 1940, 4kW) et largement supérieures à celles des magnétrons utilisant des cathodes en filament de

tungstène. La structure de ce tube préfigurait celle des magnétrons modernes utilisés de nos jours. M. Ponte apporta un exemplaire de ce magnétron aux chercheurs britanniques le 8 mai 1940. Ce fut le point de départ de l'emploi des cathodes à oxydes dans le tube d'émission des radars à impulsions.

Puis, la grande étape de l'évolution du radar est la seconde Guerre mondiale durant laquelle il passa du stade expérimental à sa mise en application dans le domaine militaire. Il fut en particulier utilisé par les Allemands le long du mur de l'Atlantique et du côté Anglais dans la CHAIN HOME pour faire face aux nombreuses attaques aériennes massives lancées par le Reich et les tenir en échec pendant la bataille d'Angleterre. Le radar connut un développement important durant ce conflit et de nombreuses réalisations virent le jour comme par exemple le Würzburg-Riese en 1941 côté Allemand et le radar centimétrique H2S côté anglais.

A l'issue de ce conflit, en 1945, une série de volumes fut éditée par le MIT (Massachussets Institut of Technology). Ils constituèrent de véritables documents de base sur le radar, grâce au rassemblement des principes et les technologies essentielles. Il devait servir de références pendant de nombreuses années. Par la suite, le radar va continuer à évoluer et progresser. Nous pouvons citer en particulier l'apparition des radars VCM, Visualisation des cibles Mobiles (en anglais : MTI, Moving Target Indicator). Ces radars utilisent l'effet Doppler pour distinguer une cible mobile dans un milieu d'échos fixes. Par la suite, les nombreuses réalisations suivent l'évolution des technologies : l'apparition des semi-conducteurs dans les années soixante et le traitement numérique du signal dans les années soixante-dix grâce à l'apparition de l'informatique, en sont des exemples.

Dans ce contexte, une évolution importante du radar est l'apparition de l'émission à l'état solide. Une chaîne d'amplificateurs de puissance état solide peut remplacer avantageusement un tube hyperfréquence pour l'émission, principalement en bande L, S et C. Cette utilisation de l'état solide dans le domaine des radars permet d'augmenter de façon importante les performances de détection de ces derniers, surtout pour les applications militaires. Dans ce domaine, les besoins et les contraintes vont en augmentant : nous cherchons à augmenter le nombre de cibles à détecter dans un environnement de plus en plus brouillé et tout cela dans la plus grande discrétion. D'autre part, nous cherchons à détecter des cibles de plus en plus furtives, aux surfaces de réflectivité de plus en plus réduites.

Parmi les caractéristiques essentielles des radars, nous devons citer la stabilité d'impulsion à impulsion des émetteurs, influant directement sur leur capacité de détection. Celle-ci a connu une évolution importante avec l'apparition du dispositif à l'état solide. Elle exprime la variation de phase et d'amplitude du signal hyperfréquence d'impulsion à impulsion. Elle constitue le sujet de cette thèse dans le contexte des émetteurs à l'état solide.

Ce travail est divisé en quatre chapitres. Le premier chapitre présente de façon générale la notion de stabilité d'impulsion à impulsion d'un émetteur de radar de surface. Cette présentation débute par une description générale du radar afin de définir précisément le cadre de cette étude. Le fonctionnement du radar et ses différentes caractéristiques sont précisés. Suite à cette présentation, les différentes instabilités existantes au niveau d'un émetteur radar sont décrites. Parmi ces différentes instabilités, nous insistons plus particulièrement sur l'une d'elle : l'instabilité d'impulsion à impulsion, sujet principal de cette thèse. Ses causes et ses conséquences sont aussi détaillées.

Le deuxième chapitre concerne l'étude quantitative de la stabilité d'impulsion à impulsion. Après une étude théorique de cette notion de stabilité d'impulsion à impulsion, une approche plus quantitative est donnée, avec en particulier la présentation des différentes méthodes permettant l'évaluation de cette caractéristique radar. Les différences constatées entre les résultats issus des méthodes de calcul sont ensuite démontrées, analysées et quantifiées. Les explications concernant l'origine des ces différences de résultats sont données de façon précise et dans certain cas de façon quantitative.

Le troisième chapitre est consacrée à l'analyse des différentes causes d'instabilité d'impulsion à impulsion constatées au niveau des modules amplificateur à l'état solide utilisés dans les radars de surface. Ces modules amplificateurs sont constitués de plusieurs étages d'amplificateurs de puissances constitués majoritairement de transistors bipolaires. Ce chapitre débute par conséquent par la présentation de ces derniers. Par la suite, les différentes causes d'instabilité d'impulsion à impulsion au niveau d'un module émission sont présentées par ordre d'importance : les variations thermiques, les fluctuations de l'alimentation électrique, le taux d'ondes stationnaires, ...

Au niveau du quatrième chapitre, l'effet de la recombinaison de plusieurs signaux issus de plusieurs modules sur la stabilité d'impulsion à impulsion de l'ensemble est traité. Ce chapitre montre l'intérêt de recombiner plusieurs étages afin d'améliorer la stabilité. Nous avons considérée l'effet de la recombinaison spatiale des signaux issus de deux amplificateurs. L'effet de deux types différents d'amplificateurs utilisés dans nos modules état solide a été étudié et a permis d'obtenir des éléments permettant de comprendre ce phénomène.

GLOSSAIRE

- **Pr** : puissance reçue.

- **Pe** : puissance émise.

- **G** : gain de l'antenne.

- λ : longueur d'onde du signal émis.

- σ : Surface Equivalente Radar (SER) de la cible.

- **Ls** : pertes du système radar.

- **Latm** : pertes atmosphériques.

- **R** : distance radar - cible.

- **k** : constante de Boltzman (1,38 10-23 J/K).

- **T** : température du récepteur.

- **F** : facteur du bruit du récepteur.

- **B** : bande passante du récepteur.

- τ : durée de l'impulsion émise.

- θ**g** : ouverture d'une antenne dans le plan de gisement.

- θ**s** : ouverture d'une antenne dans le plan de site.

- **FI** : Fréquence Intermédiaire.

- **Tr** : temps de répétition.

- **FF** : facteur de forme de la rafale

- **PRF** (Pulse Repetition Frequency) le temps de répétition des impulsions.

- **Vr** : vitesse d'une cible.

- **Pc** : puissance crête.

- **Pm** : puissance moyenne.

- **Fd** : fréquence Doppler.

- **Va** : vitesse ambiguïté.

- **TFAC** : Traitement à Fausse Alarme Constant.

- **P(Vo)** : puissance du signal pur.

- **P(V)** : puissance du signal résultant.

- **P(W)** : puissance de la perturbation.

- **S** : stabilité totale d'impulsion à impulsion

- S_φ : stabilité de phase d'impulsion à impulsion

- S_A : stabilité d'amplitude d'impulsion à impulsion

- P_B : puissance du bruit

- P_S : puissance de sortie

- **TFD** : Transformée de Fourier Discrète

- **TFR** : Transformée de Fourier Rapide

- **p** : perte d'information

- **Cje** : capacité de jonction base-émetteur

- **Cbc** : capacité de jonction base-collecteur

- **Cde** : capacité de diffusion base-émetteur

- **Zth** : impédance thermique

- **Vdi** : tension au début de l'impulsion i

- **Vfi** : tension en fin de l'impulsion i

- **Vli** : tension au passage en zone linéaire

- **Vc** : tension de consigne

- **d** : drop par unité de temps

- α : taux de recharge

CHAPITRE I : RAPPEL DU PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN RADAR ET DEFINITION DE LA STABILITE EN PHASE ET EN AMPLITUDE DES EMETTEURS RADAR

CHAPITRE I : RAPPEL DU PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN RADAR ET DEFINITION DE LA STABILITE EN PHASE ET EN AMPLITUDE DES EMETTEURS RADAR

1 INTRODUCTION

Nous avons vu que la stabilité en amplitude et en phase du signal d'émission est une caractéristique primordiale d'un émetteur radar à impulsions [1.1]. Elle devient, compte tenu du niveau de performance exigé actuellement, un paramètre de plus en plus important. Mais, derrière cette notion, aucune définition n'est universellement admise. Nous nous proposons donc dans ce travail de remédier à ce problème.

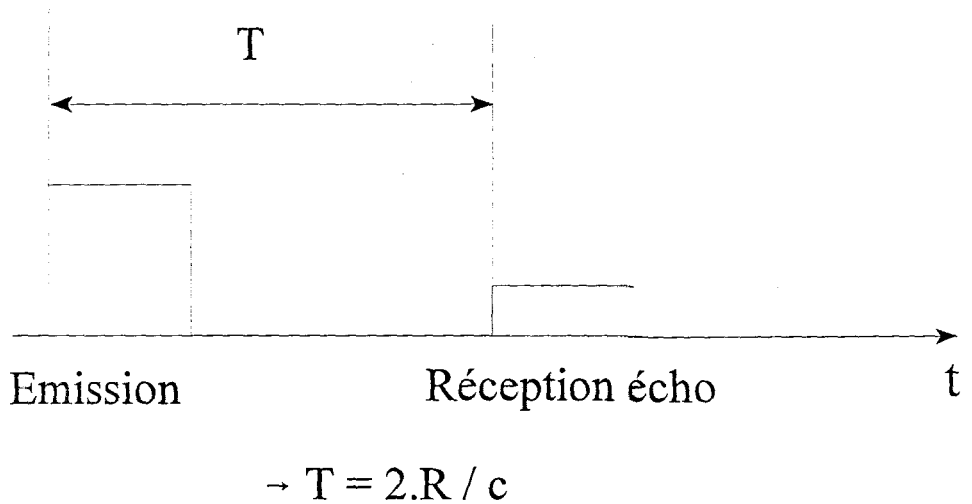
Ce premier chapitre a donc pour objectif de définir de la façon la plus générale possible la stabilité d'un émetteur radar. Il est scindé en trois parties. La première partie donne une présentation générale du radar. La deuxième partie présente les différentes instabilités rencontrées dans les émetteurs radar. Enfin, la stabilité d'impulsion à impulsion, sujet de la thèse, est définie précisément dans la troisième partie.

2 PRESENTATION GENERALE DU RADAR

Avant d'aborder le sujet principal de notre travail, une présentation succincte et générale d'un système radar impulsionnel nous a semblé nécessaire. Au cours de cette première partie, nous nous efforcerons de donner une définition des principaux termes techniques du domaine, qui seront souvent utilisés par la suite. Signalons enfin que seul le radar impulsionnel cohérent sera considéré.

2.1 RAPPEL DE L'EQUATION DU RADAR

Le principe d'un radar impulsionnel est basé sur la mesure du temps de vol aller et retour de l'onde électromagnétique entre l'antenne du radar et la cible.



$$\rightarrow T = 2.R / c$$

Figure I-1 : Principe du radar

Pour un radar à impulsion non modulée, la puissance réfléchie par la cible sur son antenne peut se calculer à partir de l'équation du radar :

$$P_r = \frac{P_e G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 Ls\ Latm\ R^4} \qquad (1.1)$$

Où :

- Pr est la puissance reçue.

- Pe la puissance crête émise.

- G le gain de l'antenne.

- λ la longueur d'onde du signal émis.

- σ la Surface Equivalente Radar (SER) de la cible. Elle exprime la signature radar d'une cible. A titre d'exemple, un homme a une SER de $1m^2$, un avion gros porteur environ $100m^2$, un avion de chasse $1m^2$ et un missile $0.1m^2$.

- Ls les pertes hyperfréquences à l'émission et à la partie réception du système radar.

- Latm les pertes atmosphériques pour un parcours de 2R.

- R la distance radar - cible.

La puissance disponible de bruit à l'entrée du récepteur est donnée par :

$$P_N = k\,T\,B\,F \qquad (1.2)$$

Où :

- k est la constante de Boltzman (1,38 10-23 J/K).

- T la température du récepteur.

- F le facteur du bruit du récepteur.

- B la bande passante du récepteur. Elle est inversement proportionnelle à la largeur d'impulsion.

Elle représente aussi la puissance minimum (Pmin), la plus petite puissance qu'il faut appliquer à l'entrée du récepteur pour distinguer un écho du bruit de fond.

Le rapport signal à bruit S/N pour ce radar à impulsion non modulée est donc :

$$\frac{S}{N} = \frac{P_e G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T B F Ls Latm R^4} \qquad (1.3)$$

Si τ est la durée de l'impulsion émise, l'énergie du signal reçu après réflexion sur la cible est :

$$E_r = P_r \tau \qquad (1.4)$$

En supposant que le filtre de réception est adapté B = $1/\tau$, nous obtenons alors une expression du rapport signal à bruit donnée par :

$$\frac{S}{N} = \frac{P_e \tau G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T F Ls Latm R^4} \qquad (1.5)$$

Ce rapport signal à bruit intervient directement sur la probabilité de détection et de fausse alarme. A titre d'exemple, la figure I.2 présente l'évolution de cette probabilité de détection en fonction du rapport signal à bruit pour différents taux de fausse alarme. Pour la figure I.3, la probabilité de détection est fonction du nombre d'impulsions intégrées.

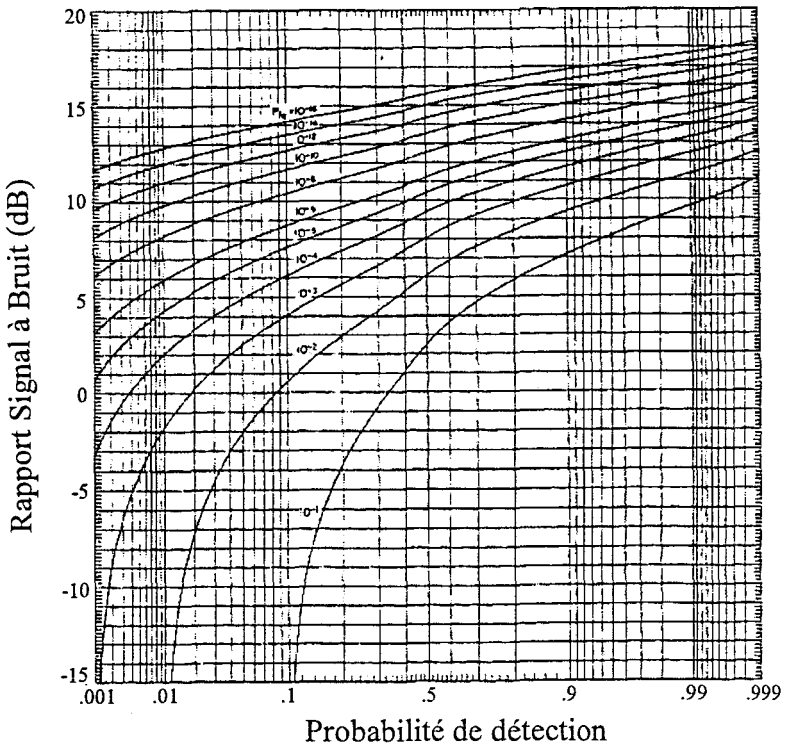


Figure I-2 : Probabilité de détection en fonction du rapport signal à bruit

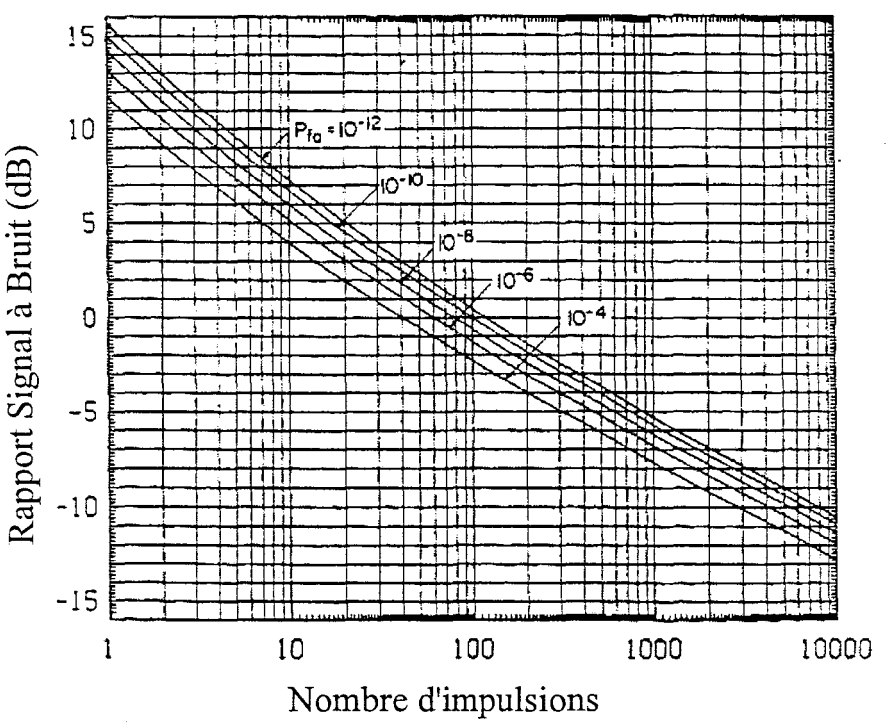


Figure I-3 : Probabilité de détection en fonction du nombre d'impulsions

Le **taux de fausse alarme** est lié à la notion probabiliste de décision de présence de cible. Il est défini par un seuil positionné par rapport à la puissance de bruit. Suivant l'utilisation, le radar est réglé afin que la probabilité de fausse alarme ne dépasse pas une valeur imposée, typiquement 10E-6 sur bruit thermique. Ce seuil de détection est relevé en fonction du niveau des échos fixes et des gabarits des lobes secondaires du radar pour tendre vers un système à taux de fausse alarme constant (TFAC).

Concernant la notion d'écho fixe, un abus de langage est utilisé. L'écho fixe signifie en effet écho de cible fixe. Par la suite, nous utiliserons uniquement le terme écho fixe.

Ce rapport signal à bruit détermine en particulier la portée maximum du radar en fonction du type de cible (Surface Equivalente Radar : SER et type de fluctuations). En effet, à partir de différentes données (type de cible SER, rapport signal à bruit, caractéristiques du radar, ...) la distance maximum radar cible (R) peut être définie :

$$R = \left(\frac{P_e \tau G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T F Ls Latm \frac{S}{N}} \right)^{\frac{1}{4}} \qquad (1.6)$$

A partir de cette relation, un graphe de détection peut être défini pour chaque radar. Il présente en deux dimensions la surface de détection du radar en fonction du type de cible (suivant sa SER et type de fluctuations). La figure 1.4 donne un exemple :

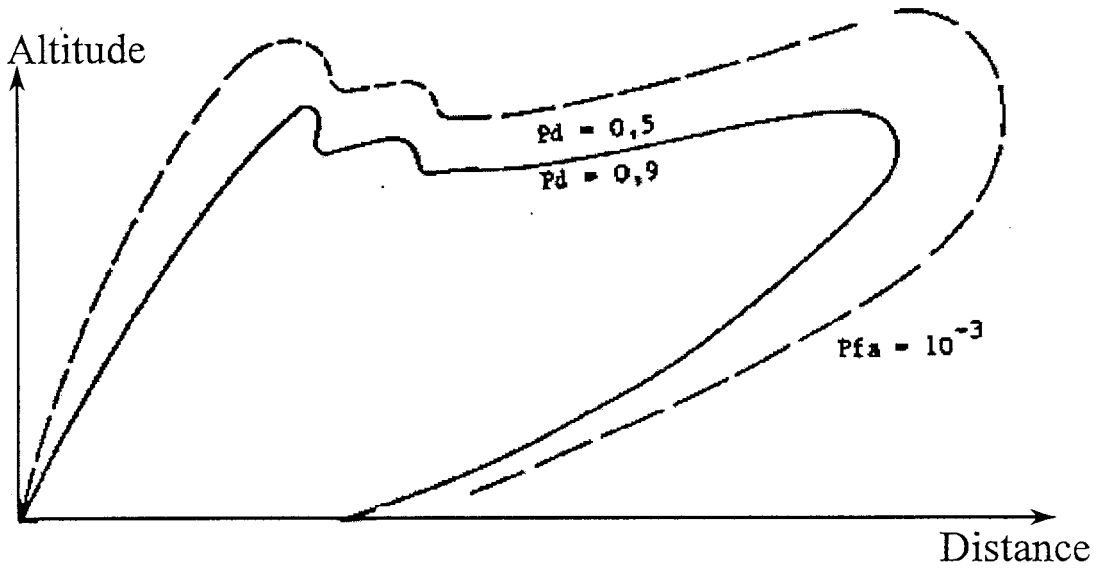


Figure I-4 : Représentation de la surface de détection d'un radar.

Inversement, l'équation radar peut être utilisée pour déterminer la puissance d'émission à fournir pour l'obtention d'une portée désirée pour des cibles de SER donnée. Nous avons :

$$P_e = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)(4\pi)^3 k\,T\,F\,Ls\,Latm\,R^4}{\tau\,G^2\,\lambda^2\,\sigma} \qquad (1.7)$$

Prenons l'exemple d'une application millimétrique courte portée : les différentes caractéristiques du radar sont les suivantes :

- F = 77GHz (à changer 3.0GHz)
- Distance maximale est de 200m
- SER de la cible : 1m²
- G = 44dB
- S/N = 13dB
- T = 290° K
- F = 10dB

- Ls = 1dB

- Latm = 0.3dB/km

- $\tau = 5\mu s$

Pour détecter une cible dans ces conditions, il faut émettre une puissance **Pe > 64dBm, soit 2.5kW.**

Dans le cas où la cible est mobile, nous utilisons le glissement de fréquence Doppler pour la séparer des échos fixes (VCM). Ce glissement est donné par : $Fd = 2.Vr / \lambda$, avec Vr la vitesse radiale de la cible.

2.2 LE BLOC DIAGRAMME TYPIQUE D'UN RADAR IMPULSIONNEL ([1.2] à [1.5])

Un radar comprend en général huit parties importantes :

- Un gestionnaire radar.

- Un générateur de signaux.

- Un émetteur hyperfréquence.

- Un duplexeur.

- Une antenne.

- Une tête hyperfréquence de réception.

- Un récepteur Fréquence Intermédiaire (FI).

- Une partie traitement et exploitation du signal.

Ces huit parties d'un radar sont représentées par la figure I-5 :

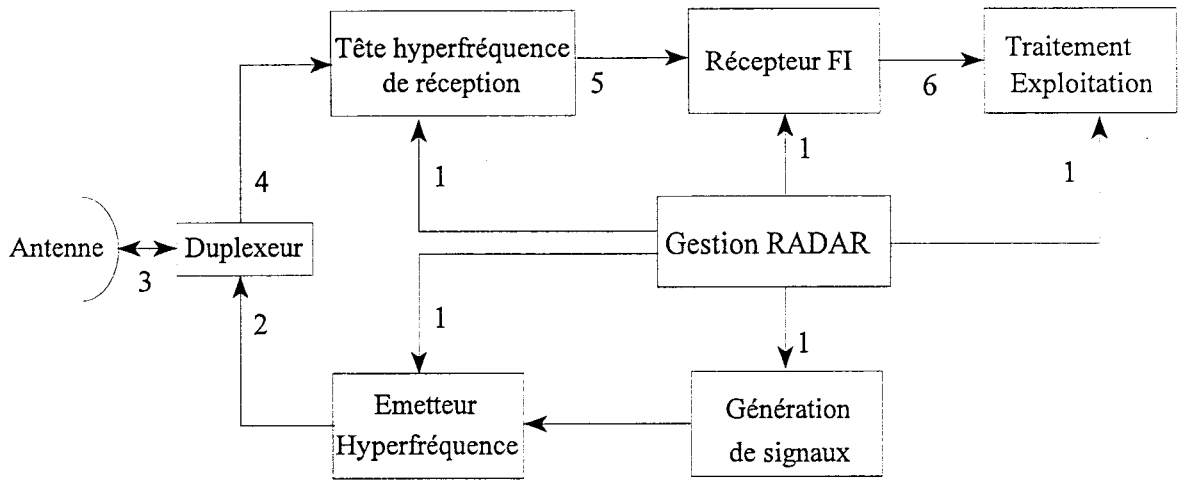


Figure I-5 : Représentation des différentes parties d'un radar

1 : signaux de synchronisation.

2 : signaux hyperfréquence émis.

3 : liaison duplexeur antenne.

4 : signaux hyperfréquence reçus.

5 : signaux FI reçus.

6 : signaux traités par le récepteur.

Le rôle respectif de ces huit parties principales d'un radar peut être résumé comme suit :

- Le gestionnaire radar est le coeur du système radar. Il délivre, à l'aide d'une horloge de grande stabilité, les signaux de base qui définissent les instants d'émission et divers signaux annexes nécessaires à des opérations en temps réel.

- **Le générateur de signaux** a pour rôle de générer un signal d'émission faible puissance en mode pulsé (le niveau est de l'ordre de 10dBm) et des signaux de référence (signaux d'oscillation locale), utilisables tant en réception qu'en émission. Ce générateur de signaux génère aussi des références de synchronisation, d'horloge et éventuellement des signaux de test.

- **L'émetteur** a pour rôle de fournir un signal hyperfréquence de forte puissance en mode impulsionnel. Il existe deux types d'émetteur :

- Les oscillateurs de puissance à tube hyperfréquence unique. Dans ce cas, l'émetteur comprend aussi le générateur de signaux.

- Les chaînes d'amplification à tube hyperfréquence ou à l'état solide. Dans la suite, seules les chaînes d'amplification à l'état solide seront considérées.

- **Le duplexeur** est un aiguilleur électronique entre l'émetteur, le récepteur et l'antenne. Il permet d'une part au signal émis d'être dirigé vers l'antenne avec une perte minimale, tout en isolant convenablement le récepteur et d'autre part, au signal reçu d'être dirigé totalement vers le récepteur, sans dérivation vers l'émetteur et toujours avec une perte minimale.

- **L'antenne** est l'élément en général le plus visible du radar et également le plus connu du profane. Son rôle est de :

- Réaliser une transition efficace pour l'énergie électromagnétique entre l'espace libre et les parties hyperfréquences d'émission et de réception radar.

- Concentrer au mieux l'énergie électromagnétique tant à l'émission qu'à la réception dans un angle solide donné.

Les fonctions d'émission et de réception peuvent soit être liées (radars monostatiques), soit être indépendantes (radars bistatiques). Dans ce dernier cas, l'antenne est double et il est nécessaire que les deux aériens soient orientés à chaque instant dans la même direction. Ils doivent donc être solidaires entre eux ou synchronisés. Une antenne double est majoritairement utilisée pour les radars dits CW (Continuous Wave, radars à ondes entretenues). Pour ce type de radar, l'émetteur émet en permanence.

Il existe différents types d'antenne : antenne à réflecteur, parabolique, antenne à balayage électronique, cassegrain, réseaux, ... Chaque type correspond à une application particulière du radar. Par exemple, l'antenne à réflecteur est utilisée pour les radars de veille, de poursuite et d'écartométrie.

Les paramètres importants d'une antenne radar sont la taille (la hauteur et la largeur), la directivité à l'émission et à la réception, le diagramme de rayonnement et les pertes (facteur de limitation de la puissance émise).

Le diagramme de rayonnement est donné en première approximation dans le plan horizontal (ou plan de gisement) et dans le plan vertical (ou plan de site). L'ouverture d'une antenne est déterminée dans le plan de gisement θg et dans le plan de site θs. Nous avons :

- $\theta g = 70.\lambda / L$ avec λ la longueur d'onde émise en mètres et L la largeur de l'antenne..
- $\theta s = 70.\lambda / h$ avec h la hauteur de l'antenne.

En réception à la sortie de l'antenne et du duplexeur, deux types de signaux existent :

- Le signal utile provenant de la cible. Il est de faible amplitude. Il faut donc l'identifier, l'amplifier et extraire des informations numériques proportionnelles à sa phase et son amplitude. Le principe

de la détection hétérodyne et du changement de fréquence sont systématiquement utilisés.

- Les signaux parasites parfois de très fortes amplitudes qui risquent de détériorer l'amplificateur.

Dans ce contexte, le dispositif de réception comporte deux parties : La tête hyperfréquence et le récepteur.

- **La tête hyperfréquence** a pour rôle de protéger la chaîne de réception contre des signaux de forte puissance volontaire (brouilleur) ou involontaire (émission d'un autre radar). Un limiteur réalise cette fonction. D'autre part, ce récepteur hyperfréquence amplifie le signal dans la bande utile, filtre les signaux hors bande utile et effectue le premier changement de fréquence.

- **Le récepteur** a pour rôle de modifier le signal Fréquence Intermédiaire (FI) issu de la voie réception hyperfréquence et provenant de la cible pour le rendre compatible avec le traitement du signal. Pour cela, il effectue les fonctions suivantes :

  - La transposition de fréquence.
  - Le filtrage adapté (dont la compression d'impulsion).
  - La démodulation amplitude phase à l'aide d'un démodulateur amplitude phase (DAP).
  - L'adaptation à la dynamique des codeurs analogique numérique (CAN).
  - La conversion analogique numérique avec un CAN.

Pour réaliser ces différentes fonctions, le récepteur comprend les éléments suivants : amplificateurs, mélangeurs, filtres et détecteur. Le signal vidéo en sortie du Démodulateur Amplitude Phase (DAP) se présente sous la forme de deux composantes en quadrature par rapport à un oscillateur de référence : I (In phase) et Q (in Quadrature) permettant d'évaluer

l'amplitude ($\sqrt{I^2+Q^2}$) et la phase (Actg(Q/I)). Les signaux analogiques des voies I et Q sont convertis par la suite en signaux numériques par un Convertisseur Analogique Numérique (CAN).

Afin d'illustrer le fonctionnement de l'ensemble réception hyperfréquence et réception, un exemple est donné sur la figure I-6 :

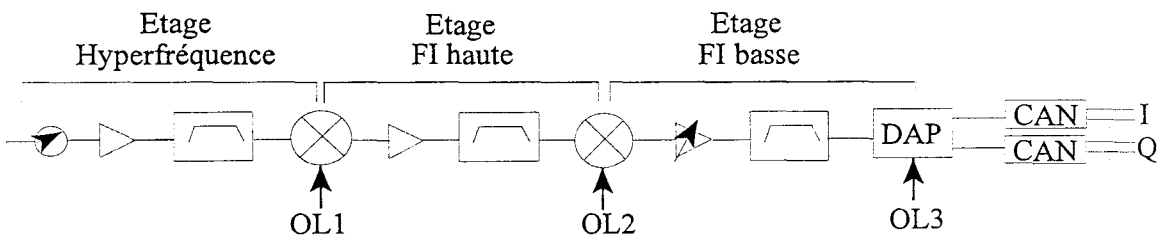


Figure I-6 : Chaîne de réception d'un radar.

La chaîne de réception comporte trois étage :

- Un étage hyperfréquence avec un limiteur pour la protection de signaux de forte puissance, un amplificateur faible bruit pour obtenir un niveau de bruit de la chaîne optimal et un filtre.

- Un étage Fréquence Intermédiaire (FI) haute faisant suite à un premier mélange. La fréquence est de l'ordre de 600MHz pour un radar en bande S. L'étage comprend aussi un amplificateur et un filtre.

- Un étage Fréquence Intermédiaire basse. Il est du même type que le précédent. La fréquence est de l'ordre de 60MHz.

Les étages sont suivis d'un Démodulateur Amplitude Phase et de deux convertisseurs Analogique Numérique.

Afin de bien comprendre le fonctionnement d'un récepteur à détection synchrone, la figure I-7 présente l'évolution temporelle d'une série d'impulsions émises et reçues avec leur traitement :

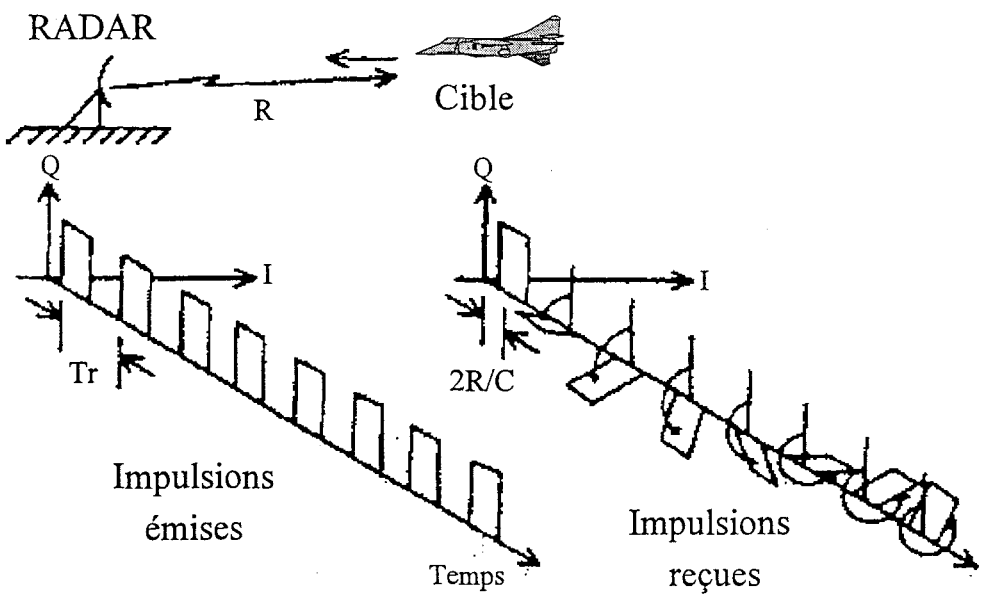


Figure I-7 : Représentation d'une série d'impulsions traitée par le récepteur.

Le signal de retour peut s'observer, après démodulation, dans un domaine vectoriel à trois dimensions : (t, I, Q). S'il est soumis à un effet Doppler ou à un décalage de fréquence, les impulsions paraîtront tourner autour de l'axe des temps à la fréquence Doppler. La tendance actuelle pour la chaîne de réception est de traiter le maximum d'éléments sous forme numérique et de limiter la part du traitement analogique.

- **Le traitement du signal** consiste à réaliser plusieurs opérations :

- Eliminer les échos toujours identiques à eux-mêmes (sans effet Doppler), correspondant aux cibles fixes et nommés échos fixes.

- Traiter les échos variant légèrement d'une récurrence à la suivante, qui représentent les cibles mobiles.

- Effectuer le filtrage adapté, par exemple par compression d'impulsion afin d'améliorer le rapport signal à bruit.

- Détecter : décider si un élément du signal est digne d'intérêt ou non.

- Mesurer : la position et les caractéristiques de la cible.

- Rendre compte : l'exploitation reçoit non seulement les informations des cibles, nommées plots, mais aussi l'information brouillage.

Les problèmes de stabilité ayant une incidence directe sur les possibilités de suppression **des échos fixes**, il nous semble important de rappeler brièvement les caractéristiques essentielles de ces divers types d'éléments encore nommés le plus souvent "fouillis" ou "clutter" en Anglais. Différents types peuvent être distingués :

- **"Fouillis" de sol** :

- "Fouillis" ponctuel produit par un réflecteur isolé : bâtiment ou terrain. Sa SER peut être forte, par exemple 10 000m².

- "Fouillis" diffus : les signaux sont issus de réflexions sur de très nombreux réflecteurs élémentaires, par exemple une plaine couverte de champs de blé. La réflectivité dépend de la nature et du relief du terrain et de l'incidence du faisceau radar.

- **"Fouillis" de mer** : l'eau de la mer est un liquide qui peut être considéré comme un conducteur imparfait pour la gamme de fréquence considérée. La mer réfléchit donc l'onde radar presque aussi bien que si elle était métallique. De plus, elle est agitée de façon aléatoire (vagues, embruns, ...). Tout ceci en fait un générateur de parasites redoutables pour les radars.

- **"Fouillis" atmosphérique** :

- "Fouillis" de pluie. Son importance est fonction de l'altitude (pour la réflectivité), la vitesse au sol, le gradient du vent (le gradient est la variation de la vitesse avec l'altitude) et l'écart-type de vitesse radiale des gouttes de pluie à une altitude donnée.

- "Fouillis" de neige. Il est semblable au "fouillis" de pluie.

- "Fouillis" de nuage.

- "Fouillis" de brouillard;

- **Les "anges"** sont des échos indésirables dûs aux oiseaux, aux insectes et aux effets de réfraction de l'atmosphère.

- **Le "Chaff"** est un nuage de paillettes largués par avion afin de limiter les possibilités de détection des radars. Les paillettes sont très légères. Elles mettent donc plusieurs heures à atteindre le sol à partir de l'instant de largage. La longueur des paillettes est adaptée à la longueur d'onde des radars à occulter.

2.3 LES PARAMETRES D'UN RADAR ([1.2] à [1.6])

Un radar impulsionnel en fonctionnement émet un train d'impulsions de même fréquence, appelé rafale. Une impulsion est constituée de l'enveloppe d'un signal hyperfréquence dont la fréquence est en bandes L, S, C ou X :

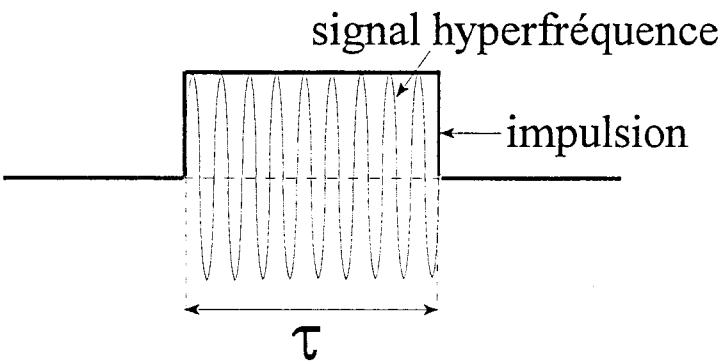


Figure I-8 : Représentation d'une impulsion.

Les principaux paramètres de l'impulsion sont les suivants :

- **La durée de l'impulsion** (τ). Elle représente la durée pendant laquelle l'émetteur est en fonctionnement. Deux types d'impulsion existent :

- Les impulsions courtes sont utilisées pour la veille proche (observation à courte distance). Leur largeur est comprise entre 1µs et 40µs.

- Les impulsions longues servent pour la veille lointaine. La largeur de ces impulsions est comprise entre 90µs et 200µs. La tendance actuelle est d'augmenter cette durée : nous parlons d'impulsions de 300µs, voire de 500µs.

La largeur d'impulsion détermine **le pouvoir séparateur en distance**. Il représente la distance minimale séparant deux cibles pour qu'elles soient distinguées : une impulsion émise parcourt un trajet égal à 2.R avec R la distance entre le radar et la cible. Connaissant le temps mis par l'impulsion pour réaliser ce parcourt, la distance R peut être déterminée sachant que l'onde se déplace à la vitesse de la lumière c. Nous avons : $R = c.t/2$.

Soient deux cibles C1 et C2 séparées du radar respectivement de R1 et R2. Nous avons $t1 = 2.R1/c$ et $t2 = 2.R2/c$. Pour pouvoir distinguer séparément ces deux cibles, il faut que : $t2 - t1 > \tau$ ou $2.(R2 - R1)/c > \tau$. Par conséquent, il faut : $R2 - R1 > \tau.c/2$. Le pouvoir séparateur en distance est donc égal à $\tau.c/2$, par conséquent il est directement lié à la largeur d'impulsion. Il est égal à 150m par µs de largeur d'impulsion. Par conséquent, plus l'impulsion émise est étroite, plus le pouvoir séparateur est important.

Nous parlons aussi **de pouvoir séparateur angulaire**. Il exprime l'angle solide minimal séparant deux cibles dans des conditions telles que le radar puisse effectivement associer une réponse à chaque cible. Il est lié à la nature de l'aérien utilisé : l'ouverture de son diagramme dans le plan du gisement et celle dans le plan de site.

La largeur d'impulsion caractérise aussi la portée minimale du radar. En effet, durant l'émission de l'impulsion, la partie réception ne fonctionne pas et tout signal réfléchi par une cible ne sera pas considéré (cas des radars monostatiques).

- **La période de répétition** (Tr) est le temps séparant le début de deux impulsions successives. Elle représente le temps maximum que doit mettre une impulsion pour effectuer l'aller-retour entre le radar et la cible : $Tr = 2.Rmax/c$. Ce temps de répétition est une des caractéristiques essentielles

qui détermine la portée d'un radar (voir équation du radar) et **l'ambiguïté distance**. Cette dernière peut s'expliquer ainsi : soit un radar émettant une série d'impulsions tous les Tr. Il n'est pas possible de savoir si l'écho reçu d'une cible est à la distance R ou R + n.c.Tr/2. Le radar présente donc une ambiguïté distance égale à c.Tr/2, ce paramètre est donc directement lié à sa fréquence de répétition.

Dans le langage du radariste, la somme de la durée de l'impulsion et du temps de silence avant l'impulsion qui suit se nomme une récurrence.

- **Le facteur de forme** est égal au rapport de la largeur d'impulsion sur la période de répétition et il est exprimé en pourcentage :

$$FF = \frac{\tau}{Tr} . 100 \qquad (1.8)$$

Le facteur de forme est différent suivant le type d'émetteur utilisé : émetteur à tube hyperfréquence ou émetteur état solide. En général, le facteur de forme d'un émetteur à tube hyperfréquence est inférieur à celui d'un émetteur état solide. Pour le premier, le facteur de forme est de l'ordre de 1 à 2 %, voir 5% maximum. Pour un émetteur état solide, le facteur de forme est actuellement de 10% et des facteurs de forme de l'ordre de 15 % sont envisagés pour le futur.

-**Le nombre d'impulsions par rafale :** Une rafale est une succession d'impulsions. En général, une rafale comprend entre huit et seize impulsions. La tendance est de diminuer ce nombre. En effet, un nombre moins important d'impulsions dans une rafale permet d'augmenter la discrétion d'un radar pour applications militaires et le nombre de fonctions possibles (veille lointaine et veille proche) pour les radars civils et militaires.

- **Le type de rafale** : Une rafale est caractérisée par son nombre d'impulsion, le ou les types d'impulsions et aussi par la fréquence de répétition des impulsions, en anglais, Pulse Repetition Frequency (PRF). Cette fréquence de répétition est durant la rafale, soit fixe, nous parlons alors d'émission à **PRF fixe**, soit variable, nous parlons alors d'émission à **PRF variable** :

- **Rafale à PRF fixe** :

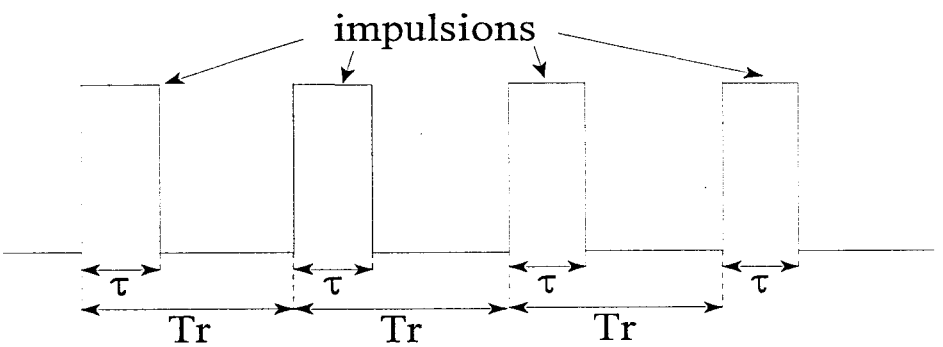


Figure I-9 : Rafale à PRF fixe.

- **Rafale à PRF variable** :

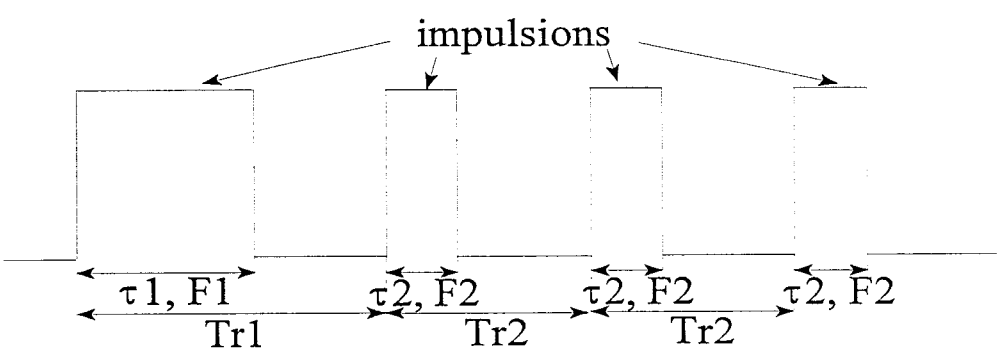


Figure I-10 : Rafale à PRF variable.

D'autre part, l'exemple d'une rafale particulière à PRF variable peut être donné. Il s'agit d'une rafale dite en **mode staggering**. Cette rafale comprend N impulsions de même largeur mais avec un temps de répétition entre chaque impulsion différent :

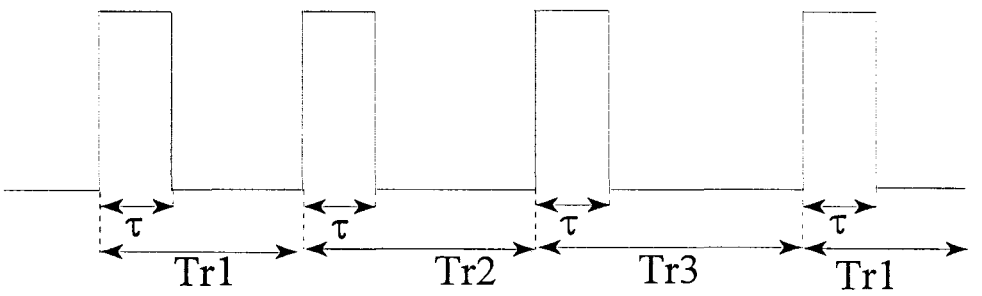


Figure I-11 : Rafale en staggering.

L'intérêt de ce type de rafale est de permettre l'observation de cibles ayant des vitesses proportionnelles à la fréquence de répétition : $Vr = \lambda / 2.Tr$, appelées vitesses nulles ou vitesses aveugles. Rappelons que $Fd = 2.Vr / \lambda$. Ainsi, nous avons : $Vr = \lambda.Fd / 2 = \lambda / 2.Tr$. Par conséquent, si $Fd = Tr$, $Vapparente = 0$.

Lors du traitement radar, les échos fixes sont éliminés car leurs vitesses radiales sont nulles. Donc, dans le traitement nous éliminerons aussi les cibles à vitesse aveugle, donnée par $n.\lambda/2.Tr$. Si Tr varie d'impulsion à impulsion, cas du mode staggering, alors la vitesse aveugle est repoussée à une valeur plus élevée. A part ce type de rafale, il existe d'autres solutions permettant de s'affranchir de ces vitesses aveugles :

- Changement de période de répétition de tour d'antenne à tour d'antenne.
- Changement de période de répétition dans le séquencement radar.

Enfin, concernant le temps de répétition et la vitesse de la cible, une autre précision est à donner: la vitesse d'une cible ne peut être mesurée que de façon ambiguë. Elle est mesurée avec une ambiguïté équivalente à Va. La fréquence Fd + n.Fr est considérée par calcul comme similaire à Fr. Donc, Va est obtenue par l'équation : Fd = Fr = 2.Va / λ. Par conséquent, nous avons : Va = λ.Fr / 2. La vitesse des cibles est donc connue "modulo Va".

- **La puissance crête** (Pc). Elle représente la puissance délivrée par l'émetteur pendant l'impulsion. Elle dépend du type d'émetteur : de l'ordre de la centaine de kW ou quelques MW pour des émetteurs à tube, de quelques kW pour les émetteurs à l'état solide.

- **La puissance moyenne** (Pm). Elle représente la puissance moyenne durant une période de répétition. Elle est donc liée à la puissance crête, à la durée de l'impulsion et à la période de répétition :

$$Pm = Pc \times \frac{\tau}{Tr} = Pc \times FF \qquad (1.9)$$

Les notions de puissance crête et puissance moyenne sont illustrées par la figure I-12 :

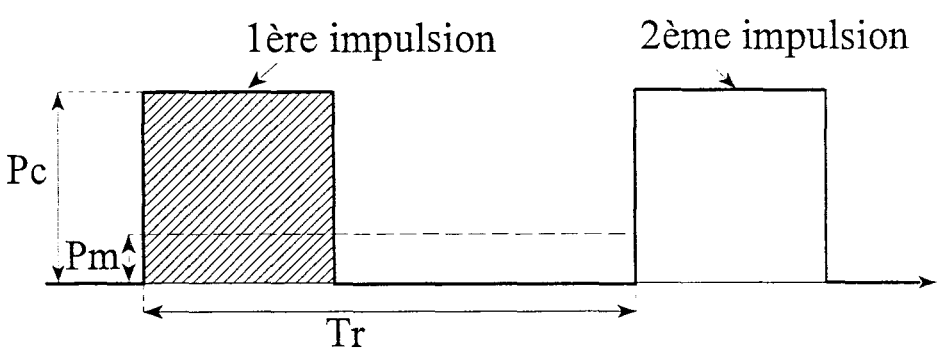


Figure I-12 : Représentation de deux impulsions successives.

Pour les radars de surveillance aérienne à applications militaires, la tendance actuelle est d'augmenter la puissance moyenne et de diminuer la puissance crête.

- **La fréquence émission** (Fe). Elle représente la fréquence du signal hyperfréquence présent dans l'impulsion. Les principaux radars considérés dans ce travail fonctionnent en bande L (fréquences entre 1GHz et 2GHz) et en bande S (fréquences entre 2GHz et 4GHz).

Nous avons intérêt à choisir une fréquence d'émission élevée, pour deux raisons :

- Il faut que la longueur d'onde soit plus petite que la dimension de la cible à détecter.

- Il faut utiliser une petite longueur d'onde si l'on désire obtenir un faisceau directif avec des aériens de dimensions raisonnables. En effet, le gain de l'antenne est proportionnel au rapport du carré de la surface de l'aérien à la longueur d'onde. Mais, en augmentant la fréquence d'émission, nous perdons en portée (Cf équation radar). Un compromis optimal est donc à effectuer suivant l'application.

Les différentes fréquences d'émission sont résumées par le tableau I-1 :

Types d'ondes	Fréquence MHz	Dénomination IEEE standard	Radars types
Décamétriques	3		-
		HF (20m)	Radars transhorizon
	30		
Métriques	300	VHF (2m)	--
Décimétriques		UHF (50cm)	Radars de veille de grande portée
	1000		
	2000	L (25cm)	
	3000	S (10cm)	--
Centimétriques	4000		Radars de trajectographie
	8000	C (5cm)	--- Conduites de tir
	12000	X (3cm)	Radars d'atterrissage
	18000	Ka (2cm)	- Radars aéroportés
Millimétriques	27000	K (13mm)	---
	40000	Ku (9mm)	Radars de cartographie
	75000	V (5mm)	Autodirecteurs
	110000	W (3mm)	-

Tableau I-1 : Les différentes fréquences d'émission dans les applications radar

2.4 LA COMPRESSION D'IMPULSION

La compression d'impulsion est un moyen d'améliorer les performances d'un radar, comme nous allons le voir par la suite. Cette opération est présentée car elle intervient directement dans le cadre de notre étude et de ce fait son influence doit être prise en compte dans la suite.

$$\Delta R = \frac{c.\tau}{2} = \frac{c}{2.B} \qquad (1.10)$$

La compression d'impulsion consiste à réaliser une variation de la fréquence d'émission au cours de l'impulsion. Pour des radars en bande S et L, cette variation est typiquement comprise entre 4 et 150MHz. Nous prévoyons de l'étendre jusqu'à 250MHz. Cette compression d'impulsion permet de séparer résolution et dure d'impulsion émise. En effet, la résolution en distance est fonction de la largeur d'impulsion obtenue après la réception:
Si B est la bande passante du filtre adapté : $B = 1/\tau$ où τ est la largeur d'impulsion en sortie du filtre adapté.

En fait, la modulation de fréquence à l'émission durant l'impulsion permet de diminuer la largeur d'impulsion après réception à travers le filtrage adapté et par conséquent de restituer la résolution en distance correspondant à la bande du signal.

Afin de bien comprendre cette opération de compression d'impulsion et de l'amélioration qu'elle procure, un exemple est donnée par la suite. Il est important de préciser que cet exemple de compression d'impulsion ne correspond à aucun cas réel mais a pour unique but, d'en faire comprendre le principe.

Soit une impulsion émise de durée τ. Elle est composée de deux demi-impulsions, l'une à la fréquence F1 et l'autre à la fréquence F2 :

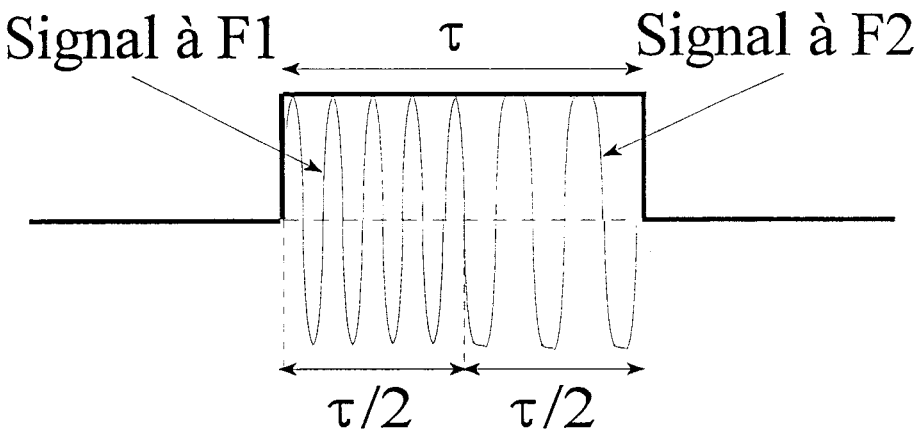


Figure I-13 : Impulsion avec compression d'impulsion

En réception, le circuit de traitement est adapté à ce type de signal :

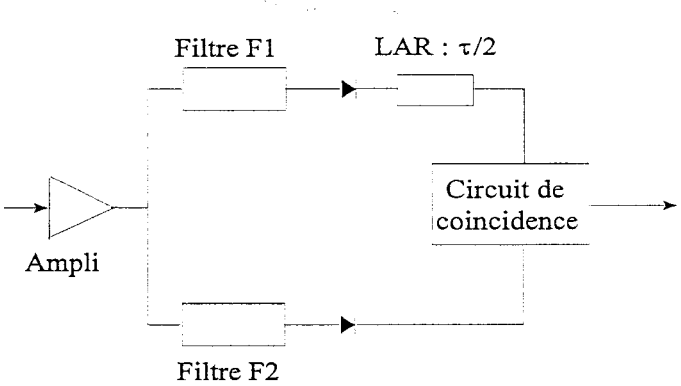


Figure I-14 : Chaîne de réception adapté à une compression d'impulsion

Après amplification, les deux parties du signal sont séparées par deux filtres, l'un centré sur la fréquence F1 et l'autre sur la fréquence F2. Les signaux filtrés sont détectés, la voie recevant le signal le plus avancé comporte une ligne à retard de durée $\tau/2$ qui permet la remise en phase des deux demi-signaux. Un circuit de coïncidence somme les signaux des deux voies d'entrée. Le signal de sortie de ce traitement a alors pour durée $\tau/2$ et non plus τ comme le signal émis. Le pouvoir séparateur est alors amélioré dans un rapport 2.

En général, la fréquence émise varie de façon quasi-linéaire durant l'impulsion par N paliers de fréquences. Le pouvoir séparateur sera ainsi amélioré d'un facteur N à l'aide des N filtres de réception.

La figure I-15 donne un exemple d'une telle évolution de la fréquence durant l'impulsion utilisée par le radar STAR20000 qui est présenté dans le paragraphe suivant :

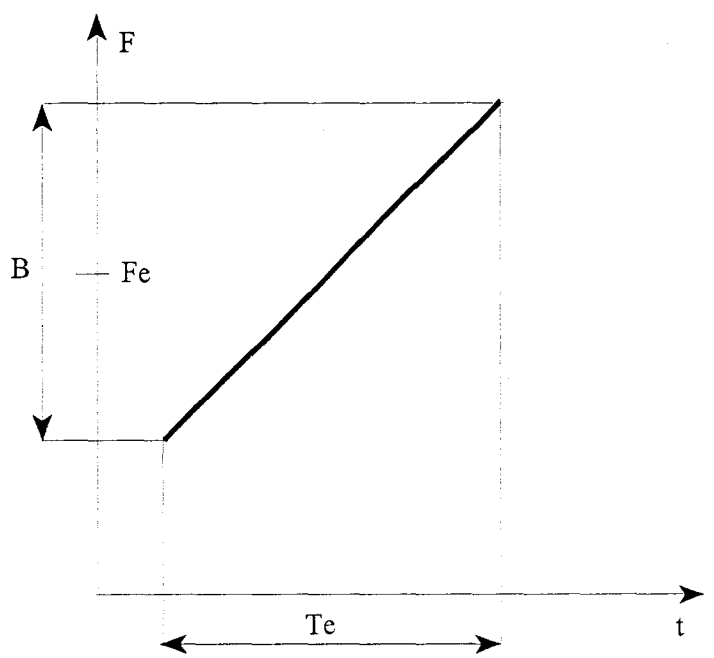


Figure I-15 : Modulation de fréquence du radar STAR2000

Avec : Te = 75µs et B = 1.5MHz

Signalons par ailleurs que la compression d'impulsion permet aussi d'augmenter la résistance au brouillage et le risque de détection du radar. Il est en effet plus difficile de détecter un signal de puissance crête réduite.

2.5 LES DIFFERENTS TYPES D'EMETTEUR ETAT SOLIDE

Le rôle de l'ensemble émetteur état solide est d'amplifier le signal hyperfréquence issu du générateur de fréquence pour l'amener au niveau requis pour attaquer l'antenne et permettant d'atteindre les performances de détection du radar. Il doit garantir une disponibilité 24H/24H de la fonction émission radar. Il existe trois types d'émetteurs état solide suivant le type d'émission :

- Emission regroupée.
- Emission semi-répartie.
- Emission répartie.

2.5.1 L'émission regroupée

L'émetteur est constitué d'une ou de plusieurs baies mises en parallèle. Chaque baie est constituée de n modules (n = 16 ou 20 pour les radars conçus et fabriqués par THOMSON-CSF AIRSYS). La puissance en sortie de ces modules est recombinée grâce à un combineur de puissance. La liaison avec l'antenne se fait à l'aide de guide d'ondes. La puissance crête de sortie d'un module est en général supérieure à 1kW.

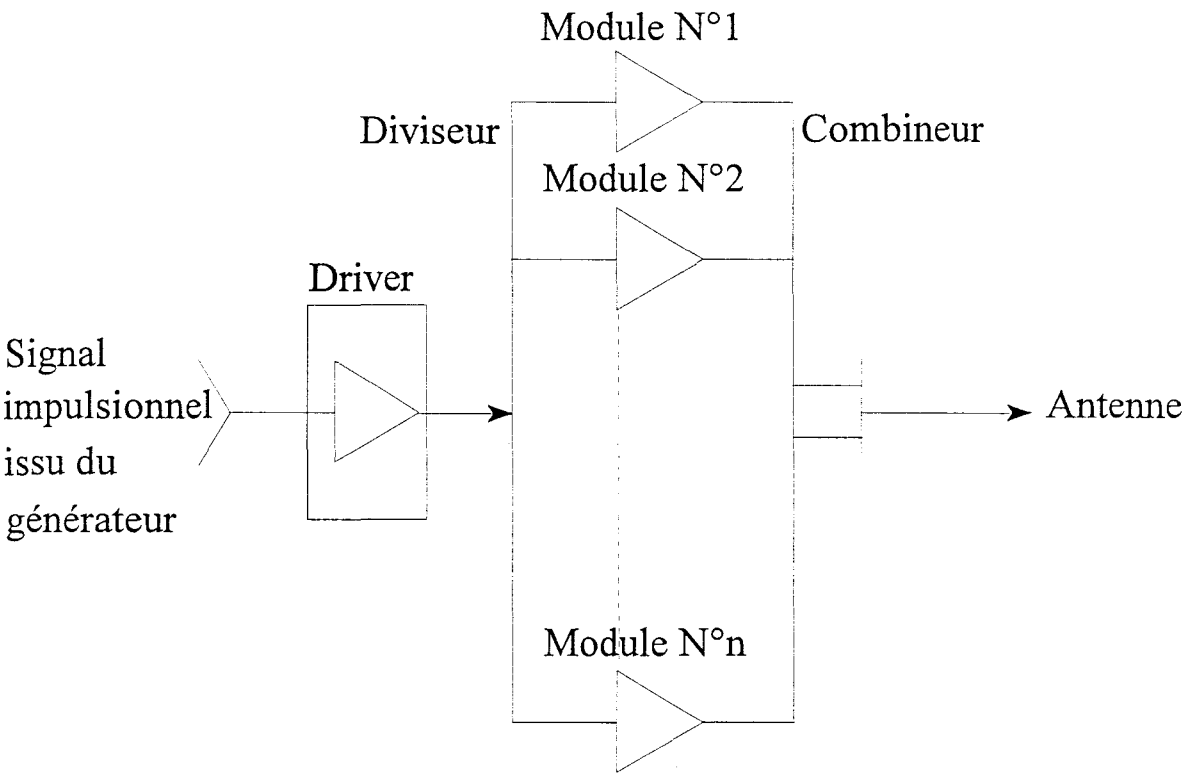


Figure I-16 : Architecture d'un émetteur regroupé.

2.5.2 L'émission semi répartie

L'émetteur est constitué de n modules (n variant de 19 à 41pour les radars de THOMSON-CSF AIRSYS) localisés à l'arrière de l'antenne. Chaque module alimente une poutre de l'antenne. Chaque poutre est terminée par m éléments rayonnants (m est d'environ 80), quelques fois précédés de déphaseurs. Ces déphaseurs permettent d'assurer une formation électronique du faisceau et d'effectuer une détection à trois dimensions. La puissance crête de sortie d'un module est en général d'environ 1kW.

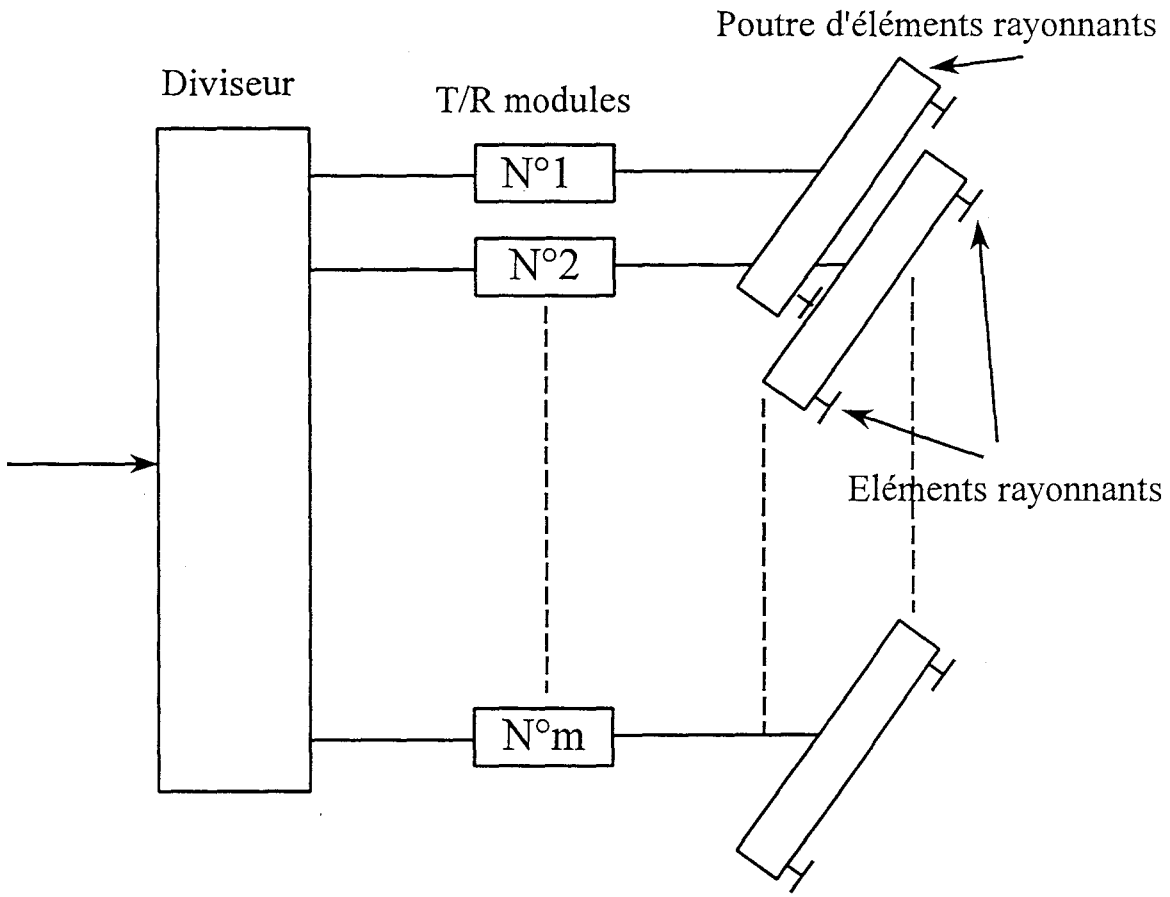


Figure I-17 : Architecture d'un émetteur semi réparti.

2.5.3 L'émission répartie

L'émetteur est constitué de n modules émission - réception (n étant voisin de 3000) localisés à l'avant de l'antenne. Chaque module est composé d'une voie émission chargée d'amplifier le signal à émettre et d'une voie réception chargée d'amplifier et de contrôler en phase et en amplitude le signal reçu par l'antenne. Chaque module est terminé par un élément rayonnant. Pour réduire les interconnections et le nombre de cartes de commandes, plusieurs modules peuvent être regroupés dans un même boîtier (bipack s'ils sont deux et quadrapack pour quatre). Ce type d'émetteur permet de réaliser un balayage électronique intégral et donc une détection trois dimensions.

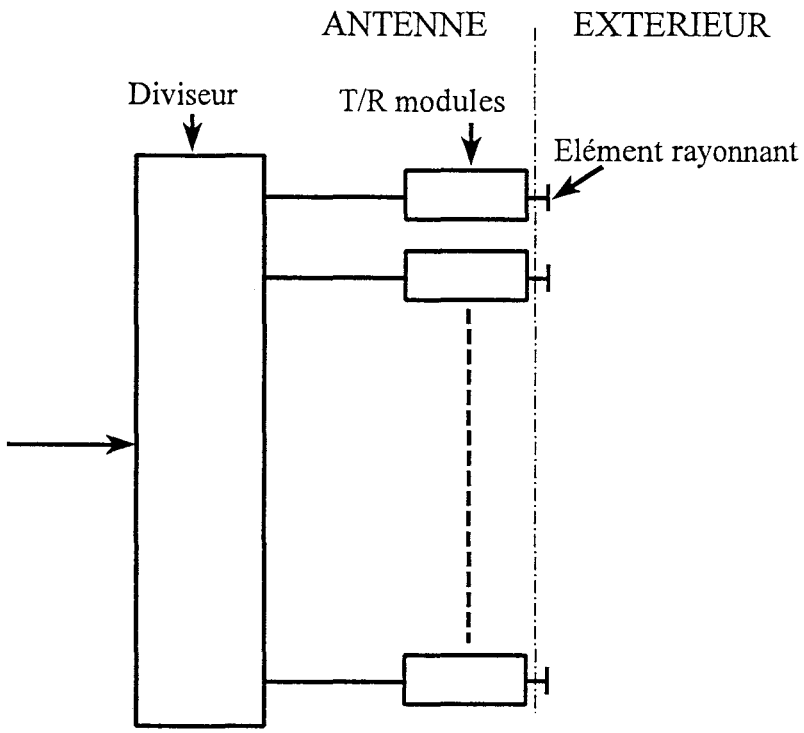


Figure I-18 : Architecture d'un émetteur réparti

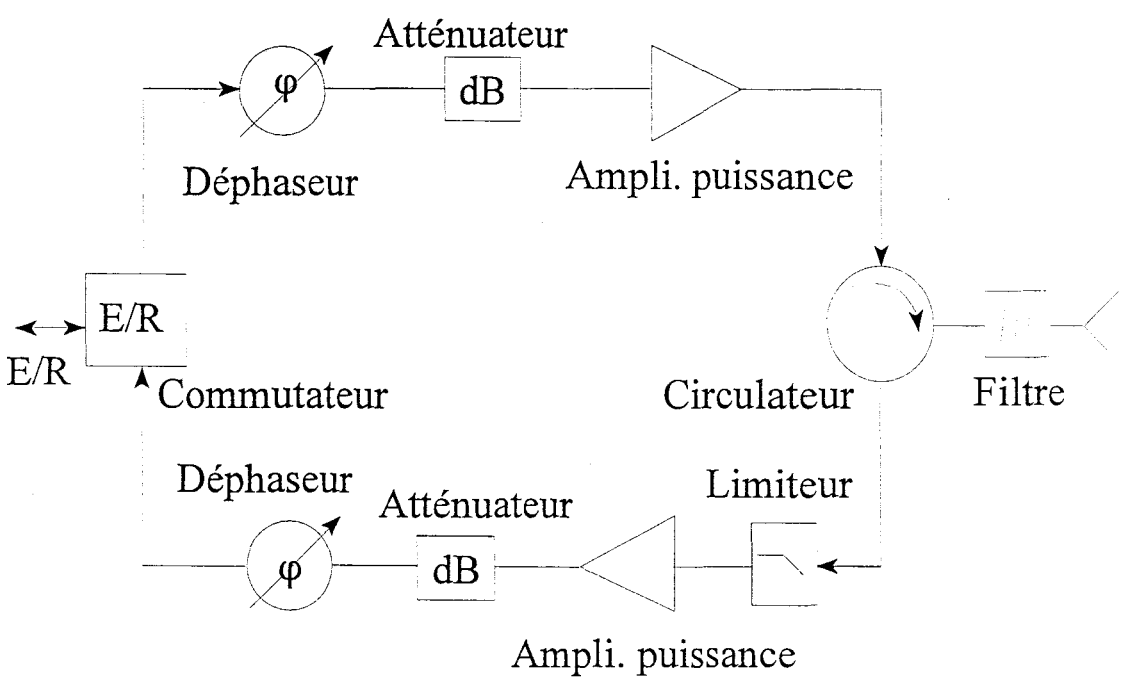


Figure I-19 : Architecture d'un T/R module

2.6 EXEMPLE D'UN EMETTEUR RADAR

Afin d'illustrer les paragraphes précédents, l'exemple d'un radar civil, le STAR2000 est donné [1.7]. Ce radar est destiné à des applications civiles tel le contrôle du trafic aérien. Il comprend un émetteur à l'état solide faible coût, nommé SST2000 (Solid-State Transmitter). L'émission est du type regroupé.

2.6.1 Les caractéristiques de cet émetteur

Les différentes caractéristiques de cet émetteur sont les suivantes :

- La puissance crête émise est de 18kW en bande S.
- La bande de fréquence couverte est de 2.7 - 2.9GHz.
- Deux types d'impulsion sont émises :
    - Impulsions courtes de 1µs.
    - Impulsions longues de 100µs.
- Le facteur de forme est de 10 %.
- La portée instrumentée est de 60 MN, soit 110Km.
- La stabilité d'impulsion à impulsion est de 65dB. Cette caractéristique est définie par la suite.
- Le pouvoir séparateur en distance est de 80 à 23m.
- La fiabilité (MTBF) est de 20 000 heures.
- Il permet une poursuite simultanément de mille cibles maximum.

Précisons que **la fiabilité** représente la probabilité de fonctionnement sans défaillance d'un dispositif dans des conditions déterminées et pour une période de temps définie. Pour un radar,

le MTBF (Mean Time Between Failure : Temps moyen entre deux pannes) est utilisé. Le calcul de MTBF d'un radar se fait à partir de la valeur de chaque sous-ensembles le constituant. Ces calculs de MTBF se font hors période de défauts de "jeunesse" et hors période d'usure. Le MTBF est exprimé en heures. Pour la fiabilité d'un radar, nous donnons aussi le MTBCF (Mean Time Between Critical Failures) qui représente la probabilité d'avoir une panne critique.

2.6.2 L'architecture de l'émetteur

L'émetteur est constitué de seize modules d'émission de 1400W combinés par l'intermédiaire d'un combineur spatial faible perte. Ces seize modules sont alimentés par un module de pré-amplification, appelé driver. Il existe un deuxième driver en parallèle afin de remplacer le premier en cas de panne. Ce module driver délivre une puissance de 110W.

L'architecture de l'émetteur de puissance qui a un gain de 65dB est présentée sur la figure I-20:

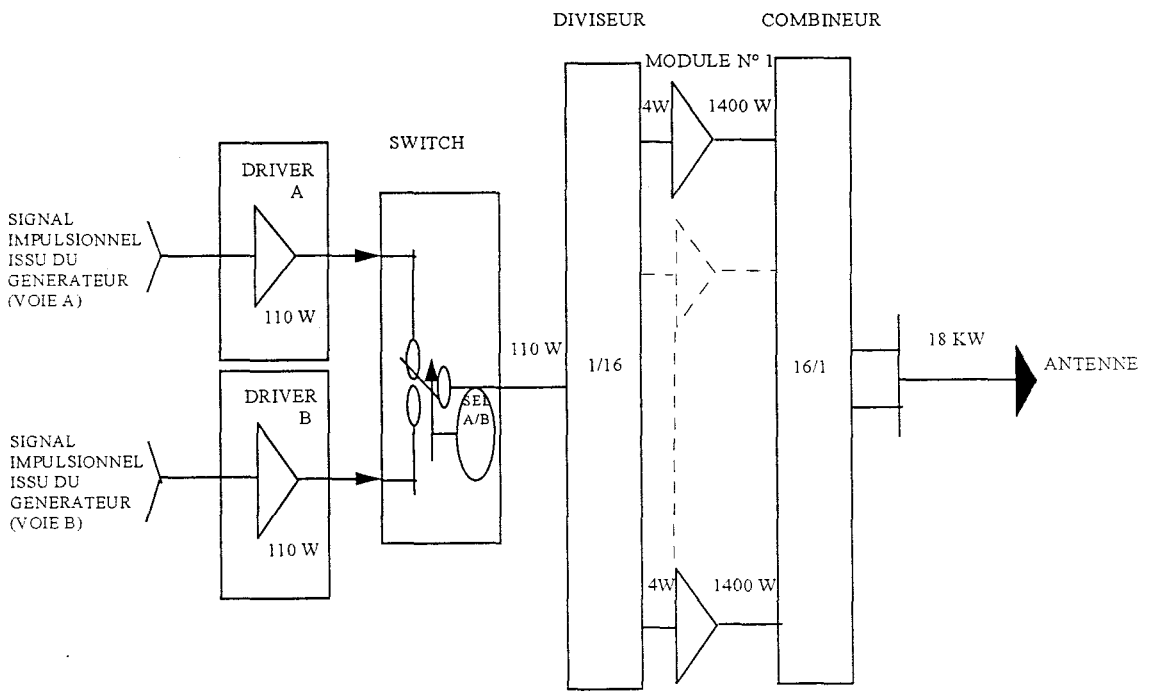


Figure I-20 : Diagramme de l'émetteur SST2000.

2.6.3 Le module émission 1400 W

Au niveau de chacun des seize modules émission, pour obtenir 1400W, THOMSON-CSF a développé en coopération avec MA/COM un composant de forte puissance adapté sur 50 ohms et basé sur l'utilisation de transistors bipolaires en classe C de 130W mis en parallèle. La puissance de sortie de cette "brique" comprenant ces deux amplificateurs de puissance en parallèle est 240W minimum dans la bande 2.7 - 2.9GHz. Ce composant est appelé DUO.

Le module comporte un étage driver amplifiant le signal de 5W à 110W. Le signal obtenu est appliqué à un diviseur. Chaque voie attaque un DUO puis quatre DUOs en parallèle. Enfin, les huit DUOs sont recombinés pour obtenir 1400W. Cette architecture est détaillée sur la figure I-21:

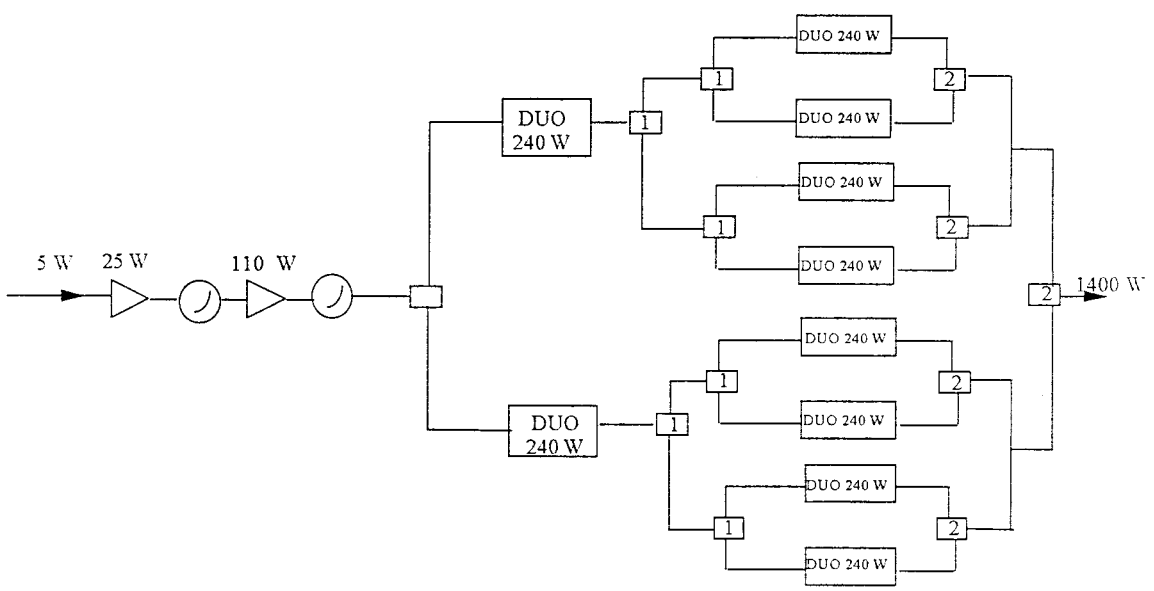


Figure I-21 : Diagramme de l'amplificateur 1400W.

3 LES INSTABILITES DES EMETTEURS

3.1 INTRODUCTION

L'objet de cette partie est de présenter les différents types d'instabilité des émetteurs radars à impulsions et de détailler plus particulièrement l'une d'entre elles, l'instabilité d'impulsion à impulsion (cette partie permettra en outre de bien différencier l'instabilité d'impulsion à impulsion, sujet de notre étude, des autres instabilités). Après avoir identifié les différentes origines de ces instabilités, une définition précise de la stabilité d'impulsion à impulsion sera donnée. En effet, une certaine confusion existe toujours dans la littérature quant à cette notion.

3.2 LES INSTABILITES D'UN EMETTEUR [1.8]

Les différentes instabilités rencontrées dans les émetteurs radar peuvent être regroupées en deux catégories principales. La première catégorie concerne les instabilités présentes d'une façon permanente dans une rafale. Elle regroupe l'instabilité inter pulse et l'instabilité intra pulse. La deuxième catégorie concerne les instabilités évoluant d'impulsion à impulsion. Nous parlons, ici, d'instabilités d'impulsion à impulsion.

3.2.1 L'instabilité inter pulse

L'instabilité inter pulse d'un émetteur radar est présente pendant la période de silence entre impulsions successives. Elle est due en grande partie aux signaux parasites générés par les

alimentations de puissance et les fuites hyperfréquences. Une telle instabilité inter pulse est illustrée par la figure I-22. Il faut préciser que sur cette figure, l'instabilité a été volontairement amplifiée par rapport à la réalité pour plus de clarté :

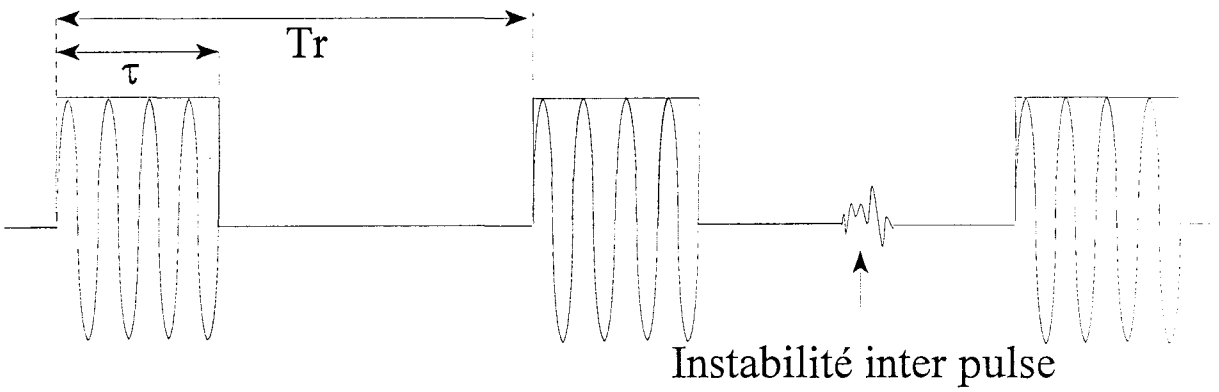


Figure I-22 : Représentation d'une instabilité inter pulse.

L'amplitude de cette instabilité inter pulse est très faible, comparée à celle d'une impulsion. Elle ne sera donc pas prise en compte lors du traitement radar. Par conséquent, cette instabilité inter pulse n'a que très peu d'influence sur le fonctionnement du radar en général et n'est donc pas à prendre en compte. C'est la raison pour laquelle cette instabilité inter pulse est rarement précisée dans les caractéristiques d'un émetteur radar. Par ailleurs, cette instabilité inter pulse apparait surtout dans le cas des émetteurs à tube (où les tensions d'alimentation sont très élevées) et est négligeable dans les équipements à l'état solide.

3.2.2 L'instabilité intra pulse :

L'instabilité intra pulse d'un émetteur radar représente la variation de la phase et de l'amplitude du signal émis durant la durée de chaque impulsion. Elle est présente durant chaque impulsion de façon quasi-similaire. Elle constitue donc un phénomène quasi périodique et peut être observée

sur une seule impulsion. Pour les émetteurs à l'état solide, cette instabilité est principalement due aux effets thermiques des amplificateurs de puissance composant la chaîne d'amplification, l'évolution de la température de jonction d'un amplificateur de puissance durant une impulsion induisant naturellement une variation de la phase et de l'amplitude du signal.

Son effet principal est de dégrader le niveau des lobes secondaires lors de la **compression d'impulsion** [1.9], technique dans laquelle l'on fait varier la fréquence d'émission du signal hyperfréquence durant l'impulsion ([1.2] et [1.3]). Une instabilité de phase durant cette impulsion a donc des conséquences néfastes sur le traitement du signal. En général, l'instabilité d'amplitude intra impulsion reste peu important.

Cette instabilité intra pulse est rarement spécifiée pour un émetteur radar. Signalons cependant que cette notion risque d'avoir une importance grandissante pour les nouvelles générations de radar où il est recherché à détecter les cibles avec un nombre de plus en plus faible d'impulsions (inférieur à quatre impulsions).

3.2.3 L'instabilité d'impulsion à impulsion

L'instabilité d'impulsion à impulsion est caractérisée par l'évolution des paramètres amplitude et phase du signal émis entre impulsions successives d'une même rafale. Elle doit donc être caractérisée de façon statistique sur toutes les impulsions de la rafale. La figure I-23 présente un exemple d'instabilité de phase entre deux impulsions:

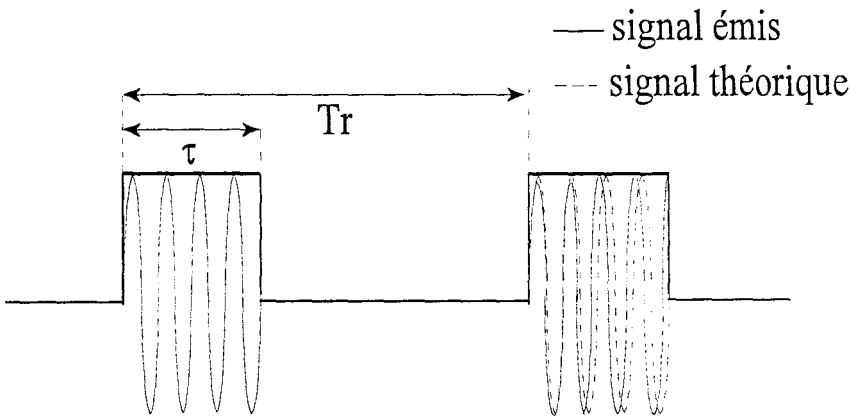


Figure I-23 : Représentation d'une instabilité d'impulsion à impulsion

Une instabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion pose des problèmes importants au niveau du **traitement des échos de cibles fixes, nommé échos fixes en réception**. Les échos fixes représentent des éléments indésirables (relief, habitation, oiseaux, etc...) pour nos applications radars de surveillance aérienne, maritime et terrestre. Ces échos fixes peuvent être identifiés par un traitement Doppler mais, une instabilité de phase et d'amplitude entraîne une erreur sur les signatures Doppler des objets réfléchissant le signal radar. Dans le cas où cette instabilité est importante, il apparait un risque d'interprétation en réception les échos fixes comme des cibles mobiles et par conséquent de les traiter comme telles par le radar.

En résumé, trois types d'instabilités au niveau d'un émetteur radar peuvent exister : **l'instabilité inter pulse, l'instabilité intra pulse et enfin l'instabilité d'impulsion à impulsion**. Il a été précisé que seuls les deux derniers types posent des problèmes pour le fonctionnement correct d'un radar, en particulier au niveau du traitement de signal en réception.

Une certaine confusion existe entre la notion d'instabilité intra pulse et d'instabilité d'impulsion à impulsion. Rappelons que l'instabilité d'impulsion à impulsion peut être représentée par des signaux parasites pendant les impulsions mais son caractère spécifique correspond à une légère perte de cohérence du signal d'impulsion à impulsion. Au contraire l'instabilité intra pulse représente uniquement une instabilité de phase et d'amplitude durant une impulsion.

4 LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION

4.1 PRESENTATION THEORIQUE DE L'INSTABILITE D'IMPULSION A IMPULSION [1.10]

En l'absence de toute perturbation, le signal RF émis par le radar peut être considéré comme un vecteur tournant dont l'amplitude (Vo) et la vitesse angulaire (Wo) sont constantes. L'effet d'une instabilité est de moduler l'amplitude et/ou la phase du vecteur tournant par rapport au vecteur idéal :

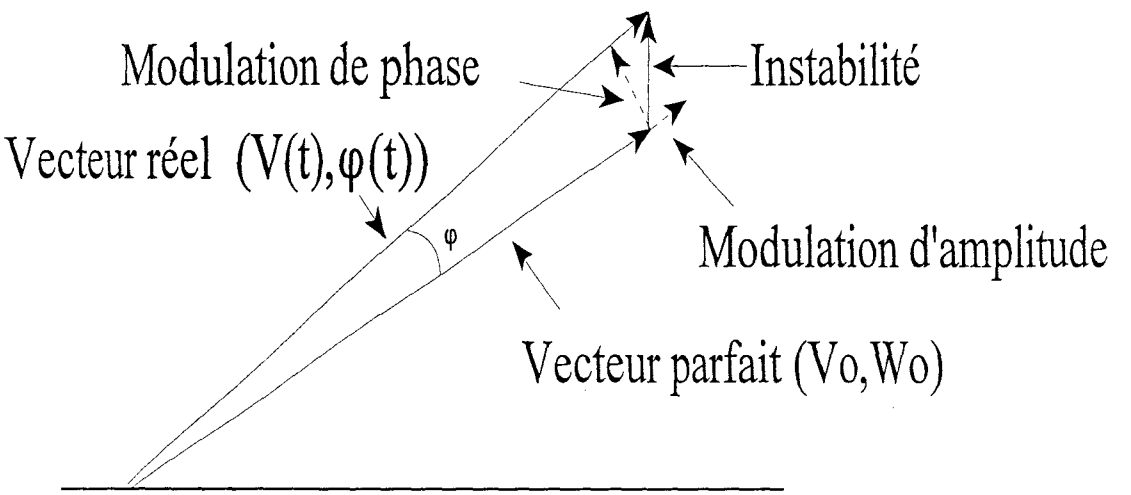


Figure I-24 : Représentation d'une instabilité d'impulsion à impulsion.

4.1.1 L'instabilité de phase

Par souci de simplification, nous supposons dans ce paragraphe qu'il n'y a pas d'instabilité d'amplitude et que l'instabilité de phase correspond à un indice de modulation de phase petit.

La figure suivante représente un cas typique caractéristique de l'instabilité de phase :

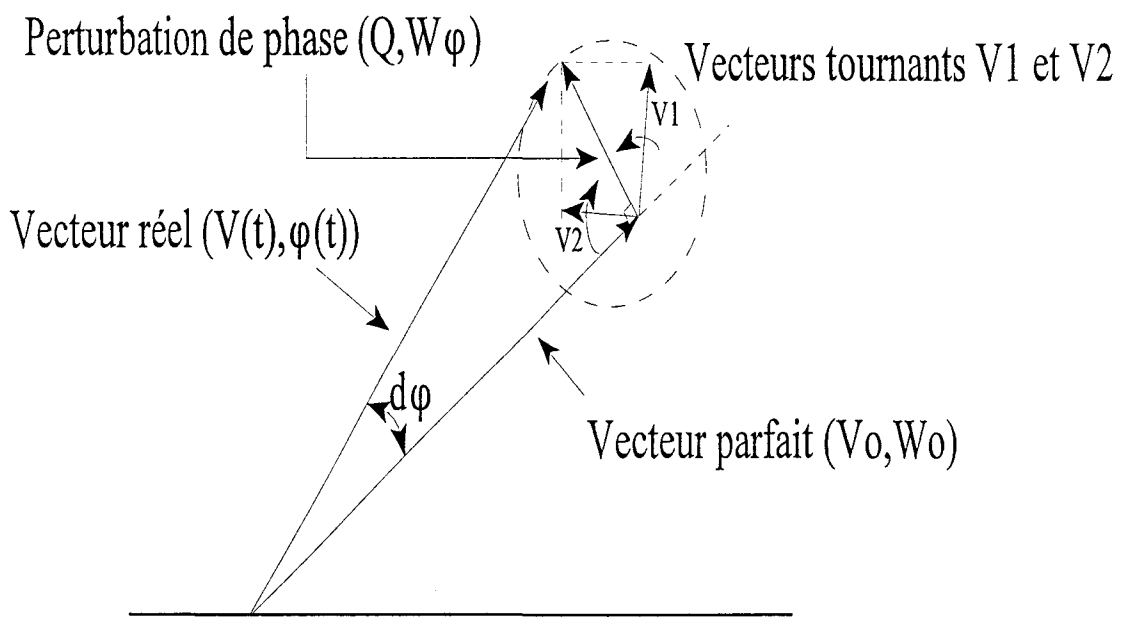


Figure I-25 : Représentation d'une instabilité de phase.

Lorsque l'instabilité de phase est suffisamment petite, elle peut être considérée comme étant la somme de deux vecteurs V1 et V2, d'amplitudes égales, tournant en sens inverse l'un de l'autre et tels que leur somme vectorielle reste orthogonale au vecteur parfait (Vo,Wo).

Dans le domaine fréquentiel, cette analyse fait apparaître la raie principale correspondant au vecteur parfait accompagné de deux raies latérales de même amplitude Q, déphasée de π et situées symétriquement par rapport à la raie caractéristique du signal parfait (Vo,Wo) :

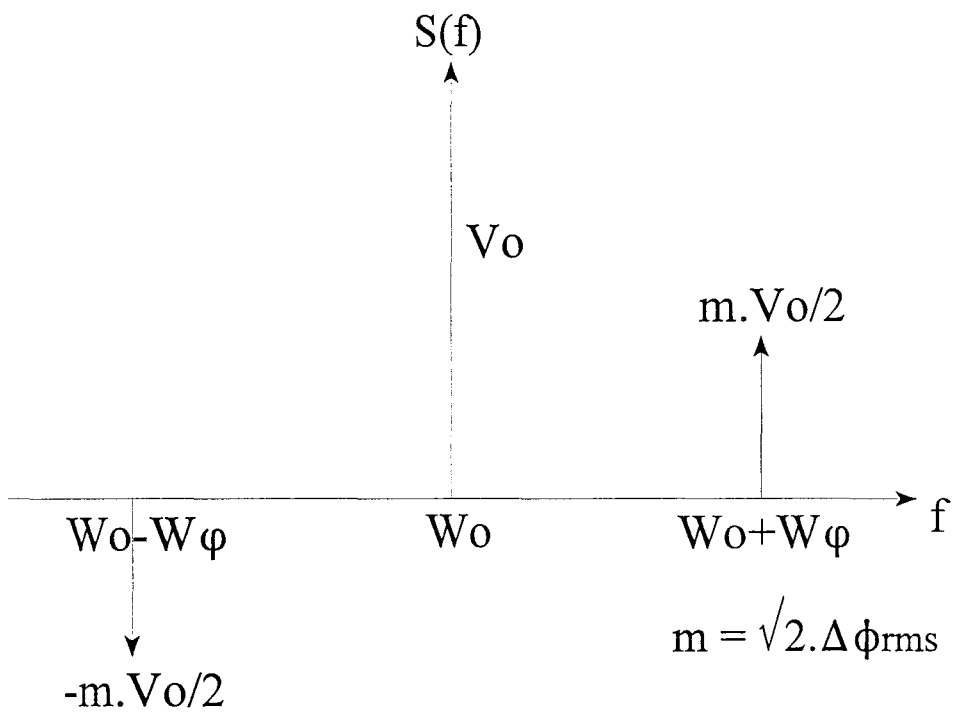


Figure I-26 : Représentation dans le domaine fréquentiel d'une instabilité de phase.

Notons que m est l'indice de modulation.

4.1.2 L'instabilité d'amplitude

Si l'on suppose qu'il n'y a pas d'instabilité de phase et que la perturbation d'amplitude est très faible devant le signal utile, nous pouvons faire la même construction vectorielle que précédemment utilisant un vecteur parfait et deux perturbations (V1 et V2) d'amplitudes égales, tournant en sens inverse l'un de l'autre et tels que leur somme vectorielle s'ajoute ou se retranche colinéairement au vecteur parfait. De même que précédemment, la représentation fréquentielle de cet ensemble fait apparaître le vecteur parfait d'amplitude Vo à la fréquence Wo, associé à deux raies latérales en phase d'amplitudes égales et situées symétriquement par rapport à celle-ci (modulation AM faible indice).

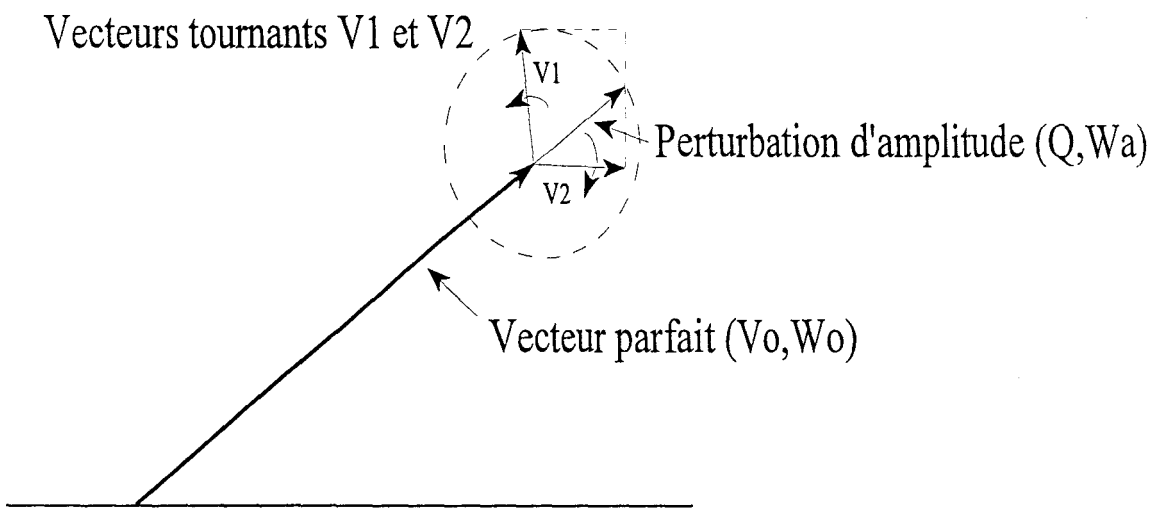


Figure I-27 : Représentation d'une instabilité d'amplitude.

4.1.3 Cas général

L'instabilité totale, de phase et d'amplitude, est une perturbation due à un seul vecteur tournant W. Ce vecteur résulte de l'addition de l'instabilité de phase, dont le vecteur représentatif est perpendiculaire au vecteur parfait et de l'instabilité d'amplitude colinéaire au vecteur parfait :

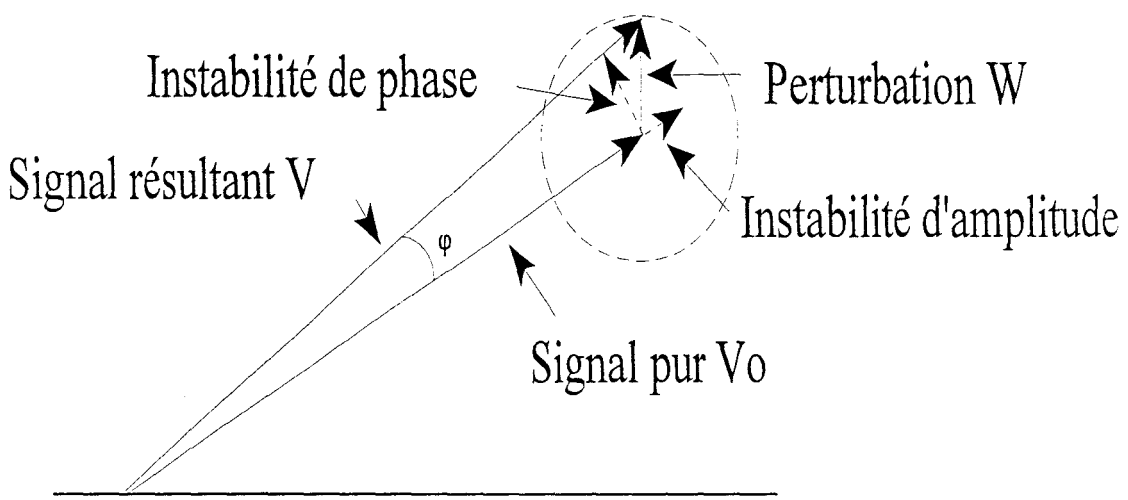


Figure I-28 : Représentation d'une instabilité d'impulsion à impulsion.

L'extrémité du vecteur caractérisant la perturbation décrit une ellipse dans le cas le plus général. Le grand rayon de l'ellipse représente l'instabilité de phase et le petit rayon l'instabilité d'amplitude. En effet, en pratique, l'instabilité de phase est en général plus importante que l'instabilité d'amplitude, la différence étant d'environ 10dB entre les deux instabilités pour un module amplificateur à l'état solide.

Afin de quantifier l'instabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion, nous parlons par abus de langage de stabilité d'impulsion à impulsion. Par conséquent, dans la suite de cette présentation malgré son caractère non rigoureux, nous utiliserons le terme stabilité pour quantifier ce phénomène.

La stabilité peut être définie par le rapport :

$$Stabilité\ (dB) = 10 \log \frac{P(Vo)}{P(W)} \qquad (1.11)$$

Où :

- P(Vo) représente la puissance du signal pur (pratiquement identique à P(V) la puissance du signal résultant).
- P(W) représente la puissance de la perturbation.

Signalons que la stabilité est d'autant meilleure que ce rapport est élevé.

Par conséquent, nous avons :

$$Stabilité\ (dB) = 20 \log \frac{|Voeff|}{|Weff|} \qquad (1.12)$$

A partir de cette définition générale de la stabilité, nous pouvons en déduire celle de la stabilité de phase et celle de la stabilité d'amplitude :

- **La stabilité de phase** correspond à la composante vectorielle orthogonale au vecteur parfait Vo. Nous avons :

$$\frac{|V_{o\,\varphi_{eff}}|}{|W_{d\,eff}|} = \frac{1}{\tan d\,\varphi_{eff}} = \frac{1}{d\,\varphi_{eff}} \quad car\ d\,\varphi_{eff}\ est\ faible \qquad (1.13)$$

Nous avons donc :

$$S_{\varphi}(dB) = 20\ \log \frac{1}{d\,\varphi_{eff}} = -20\ \log d\,\varphi_{eff}(radians) \qquad (1.14)$$

- **La stabilité d'amplitude** correspond quant à elle à la composante vectorielle colinéaire au vecteur parfait Vo. Nous avons :

$$|W_{A\,eff}| = |d\,V_{eff}| \qquad (1.15)$$

Nous avons donc :

$$S_{A}(dB) = -20\ \log \frac{d\,V_{eff}}{|V_{o\,eff}|} \qquad (1.16)$$

En admettant que la corrélation entre la stabilité de phase et celle d'amplitude soit minime, en première approximation la stabilité globale peut être définie à l'aide de l'équation suivante :

$$S(dB) = -10\ \log \left[10^{-\left(\frac{S_A}{10}\right)} + 10^{-\left(\frac{S_\varphi}{10}\right)} \right] \qquad (1.17)$$

Afin de quantifier la stabilité d'impulsion à impulsion, trois types de méthodes de calcul existent. Ces méthodes seront présentées au cours du chapitre 2.

4.1.4 Les deux composantes de l'instabilité d'impulsion à impulsion

L'expérience a montré que cette instabilité d'impulsion à impulsion pouvait être schématiquement divisée en deux composantes ([1.11] à [1.14]) :

- Une composante dite déterministe.

- Une composante dite aléatoire.

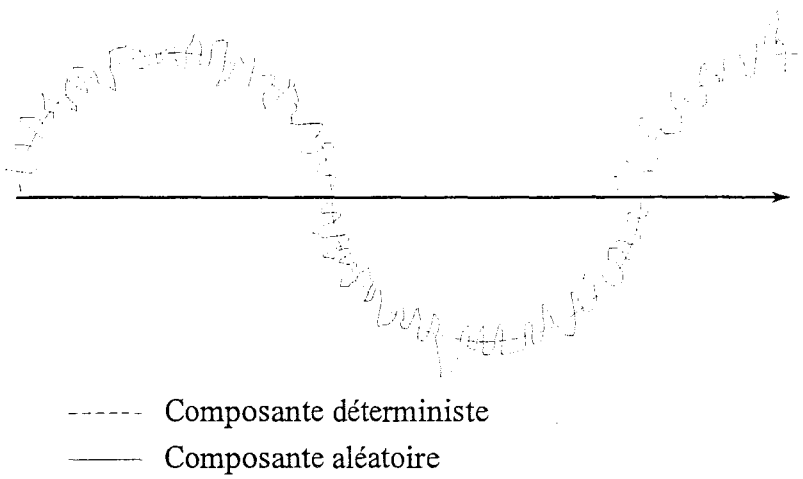


Figure I-29 : Représentation des composantes déterministe et aléatoire de l'instabilité.

La composante déterministe de l'instabilité a une évolution en fonction du temps qui peut être prédite par un modèle mathématique. Elle représente l'évolution moyenne de la phase et de l'amplitude en un point identique de chaque impulsion d'une rafale. Dans certain cas, cette composante moyenne peut être compensée. Dans ce cas, seule la composante aléatoire détermine la stabilité d'impulsion à impulsion.

La composante aléatoire de l'instabilité a une évolution temporelle instantanée imprévisible. Son évolution en fonction du temps obéit uniquement à des lois statistiques. Cette composante pose de nombreux problèmes dans l'analyse de l'instabilité d'un matériel et dans le traitement radar car elle est difficile à analyser, à quantifier et d'autre part, à compenser.

Ces deux composantes peuvent être évaluées à partir des mesures de stabilité effectuées sur un nombre important de rafales, dont la méthodologie sera présentée au cours du deuxième chapitre.

4.2 LES CAUSES D'INSTABILITE ([1.1], [1.15] à [1.20])

L'instabilité d'impulsion à impulsion du signal hyperfréquence à la sortie d'un émetteur radar impulsionnel a différentes origines. Nous présenterons pour commencer les différentes causes d'instabilité de la partie émission d'un radar à impulsions, puis celles plus spécifiquement liées à l'amplificateur de puissance à l'état solide.

4.2.1 Les causes d'instabilité de la partie émission d'un radar

Pour mieux comprendre les différentes causes d'instabilité potentielles de la partie émission d'un radar, la figure 1-30 représente une structure typique d'émetteur :

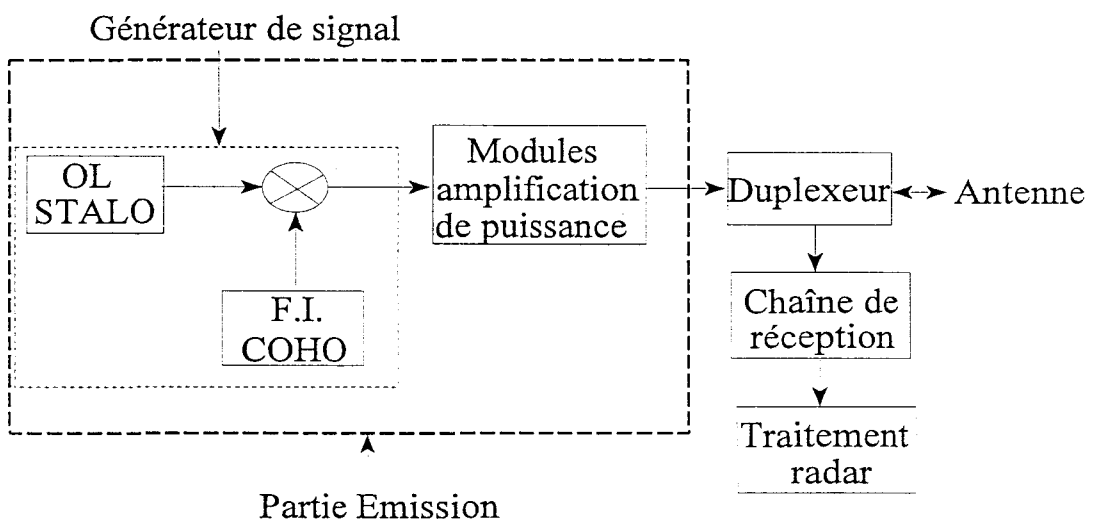


Figure I-30 : Schéma de la partie émission d'un radar.

Les différentes causes d'instabilité relatives à la partie émission sont les suivantes :

- **Les caractéristiques de phase et d'amplitude du signal issu de la partie génération de signal** et alimentant l'étage de puissance. Ce signal a un niveau faible, environ de 10dBm. Il est amplifié, par la suite, par le module amplificateur. Ce signal comprend des instabilités dues aux oscillateurs (STALO : Stable Local Oscillator et COHO : Coherent Oscillator), au(x) mélangeur(s) et aux filtres composant le générateur:

- **Les instabilités des oscillateurs** (STALO et COHO) présentent différentes aspects ([1.21] à [1.23]). Elles peuvent être regroupées en deux catégories :

- L'instabilité à long terme. Cette instabilité intervient en terme d'heure, de jour, de mois ou d'année. Cette instabilité a comme origine la variation lente et systématique de certaines propriétés de l'oscillateur (vieillissement du cristal de quartz par exemple). Elle n'intervient pas sur la stabilité d'impulsion à impulsion compte tenu de la faible durée des rafales. Elle s'exprime en termes de p.p.m. (parties par million) de variation relative par heure, par jour, par mois ou par an. C'est un phénomène que l'on peut prédire en fonction de l'âge de la source.

- L'instabilité à court terme. L'instabilité à court terme représente des fluctuations sur des temps très courts (inférieurs à la seconde). Elle intervient donc dans le phénomène de l'instabilité d'impulsion à impulsion. Elle a pour origine les fluctuations aléatoires du signal issu de l'oscillateur (bruit thermique par exemple). Nous les caractérisons par le bruit de phase et en amplitude, exprimé en dBc (dB sous la porteuse) par Hz pour un écart de fréquence donné à la fréquence porteuse. Il est égal au rapport de la puissance de bruit AM ou FM dans les bandes latérales à Fm de la porteuse et de la puissance de la porteuse :

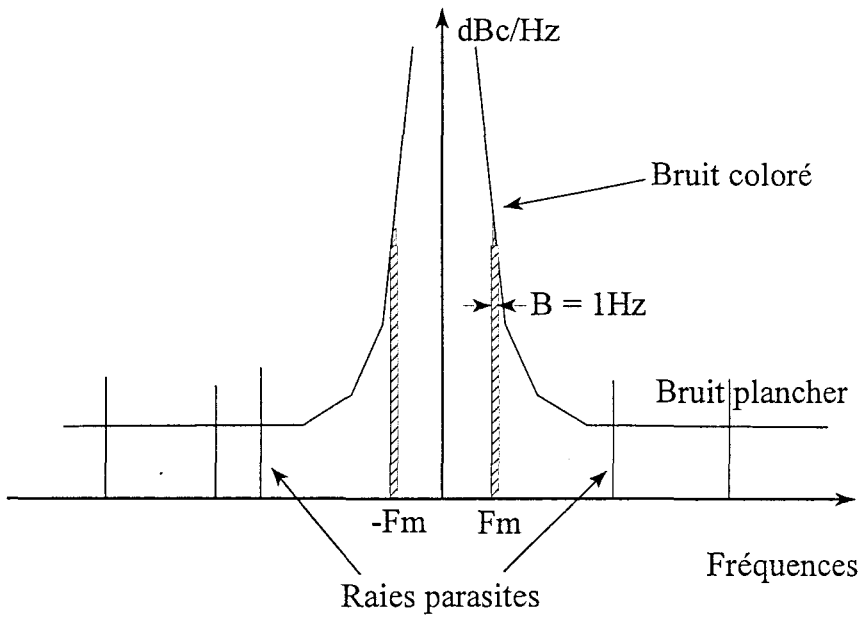


Figure I-31 : Bruit de phase d'une source de fréquence.

- Les instabilités dues aux multiplicateurs de fréquence : Les oscillateurs de référence à quartz sont limités à des fréquences de l'ordre de quelques dizaines de MHz. Pour réaliser des sources stables hyperfréquence, il faut donc avoir recours soit à des boucles de verrouillage de phase à diviseurs de fréquences ou à des chaînes de multiplication.

Dans le deuxième cas, si la stabilité de la source de référence est conservée, la puissance de bruit de phase est multipliée par N^2 et correspond donc à une amplification de 20dB/décade. A ce phénomène s'ajoute la contribution du bruit de phase ajouté par les diviseurs ou multiplicateurs.

-Les instabilités dues au(x) mélangeur(s) : Le but d'un mélangeur est de transformer un signal à une fréquence F1 en un signal à une fréquence $|F1 \pm F0|$ où F0 est une fréquence de référence fournie par un oscillateur local. Ce dispositif utilise des éléments à caractéristique de transfert non-linéaire qui ont la propriété de pouvoir délivrer des signaux aux fréquences n.F0+m.F1 s'ils sont reliés à des sources de fréquences F0 et F1. Ce transfert non linéaire est

source d'instabilités et de création de raies parasites.

- **Les filtres** : Il existe différents types de filtre au niveau de la partie émission d'un radar. Ces filtres font subir un déphasage peu important au signal. Ce déphasage doit être constant sur la bande passante du signal sinon le filtre introduira une distorsion de temps de groupe. De même, des instabilités de fréquence se transforment aussi en variation de phase.

- **Les chocs et vibrations**. La stabilité peut être affectée par des effets mécaniques tels que les chocs et les vibrations. Ils peuvent entraîner des légères déformations des circuits hyperfréquences et affecter ainsi les caractéristiques de phase de l'onde RF. L'influence des perturbations mécaniques reste cependant limitée aux basses fréquences. Elles sont négligeables en général.

- **La stabilité de l'ensemble traitement du signal.** Il s'agit de la conversion analogique numérique, du "jitter" d'échantillonnage et de la troncature des opérations. L'instabilité issue de la conversion analogique numérique dépend de sa dynamique, donc du nombre de bits du convertisseur. Un convertisseur idéal de N bits a une dynamique : 6.N + 1.76dB. Mais, les codeurs réels ont un bruit interne de l'ordre de 10dB au dessus du bruit de quantification;

Pour notre banc de mesure de stabilité, le convertisseur analogique numérique utilisé comprend 14 bits. La mesure est réalisée en plaçant le signal maximum à 3dB sous le maximum du codeur. Cela conduit à une dynamique d'environ 72dB. La stabilité maximum pouvant être mesurée est donc de l'ordre de 72dB. Dans la pratique, la dynamique des signaux à traiter est limitée de manière à conserver un bruit d'émission réception à un niveau inférieur ou égal à celui du petit digit de codage. L'instabilité due à la troncature des opérations dépend du filtrage utilisé et de sa structure.

- **La stabilité** des signaux de synchronisation (" **jitter**") : Ce "jitter" pose des problèmes pour la mesure de la stabilité d'impulsion à impulsion. En effet, une variation de phase et d'amplitude est mesurée en un même point de chaque impulsion de la rafale. Le déclenchement de la mesure dans l'impulsion est lié à des signaux de synchronisation. Une instabilité de ces derniers peut entraîner une imprécision du point de mesure et donc la mesure de phase et d'amplitude ne sera pas réalisée rigoureusement au même instant d'impulsion à impulsion. Or, durant une impulsion, la phase et l'amplitude varient. Le jitter ajoutera donc une variation de phase et d'amplitude dans l'évaluation de la stabilité.

A titre d'exemple, la variation de phase durant une impulsion de 170µs a été étudiée et mesurée par pas de 400ns (pas de mesure du banc de stabilité). Elle est représentée figure I-32 :

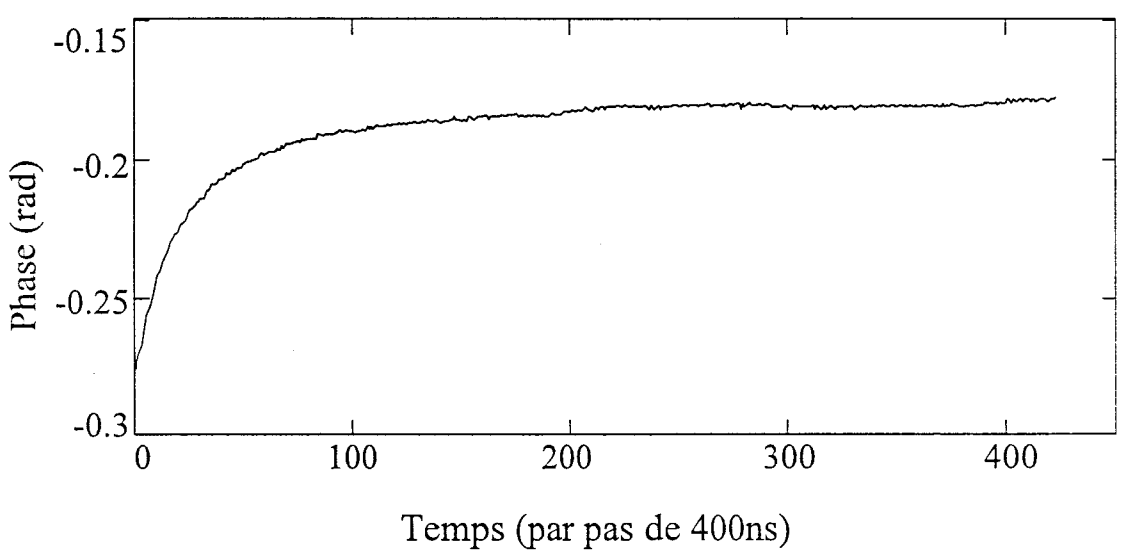


Figure I-32 : Evolution de la phase durant une impulsion de 170µs.

Autour du point milieu, la phase évolue en moyenne de 0.3 milli-rad entre deux pas temporels successifs de 400 ns (la valeur maximum est de 1 milli-rad et minimum de 0.06 milli-rad). La figure I-33 représente un agrandissement de l'évolution de la phase autour du point milieu de la figure I-32 :

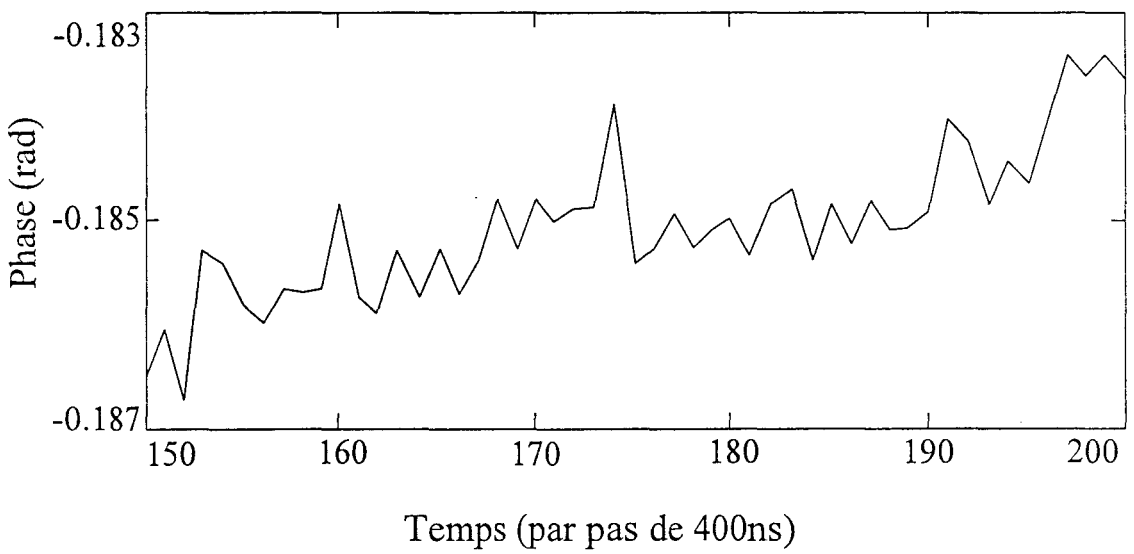


Figure I-33 : Evolution de la phase autour du point milieu d'une impulsion de 170µs.

Cette évolution de la phase autour du point milieu a aussi été évaluée pour une impulsion de 10µs par pas de 400ns. Elle est plus importante : 2mrad avec un maximum de 3mrad et un minimum de 0.34mrad.

En conclusion, un jitter des signaux de synchronisation de quelques ns peut entraîner des conséquences importantes en particulier lorsque l'on recherche des variations de phase très réduite, inférieure au milli-radians.

4.2.2 Les causes d'instabilité propres d'un module amplificateur état solide [1.15]

Un module amplificateur comprend plusieurs étages d'amplification pour arriver au niveau souhaité pour l'émission. Ses propres causes d'instabilité sont les suivantes :

- **Le bruit interne** des différents amplificateurs constituant le module. Ce bruit peut avoir plusieurs origines : bruit thermique ou bruit de diffusion, bruit de Johnson, bruit de grenaille (Short noise), bruit en 1/f (Flicker noise), bruit de génération / recombinaison, ... et dépend de la filière utilisée.

- Le phénomène de compression et de saturation des amplificateurs de puissance qui cause une **conversion modulation d'amplitude / modulation de phase (AM/PM)**. Une partie de l'instabilité d'amplitude est convertie alors en instabilité de phase. Ce phénomène a été constaté au niveau d'une chaîne de préamplification, comprenant deux amplificateurs classe A et un amplificateur classe C en cascade. En sortie de l'amplificateur de puissance saturé fonctionnant en classe C, l'instabilité d'amplitude vaut -85dB, tandis qu'elle est égale à -70dB au niveau de son entrée. Par contre, dans le même temps, l'instabilité de phase se dégrade de 10dB (passage de -61dB à -51 B) entre l'entrée et la sortie de cet amplificateur.

- **Les perturbations électromagnétiques.** Elles existent sous différentes formes :

  - **Interne au module** : Nous pouvons nous trouver en présence d'un phénomène de résonnance de cavité lié à la structure géométrique et physique du module. L'exemple d'une dégradation d'environ 8dB de la stabilité d'un module peut être cité. Cette dégradation était due à l'utilisation d'un capot en acier sur la partie hyperfréquence du module. L'utilisation d'absorbant

sur ce capot en acier au niveau des zones sensibles a permis d'atténuer fortement ce phénomène.

- **Entre modules**. Un module peut perturber par couplage un autre module placé sur lui ou à côté de lui. Ce phénomène a été observé au niveau d'une baie comprenant plusieurs modules positionnés les uns sur les autres comme illustré figure I-34. Un module comprend une face circuit hyperfréquence (partie supérieure) et une face alimentation (partie inférieure). Nous avons constaté que chaque module était perturbé par la face alimentation du module supérieur. Une dégradation d'environ 10dB a ainsi été observée. L'utilisation de capots en acier, au lieu de capots en aluminium initialement prévus, a permis de supprimer ces perturbations.

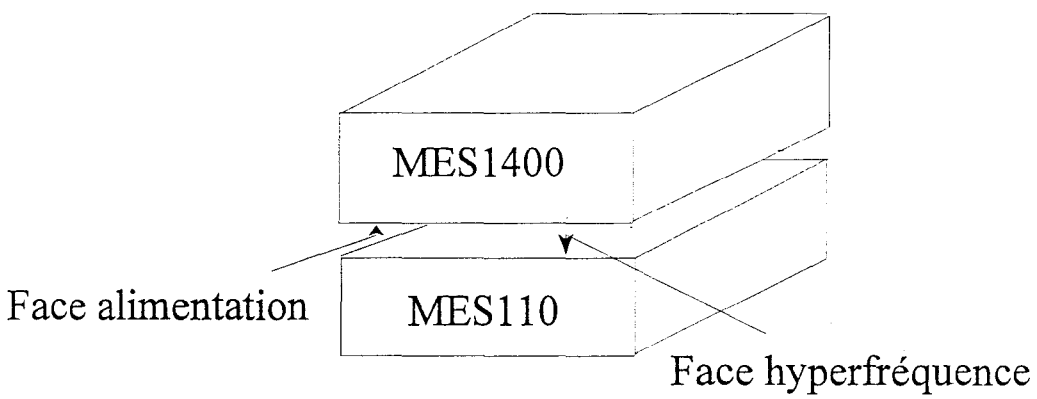


Figure I-34 : Positionnement des modules dans la baie SST2000.

Nous donnons à titre d'exemple des résultats d'expériences types :

Lorsque le module MES1400 n'est pas alimenté, le spectre de bruit de phase en sortie du module MES110 est le suivant :

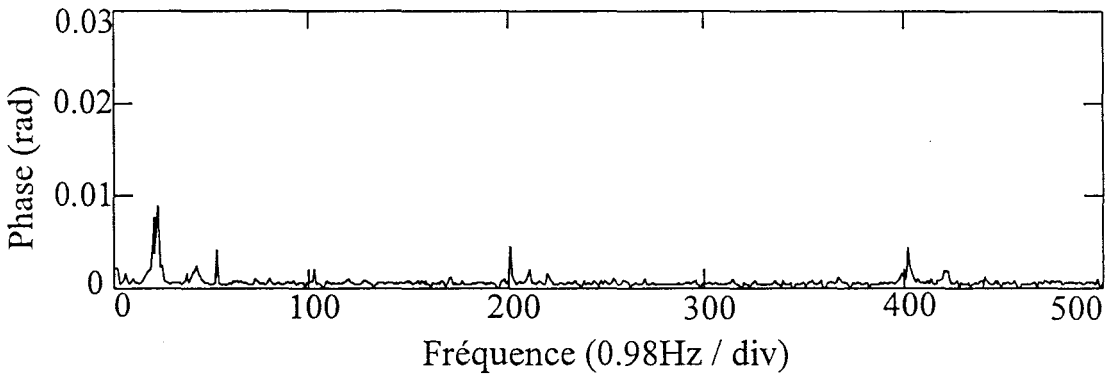


Figure I-35 : Spectre de bruit de phase en sortie du module pré-amplificateur non perturbé

Sur ce graphe, une seule raie parasite de faible amplitude est observée. Elle est déjà présente en entrée du module. Elle est issue du sous ensemble génération bas niveau. A part cette raie, aucune autre perturbation est obtenue. Par contre, lorsque le module MES1400 est alimenté, d'autres raies parasites sont observées au niveau du spectre de bruit de phase en sortie du module MES110:

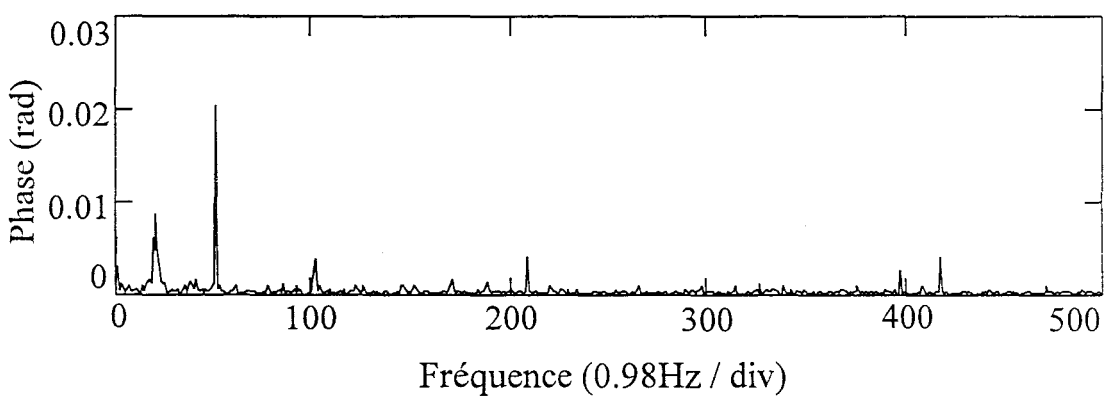


Figure I-36 : Spectre de bruit de phase en sortie du module pré-amplificateur perturbé.

La présentation des deux spectres de la phase en sortie d'un module nous montre bien la perturbation exercée par la partie alimentation du module supérieur. Une raie de 50Hz de forte amplitude et ses harmoniques sont observées.

- **Un problème d'adaptation en sortie** : Une mauvaise adaptation en sortie du module ou d'un amplificateur de puissance entraîne une dégradation de la stabilité de phase et d'amplitude. Cette dégradation est surtout importante pour la stabilité de phase, en particulier pour la composante déterministe. Dans nos expériences, elle a atteint près de 6dB. La composante aléatoire de la stabilité de phase et d'amplitude est indifférente à cette perturbation.

- **L'alimentation en tension et en courant** de l'émetteur radar ([1.24] à [1.27]). Toute fluctuation de l'alimentation affecte la phase et l'amplitude des signaux en sortie d'émetteur. Les instabilités dues aux alimentations ont deux origines différentes :

- Elles peuvent être dues aux ondulations parasites des tensions d'alimentation des différents étages amplificateurs du module.

- Elles peuvent être aussi dues aux variations lentes des tensions d'alimentation pendant une rafale ou sous l'effet de l'évolution de leur charge de rafale à rafale.

Pour les émetteurs à tube hyperfréquence, les variations de l'alimentation électrique représentent la source principale d'instabilité. De nombreuses études à ce sujet ont été réalisées. Par exemple, l'alimentation électrique de la partie puissance est pulsée : durant le temps de silence (entre deux impulsions successives), l'alimentation charge des capacités réservoir. Ces capacités se déchargent pendant l'impulsion. Ce montage permet d'isoler l'alimentation électrique durant l'impulsion et donc de s'affranchir de problème d'instabilité. Ces travaux ont permis pour les modules émetteurs état solide d'atténuer ce problème d'instabilité liée aux alimentations électrique.

Cette cause d'instabilité peut être quantifiée grossièrement à l'aide de l'exemple suivant. Une ondulation de 400mV crête crête de fréquence comprise entre 200 et 400Hz sur une des tensions de référence d'un module émetteur entraîne une dégradation de la stabilité de 11dB (passage de

la stabilité du module de 64dB à 53dB).

- **Les variations thermiques** ([1.27] et [1.28]) : variations rapides de la température de jonction des composants hyperfréquences de puissance en régime impulsionnel dans le cas de rafales complexes. Ce phénomène est dominant lorsque l'on émet à PRF variable. La variation de la largeur d'impulsion et du facteur de forme entraîne des effets thermiques transitoires qui perturbent la phase et l'amplitude du signal impulsionnel. La phase en milieu d'impulsion est fortement dégradée en début de la rafale pour se stabiliser au bout de quelques impulsions :

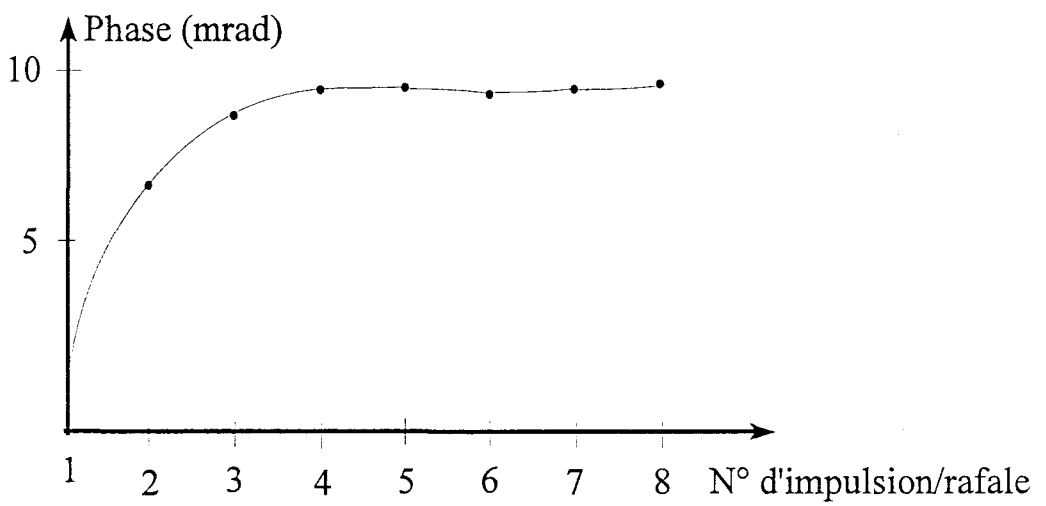


Figure I-37 : Evolution de la phase dans une rafale à PRF variable.

Ce type de perturbation entraîne un glissement en fréquence et un élargissement des raies Doppler de signal. Plus la variation est importante et rapide, plus la raie parasite est importante et proche de la porteuse.

Afin d'illustrer cette cause d'instabilité, l'exemple d'une étude de stabilité effectué est intéressant à présenter [1.29]. L'évolution de la phase entre impulsions successives a été mesurée pour une rafale en mode staggering (quatre impulsions de même largeur mais avec un temps de répétition

entre impulsions différent). L'écart de phase en dB est le suivant:

- Entre l'impulsions 1 et 2 : 59.5dB.
- Entre l'impulsions 2 et 3 : 61.3dB.
- Entre l'impulsions 3 et 4 : 62.7dB.

D'autre part, l'évolution de la température de jonction des transistors terminaux de la chaîne d'amplification du module a été simulée pour cette rafale :

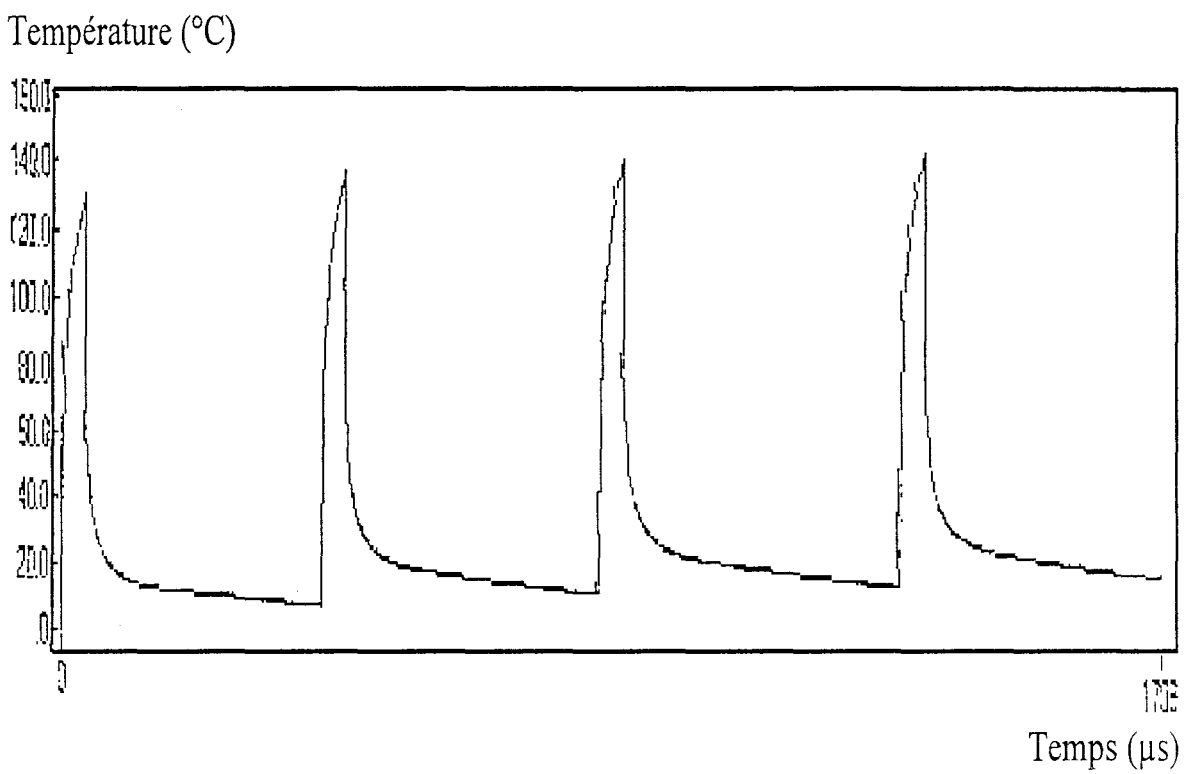


Figure I-38 : Evolution temporelle de la température de jonction d'un transistor de puissance pendant une rafale.

En analysant la variation de température en fin d'impulsion (point chaud), nous constatons que la température de jonction varie surtout entre les impulsions 1 et 2, puis elle devient constante

entre les impulsions successives. Or, les mêmes variations de la stabilité d'impulsion à impulsion sont obtenues. Une corrélation entre la variation de la température de jonction et la variation de la phase d'impulsion à impulsion peut par conséquent être faite.

D'autre part, le choix d'un type de rafale soit à PRF fixe soit à PRF variable est un élément important concernant l'influence des problèmes thermiques sur la stabilité d'impulsion à impulsion. Une rafale à PRF variable entraîne une dégradation de la stabilité liée aux variations thermiques plus importantes que celle introduite par une rafale à PRF fixe.

Enfin, en mesurant la variation de phase durant une impulsion longue (170µs dans notre cas), nous retrouvons une évolution similaire à celle de la température de jonction d'un transistor de puissance durant l'impulsion. La figure I-32 représente cette variation de la phase durant une impulsion de 170µs.

Cette cause d'instabilité d'impulsion à impulsion se manifeste aussi à l'extérieur du module à l'état solide. Des phénomènes de couplage thermique entre modules existent au niveau d'une baie émetteur. Un module positionné entre deux autres modules risque de récupérer une partie de la chaleur diffusée par ces autres modules. Des variations de température entre modules liées au système de régulation thermique sont ainsi rencontrées (positionnement du module dans la baies. systèmes de refroidissement en série, ...). Ces différents phénomènes sont développés au niveau du chapitre 4.

En conclusion, pour un émetteur état solide, les principales causes d'instabilité d'impulsion à impulsion sont d'une part les variations thermiques des composants de puissance et d'autre part les fluctuations de l'alimentation électrique.

Afin de synthétiser cette présentation des différentes causes d'instabilité, un tableau récapitulatif est donné. Il regroupe les différentes causes d'instabilité, précise pour chaque cause si elle est intrinsèque ou extrinsèque **au module amplificateur état solide** et donne enfin une indication de son importance. Rappelons que chaque module état solide comprend d'une part une chaîne d'amplification (partie hyperfréquence) et le bloc d'alimentation électrique (partie alimentation).

Type	Cause	Importance
Caractéristiques phase et amplitude du signal du générateur :	Extrinsèque	
- Instabilité de(s) oscillateurs		+
- Instabilité due aux mélangeurs		-
- Instabilité des filtres.		-
Chocs et vibrations	Extrinsèque	--
Jitter des signaux de synchronisation en réception	Extrinsèque	-
Bruit interne du module état solide	Intrinsèque	-
Conversion AM-PM	Intrinsèque	+
Perturbations électromagnétiques :		
- Interne au module.	Intrinsèque	+
- Entre modules	Extrinsèque	+
TOS	Intrinsèque	+
	Extrinsèque	+
Fluctuation des alimentations électriques	Intrinsèque	++
Variations thermiques des composants de puissance	Intrinsèque	+++
Effets thermiques dans le partie émission	Extrinsèque	-

Tableau I-2 : Les causes d'instabilité d'impulsion à impulsion.

4.3 LES CONSEQUENCES DE L'INSTABILITE D'IMPULSION A IMPULSION ([1.15], [1.26] et [1.30])

L'instabilité d'impulsion à impulsion a des conséquences importantes pour le traitement des échos fixes. Les quelques éléments suivants permettent de mieux comprendre le problème :

Les radars travaillent dans un milieu encombré par des obstacles fixes (sol, végétation, bâtiment, relief ...) ou des mobiles de vitesse lente (mer, nuage, pluie, neige ...). Nous cherchons donc à éliminer les échos indésirables qu'ils provoquent, normalement perçus par les radars et dont la présence constitue une gêne pour la détection des cibles intéressantes. Un des procédés utilisés est la Visualisation des Cibles Mobiles (VCM) ou en anglais, Moving Target Indicator (MTI). Ce procédé est basé sur la séparation de deux cibles par leurs fréquences Doppler pour permettre de distinguer une cible mobile dans un milieu d'échos fixes, même si la cible mobile est de surface équivalente plus faible que les éléments fixes qui lui sont superposés.

Pour expliquer l'effet Doppler dans un tel système [1.1], considérons le cas d'un radar à impulsion émettant une impulsion de durée τ tous les Tr (période de répétition). Le signal émis caractéristique de la première impulsion a la forme suivante :

$$S_{el}(t) = \cos (2 \pi F t) \; avec \; 0 \leq t \leq \tau \qquad (1.19)$$

A la réception, le signal relatif à cette première impulsion est reçu avec un retard t_1 et affecté d'un effet Doppler de glissement de fréquence Fd. Ce signal a la forme suivante :

$$S_{r1}(t) = \cos\,[\,2\,\pi\,(F + F_d)\,t\,] \;avec\; 0 \le t \le \tau \qquad (1.20)$$

Rappelons que Fd est égale à :

$$F_d = \frac{2\,v_r}{\lambda} \qquad (1.21)$$

Où : Vr est la vitesse radiale de la cible radar et λ la longueur d'onde d'émission.

En considérant t_1 date de retour de la première impulsion comme origine des temps, le signal d'oscillateur local à la réception a pour expression :

$$S_{OL1}(t) = \cos\,[\,2\,\pi\,F\,(\,t + t_1\,)\,] \qquad (1.22)$$

En sortie du mélangeur, nous obtenons un signal de la forme :

$$S_1(t) = \cos\,(\,2\,\pi\,F_d\,t - 2\,\pi\,F\,t_1\,) \;avec\; t_1 = \frac{2\,R_1}{c} \qquad (1.23)$$

R_1 est la distance séparant le radar et la cible à l'instant t_1.

La seconde impulsion est émise (et donc reçue) Tr plus tard. R_2 est la distance entre le radar et la cible à l'instant t_2. Le signal correspond à cette deuxième impulsion à la sortie du mélangeur a la forme :

$$S_2(t) = \cos\,(\,2\,\pi\,F_d\,t - 2\,\pi\,F\,t_2\,) \;avec\; t_2 = \frac{2\,R_2}{c} \qquad (1.24)$$

La kième impulsion est émise à l'instant k xTr. La cible est séparée du radar d'une distance R_k. Le signal a pour expression :

$$S_k(t) = \cos\,(\,2\,\pi\,F_d\,t - 2\,\pi\,F\,t_k\,) \qquad (1.25)$$

La durée t_k dépend de la distance R_k et de la vitesse Vr :

$$R_k = R_0 - k\,Vr\,Tr \qquad (1.26)$$

et

$$t_k = \frac{2\,R_k}{c} \qquad (1.27)$$

Nous avons donc :

$$t_k = \frac{2\,R_0}{c} - \frac{2\,k\,Vr\,Tr}{c} \qquad (1.28)$$

Le signal reçu de la kième impulsion peut donc s'écrire :

$$S_k(t) = \cos\left[2\,\pi\,F_d\,t - 2\,\pi\,F\left(\frac{2\,R_0}{c} - \frac{2\,k\,Vr\,Tr}{c}\right)\right] \qquad (1.29)$$

Ou encore :

$$S_k(t) = \cos\left[2\,\pi\,F_d\,t + 2\,\pi\,Tr\,\frac{2\,k\,Vr\,F}{c} - 2\,\pi\,F\,\frac{2\,R_0}{c}\right] \qquad (1.30)$$

Nous posons :

$$\varphi_0 = 2\,\pi\,F\,\frac{2\,R_0}{c} \qquad (1.31)$$

Nous rappelons que :

$$F_d = \frac{2\,v_r}{\lambda} = \frac{2\,v_r F}{c} \qquad (1.32)$$

D'où :

$$S_k(t) = \cos\ [\ 2\ \pi\ F_d\ (\ t + k\ Tr\ )\ +\ \varphi_0\ ] \qquad (1.33)$$

En négligeant la variation de fréquence Doppler pendant la durée de l'impulsion (Fd.t), nous avons:

$$S_k(t) = \cos\ [\ 2\ \pi\ F_d\ k\ Tr\ +\ \varphi_0\ ] \qquad (1.34)$$

Par conséquent, d'une impulsion à la suivante, la phase du signal varie de :

$$\Delta\ \varphi = 2\ \pi\ F_d\ Tr \qquad (1.35)$$

Avec $F_d.T_r$ est la vitesse radiale normalisée.

Pour un écho fixe , nous avons $\Delta\varphi = 0$. Il en est de même pour les échos de fréquence Doppler fr, 2 fr, ..., n fr. Par contre, pour un écho mobile, $\Delta\varphi$ est en général différent de zéro. Le principe de la visualisation des cibles mobiles (VCM) est d'utiliser les particularités de la variation de phase. Nous opposons deux à deux les signaux reçus. Nous déterminons alors si $\Delta\varphi$ est nulle ou non. Dans le premier cas, nous sommes en présence d'échos fixes qui sont annulés. Dans le deuxième cas, nous déterminons la présence d'échos mobiles que l'on conserve. Cette opération est réalisée soit en simple annulation soit en double annulation. Pour la double annulation, deux filtres de simples annulation en série sont utilisés.

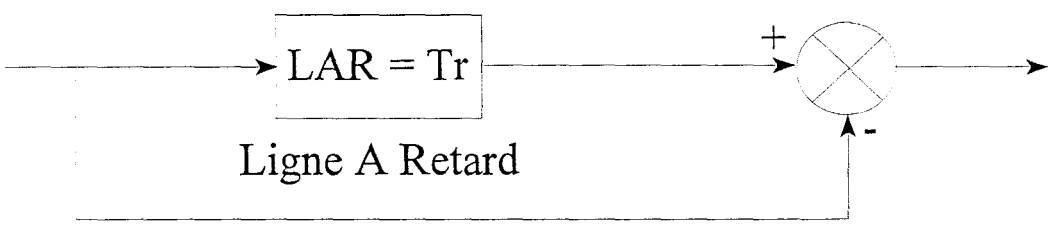


Figure I-40 : Filtrage simple annulation.

L'annulation des échos fixes est complète dans le cas où le signal hyperfréquence est parfait (pas d'instabilité de phase et d'amplitude). Dans le cas d'instabilité d'impulsion à impulsion, l'annulation n'est pas totale. Par conséquent, après traitement, un écho fixe est encore présent sous forme d'un résidu :

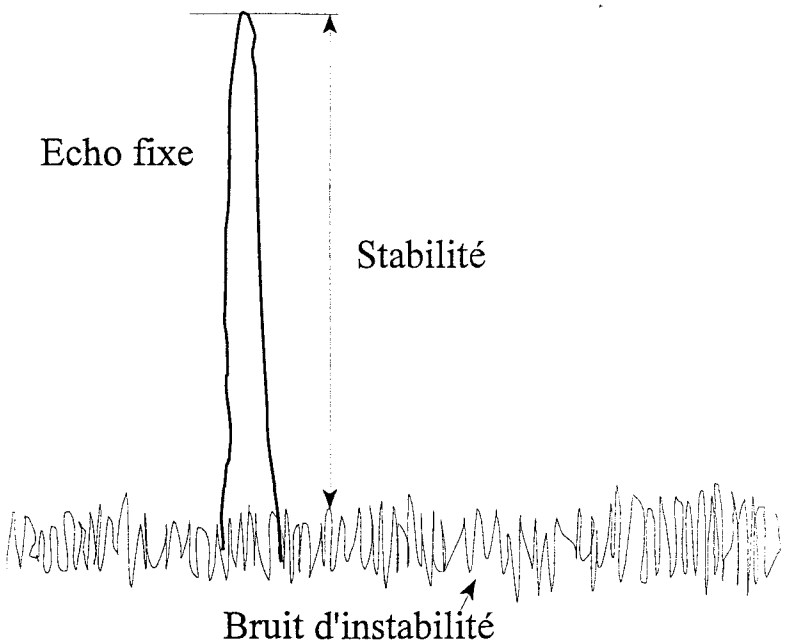


Figure I-41 : Représentation d'un écho fixe et de son résidu

Ce résidu est fonction du niveau de l'écho fixe. Une norme existe à ce sujet : Il s'agit de la norme NIAG (NIAG (76) D/7AC/280-D/80, décembre 76). Le clutter est défini suivant son type et la bande de fréquence (pour une incidence standard des faisceaux) :

- Clutter distribué (échos de sol diffus). Il est fonction de la fréquence :
  - Bande S, -25dBm² / m².
  - Bande C, -22dBm² / m².
  - Bande X, -20dBm² / m².
  - Bande Ku, -18dBm² / m².
- Clutter ponctuel : 40dBm², voir 50dBm² cas difficile.

Ce résidu d'écho fixe du à l'instabilité d'impulsion à impulsion entraînera des conséquences pour la détection de cible de faible SER. En effet, pour qu'une cible puisse être détectée, il est nécessaire que son niveau soit supérieur au niveau du résidu de l'écho fixe le plus important :

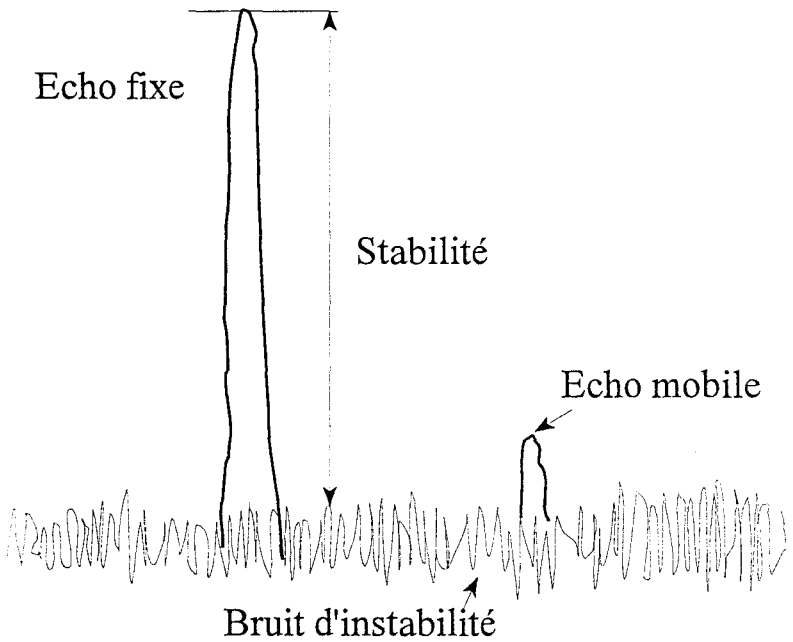


Figure I-42 : Représentation d'un écho mobile, d'un écho fixe et de son résidu

Sans prendre en compte l'effet du traitement, la stabilité est la différence entre le niveau d'écho fixe (ou SER écho fixe) le plus important et la SER minimale de cible détectable. En prenant compte du traitement, nous avons :

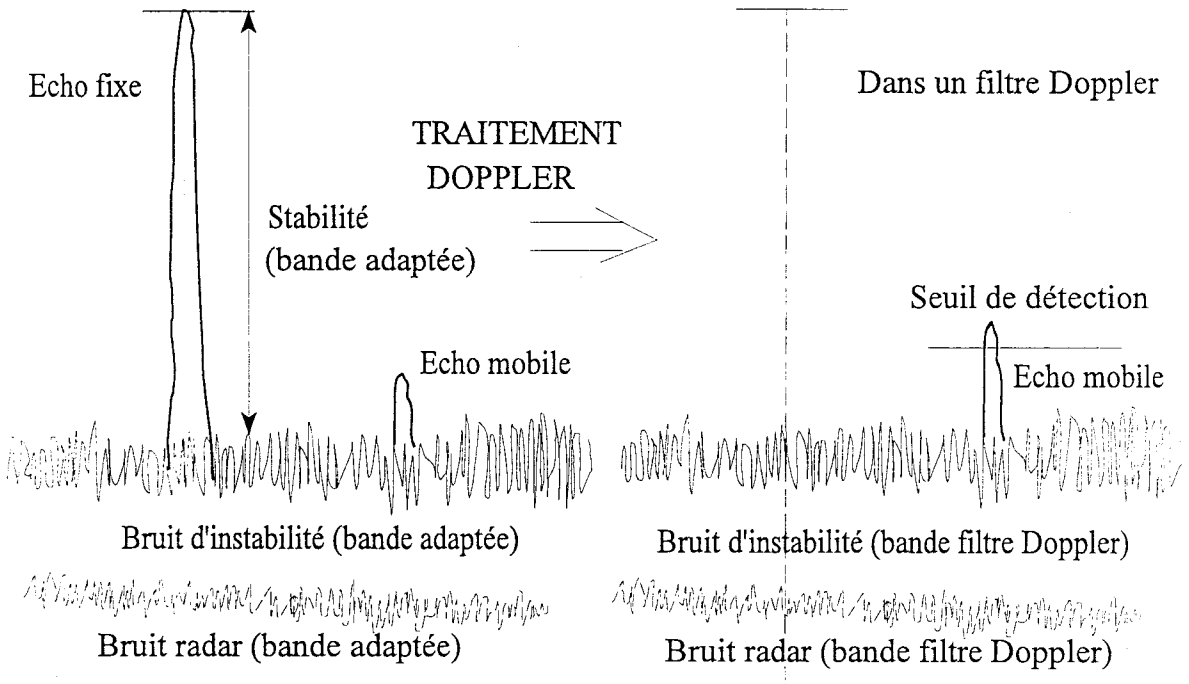


Figure I-43 : Représentation d'un écho fixe, de son résidu et d'un écho mobile avant et après traitement.

En connaissant la stabilité d'impulsion à impulsion d'un radar (par mesure), nous sommes capables de déterminer la SER minimale de cible détectable :

SER min = SER écho fixe - stabilité + seuil de détection - gain de filtrage Doppler (en dB).

Nous pouvons illustrer cette équation par un exemple : Si le gain de traitement compense le seuil de détection (~15dB), nous obtenons une détection dans un clutter ponctuel de 40dBm² soit 10000m² pour des cibles de SER :

Stabilité (dB)	50dB	60dB	70dB
SER min en dBm²	- 10dBm²	- 20dBm²	- 30dBm²
SER min en m²	0.1m²	0.01m²	0.001m²

Tableau I-3 : Exemples de résultat de SER min de cible en fonction de la stabilité.

La stabilité d'impulsion à impulsion détermine donc le niveau de détection de cible de faible SER. Une autre conséquence de cette stabilité d'impulsion à impulsion est le déclenchement possible de fausses alarmes. En effet, les variations de phase et d'amplitude existent aussi sous forme de signaux parasites se caractérisant lors d'une analyse spectrale par des raies parasites. Celles qui sont incohérentes par rapport à au signal de référence ne s'élimineront pas lors de la différence et donneront lieu, si leur niveau est suffisant, à des fausses alarmes.

Un autre effet néfaste de l'instabilité est introduite sur la limite de l'élimination (abaissement) des lobes secondaires Doppler pour les radars à compression d'impulsion.

Enfin, la stabilité d'impulsion à impulsion va dimensionner la dynamique de différents éléments de la partie réception du radar. Nous pouvons citer l'exemple du GVT (Gain Variable en fonction du Temps) et les Convertisseurs Analogique Numérique (CAN).

4.4 L'AMELIORATION DE LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION

Il existe différents moyens d'améliorer la stabilité au niveau d'un émetteur. Ils peuvent être classés

en deux groupes "Hard" et "Soft" :

- Un premier groupe comprend les différents moyens physiques et électroniques pour atténuer les causes d'instabilité (Hard).

- Un deuxième groupe est formé des méthodes consistant à traiter le signal afin de compenser les variations de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion (Soft).

4.4.1 L'atténuation des causes d'instabilité

Afin d'améliorer les performances de stabilité d'un module état solide, nous pouvons directement nous attaquer aux causes principales d'instabilité. Il a déjà été établi que **ces causes principales** sont les suivantes :

- L'alimentation électrique du module.
- La thermique des composants de puissance.
- Les perturbations électromagnétiques.

Concernant la méthode générale pour résoudre un problème de stabilité, **la première étape** consiste à évaluer la ou les causes d'instabilité. En général, nous réalisons une Transformée de Fourier du signal issu du module sur un nombre important de points. Des raies parasites émanant de l'alimentation ou de perturbations extérieures peuvent ainsi être observées et leurs fréquences identifiées. **La deuxième étape** consiste à trouver un moyen Hard ou Soft pour supprimer l'influence de ces signaux parasites.

Trois exemples sont donnés pour les trois principales causes d'instabilité:

- Face à un problème d'instabilité due à une fluctuation de **la tension d'alimentation**, la suppression d'une ondulation parasite sur une tension de référence par filtrage peut supprimer cette cause d'instabilité.

- Pour un **problème thermique**, l'augmentation de la période de répétition entre deux rafales permet de diminuer la température de jonction des éléments de puissance en début de rafale et donc d'améliorer leur stabilité. D'autre part, cette cause thermique d'instabilité d'impulsion à impulsion est principalement déterministe durant la rafale et nous pouvons envisager de la compenser à l'aide d'une boucle de phase.

- Face à des **perturbations électromagnétiques**, le blindage du module et l'utilisation d'absorbant permettent d'atténuer ce phénomène.

Afin d'éliminer ces causes d'instabilité, il est impératif de les identifier au préalable et pour cela des moyens d'investigations sont nécessaires. Différents outils développés en interne permettent d'exploiter les mesures de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion afin d'analyser les causes d'instabilité. Ces outils seront détaillés dans le troisième chapitre.

4.4.2 Le traitement du signal hyperfréquences

Un deuxième moyen pour améliorer l'instabilité de phase et d'amplitude est de traiter le signal hyperfréquence afin de compenser ces variations. Deux moyens différents existent :

- La compensation de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion lors du traitement radar.
- L'utilisation d'une boucle de phase.

La première méthode consiste à réaliser en réception **une compensation de la variation de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion**. Pour cela, la variation moyenne de phase et d'amplitude par rang d'impulsion dans la rafale est quantifiée par mesure sur une centaine de rafales. Cette variation moyenne de phase et d'amplitude est déduite du signal obtenu en réception par rang d'impulsion et pour chaque rafale. Cette opération permet de supprimer uniquement la composante déterministe de l'instabilité. Par conséquent, l'instabilité d'impulsion à impulsion restante est composée uniquement de **la composante aléatoire**. Cette méthode n'est applicable que dans **certaines conditions** :

- Le séquencement qui regroupe les différents types de rafale, ne doit pas être trop complexe et comprendre un nombre restreint de rafales. En effet, dans le cas contraire, le traitement en réception devient trop lourd (temps réel).

- La recombinaison des signaux issus de différents modules amplificateurs doit être réalisée par des lignes ou guides d'ondes afin que l'évolution de la phase et de l'amplitude d'impulsion à impulsion durant la rafale puisse être quantifiable à l'émission. Ce n'est pas possible lorsque cette recombinaison est réalisée dans l'air (cas des émetteurs semi-répartis et répartis). Par conséquent, ce moyen est applicable uniquement pour les émetteurs regroupés.

Cette méthode de compensation de la variation de la phase et de l'amplitude d'impulsion à impulsion est utilisée pour le radar STAR2000. Ce radar comprend un émetteur regroupé. D'autre part, son application est civile. Par conséquent, son séquencement est simple et ne comprend que trois types de rafales différentes. Toutes les conditions sont donc réunies pour réaliser une compensation de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion pour les différentes rafales.

Le deuxième moyen est l'utilisation **d'une boucle de phase**. Actuellement, ce moyen est principalement utilisé pour les émetteurs à tube. Pour les émetteurs état solide, des premières réalisations ont été effectuées. Une boucle de phase pourrait être réalisée au niveau du module ou pour chaque transistor. Mais, la réalisation d'une boucle de phase reste complexe surtout pour des corrections de phase si réduites (de l'ordre du milli radian). D'autre part, le problème du coût est aussi à prendre en compte.

Notons que ces deux méthodes d'amélioration de la stabilité d'impulsion à impulsion d'un émetteur radar permet uniquement d'atténuer et parfois de supprimer totalement la composante déterministe de l'instabilité. Après correction, seule la composante aléatoire est encore présente. Pour que la correction soit efficace, il est nécessaire que la composante déterministe soit dominante par rapport à celle aléatoire. Dans le cas contraire, la correction n'a aucun effet.

4.5 EXEMPLES DE PERFORMANCES EN STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION

Afin d'illustrer les différents paragraphes précédents présentant la stabilité d'impulsion à impulsion, des exemples de résultats de cette caractéristique sont résumés au tableau I-4 ci dessous ([1.6], [1.29], [1.31] et [1.32]) :

Puissance crête (W)	Puissance moyenne (W)	Stabilité (dB)	Nombre impulsions / rafale	Type de rafale
250	25	60	8	PRF fixe
1000	100	> 60	8	PRF variable
1400	150	> 65	10	PRF fixe
1300	130	60	4	Staggering

Tableau I-4 : Exemples de résultat de stabilité d'impulsion à impulsion de module état solide.

Les résultats présentés concernent des modules état solide et correspondent à des performances élevées. Ils sont issus de nombreuses études approfondies pour atténuer les différentes causes d'instabilité. Concernant les émetteurs à tube, les résultats sont en général inférieurs. En effet, ils sont de l'ordre de 50dB.

4.6 CONCLUSION

Cette quatrième partie nous a permis de présenter de façon détaillée la stabilité d'impulsion à impulsion. Les nombreuses causes d'instabilité ont été précisées ainsi que les moyens de les supprimer ou de les atténuer. Enfin, cette présentation de la stabilité d'impulsion à impulsion, sujet de notre étude, a été illustrée par des exemples de résultats obtenus.

La présentation des différentes causes d'instabilité, en particulier celles qui sont propres au module amplificateur, est importante à retenir. En effet, elle sera utilisée lors du troisième chapitre présentant l'étude des causes d'instabilité d'impulsion à impulsion des modules amplificateurs état solide.

5 CONCLUSION GENERALE

Au cours de ce premier chapitre, nous avons vu que la stabilité d'impulsion à impulsion est l'un des trois phénomènes d'instabilité du signal hyperfréquence issu d'un émetteur radar en mode pulsé. Les deux autres phénomènes sont l'instabilité inter pulse (durant le temps de silence entre deux impulsions successives) et l'instabilité intra pulse (instabilité durant une impulsion). La stabilité d'impulsion à impulsion exprime la variation de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion de ce signal. La variation de phase d'impulsion à impulsion est prédominante par rapport à celle d'amplitude.

Différentes causes d'instabilité d'impulsion à impulsion existent au niveau d'un émetteur radar. Concernant les modules amplificateurs état solide chargés d'amplifier le signal hyperfréquence, les principales causes de ce phénomènes sont les variations thermiques des composants de puissance et les fluctuations de l'alimentation électrique. D'autres causes existent mais restent secondaires.

D'autre part, les conséquences de cette stabilité d'impulsion à impulsion de phase et d'amplitude sont importantes au niveau du traitement radar des échos fixes. Une instabilité d'impulsion à impulsion du signal entraîne une limitation de détection, en particulier pour les cibles de faible surface équivalente radar dans un contexte perturbé (fouillis important).

Ce premier chapitre a donc permis de bien analyser ce phénomène de stabilité d'impulsion à impulsion et de démontrer son importance pour le fonctionnement d'un radar et pour ses performances. Ce chapitre montre aussi l'importance et la nécessité de quantifier cette caractéristique radar. Ce problème de quantification est le sujet du chapitre suivant.

BIBLIOGRAPHIE :

[1.1] : Pulse to pulse stability of solid state transmitter module for radar applications par C. SALMER, PH. EUDELINE et P.A. ROLLAND, EUMC98.

[1.2] : Physique et théorie du radar de J. DARRICAU, édition SODIPE (Tomes I à III).

[1.3] : Radar handbook de M. SKOLNIK, édition Mc GRAW-HILL.

[1.4] : Technique de radar classique de R. BENTEJAC, édition MASSON.

[1.5] : Contribution à l'élaboration et à la réalisation de têtes d'émission - réception en structure quasi-optique, en gamme millimétrique, thèse de D. CAILLEU de LILLE 1, 1995.

[1.6] : Radars millimétrique pour anticollision de P.A. ROLLAND, N. HAESE, D. CAILLEU et P.DELOOF, rapport d'étude.

[1.7] : New generation low cost S band high power solid state transmitter for air traffic control and naval application radars by Ph. EUDELINE, P. PEREZ, JP. LEMETTE, RADAR 97.

[1.8] : The AMPLITRON par A. WEIL, Technical information june 1958.

[1.9] : Erreurs de phase et d'amplitude dans les radars à fréquence modulée de D. H. GRIFFITHS, Colloque international sur le radar 1989, p. 103-6.

[1.10] : Radar handbook de M. SKOLNIK, édition Mc GRAW-HILL, chapitre 15.

[1.11] : Principe et traitement des signaux radar et sonar de F. LE CHEVALIER (MASSON).

[1.12] : Théorie et traitement des signaux de F. DE COULON (DUNOD), Chapitres 2 : Classification des signaux , chapitre 4 : Signaux déterministes et chapitre 5 : signaux aléatoires.

[1.13] : Signaux aléatoires pour le traitement du signal et les communications de P. BREMAUD (édition Ellipses).

[1.14] : Traitement numériques des signaux de M. KUNT (DUNOD), Chapitre 6.

[1.15] : Pulse to pulse instability causes of solid state transmitter module for radars par C. SALMER, PH. EUDELINE et P.A. ROLLAND, IRS98.

[1.16] : An all solid-state high-power modulator for a ground-based radar transmitter by S.T. ALVES, 1988 18th power modulator symposium, p. 196-201.

[1.17] : A contribution towards the evaluation of frequency stability of microwave source in a radar transmitter with fixed target suppression, by V. FRIC and Co (translated into english by K. HOFFMANN), Slaboproudy Obzor, vol 30, n°6, p. 254-8.

[1.18] : Precision pulse regulator for radar modulators by C.A. CORSON, 1982 15th power modulator symposium (14-16 june 1982), p. 210-13.

[1.19] : Phase noise contamination to Doppler spectra by C.L. EVERETT, Microwave Journal, September 1996, p. 105-22.

[1.20]: Radar handbook de M. SKOLNIK, édition Mc GRAW-HILL, chapitre 4.

[1.21] :A simple and versatile phase comparison method can accurately measure long term instabilité by R. AMBROSINI and Co, IEEE Transactions on instrumentation and measurement (march 1988), p. 127-32.

[1.22] : Instabilité de fréquence des oscillateurs de J. RUTMAN, L'onde électrique, décembre 1972, p. 480-7.

[1.23] : Noise due to pulse-to-pulse incoherence in injection-locked pulsed microwave oscillators by D. ANDERSON, IEEE Transactions on MTT, november 1983, p. 963-4.

[1.24] : 12-kW S-band solid-state transmitter for modern radar systems by M. HANCZOR and Co, IEEE MTT-s (dec. 1993), p. 2237-42.

[1.25] : 750 kW power system for a solid state pulsed RF transmitter par A. CORSON et S. GINSBERG, 1982 IEEE.

[1.26] : An S-Band solid-state transmitter for airport surveillance radars by D.J. RIVERA, 1993 IEEE National Radar Conference.

[1.27] : The ASSR-4 high fidelity solid state transmitter, by R. BARRON and Co., 1994 IEEE MTT-s Digest, p. 1733-6.

[1.28] : Active phased Array design for high clutter improvement factor par E.L. Holzman and all, 1996 IEEE.

[1.29] : New generation of S Band T/R module par JP. LEMETTE, C. SALMER, T. SCHOTT et Ph. EUDELINE, RADAR for the next millenium, BOSTON 99.

[1.30] : Method to quantify pulse to pulse stability of solid state amplifier for radars par C. SALMER, PH. EUDELINE et P.A. ROLLAND, IRS'98.

[1.31] : New generation low cost S band high power solid state transmitter for air traffic control and naval application radars by Ph. EUDELINE et P. PEREZ, IRS98.

[1.32] : New generation of S Band T/R module par JP. LEMETTE, C. SALMER, T. SCHOTT et Ph. EUDELINE, RADAR'99 BREST.

CHAPITRE II : LES METHODES DE CALCUL DE LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION

CHAPITRE II : LES METHODES DE CALCUL DE LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION

1 INTRODUCTION

Au cours du premier chapitre, la notion de stabilité d'impulsion à impulsion a été présentée. Nous avons montré que la stabilité d'impulsion à impulsion est bien une caractéristique primordiale d'un émetteur radar de surface. Par conséquent, cette stabilité d'impulsion à impulsion doit être quantifiée pour chaque émetteur, en particulier pour les modules amplificateurs état solide qui le composent ([2.1] à [2.6]). Les différentes méthodes de calcul de la stabilité d'impulsion à impulsion existent et permettent de quantifier ce paramètre. Une comparaison de ces méthodes de calcul est donc intéressante notamment au niveau des résultats obtenus.

2 LES METHODES DE CALCUL DE LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION

Pour quantifier la stabilité d'impulsion à impulsion d'un émetteur radar, différentes méthodes de calcul existent ([2.1] à [2.12]). Elles peuvent être regroupées en deux grandes catégories :

- Les méthodes temporelles utilisant soit :
  - **La moyenne quadratique** [2.4].
  - **L'écart-type**.

- La méthode fréquentielle basée sur **l'analyse spectrale** [2.10] et [2.11].

Pour ces trois méthodes, nous mesurons soit directement la stabilité amplitude-phase d'impulsion à impulsion (cas de la méthode de l'analyse spectrale), soit séparément la stabilité de phase Sφ et la stabilité d'amplitude Sa (cas des méthodes de l'écart-type et de la moyenne quadratique). Dans ce deuxième cas, la stabilité globale est obtenue à l'aide de l'équation suivante:

$$S\,(dB) = 10\,\log\left[10^{-\frac{S_A}{10}} + 10^{-\frac{S_\varphi}{10}}\right] \qquad (2.1)$$

Cette formule n'est valable que dans le cas où la stabilité de phase et celle d'amplitude sont non corrélées.

D'autre part, il faut préciser que dans la majorité des cas, la stabilité d'amplitude est bien meilleure que la stabilité de phase, et le calcul de la stabilité d'impulsion à impulsion se résume alors à la

stabilité de phase. Toutefois, il peut arriver ponctuellement que ce soit la variation d'amplitude d'impulsion à impulsion qui domine. Par prudence, il est donc intéressant de déterminer à la fois la stabilité de phase et celle d'amplitude pour l'émetteur radar

A titre d'exemple, la stabilité d'amplitude d'un module amplificateur de 1400 W présentée dans le chapitre 1 est meilleure que 70 dB (valeur limite de notre banc de mesure) alors que celle de phase vaut 66 dB. Pour cet exemple, la mesure de stabilité d'impulsion à impulsion est réalisée sur huit impulsions de 95 µs avec un facteur de forme de 10%.

Cependant, la tendance actuelle est d'améliorer la stabilité de phase des émetteurs radars et cette dernière devient de plus en plus proche de la stabilité d'amplitude, d'où la nécessité d'une caractérisation complète.

La stabilité d'impulsion à impulsion est en général exprimée **en dB,** cependant certains auteurs la quantifient en milliradians. Dans ce cas, nous ne parlons plus que de la stabilité de phase :

$$S\,(\,mrad\,) = 10^{-\frac{S(dB)}{20}} \qquad (2.2)$$

Toutes les méthodes de calcul de la stabilité reposent sur la mesure de la phase et de l'amplitude à un point précis de l'impulsion. Ce point sera similaire pour toutes les impulsions de la rafale. En général, ce point est le milieu de l'impulsion, car il est considéré comme bien représentatif de la partie utile de l'impulsion. Cette mesure est réalisée à l'aide d'un banc de mesure développé à THOMSON-CSF AIRSYS. Sur le banc de stabilité utilisé, la phase et l'amplitude du signal hyperfréquence sont obtenues à partir des deux composantes en quadrature I et Q [2.11]. Le principe de la mesure est présenté en annexe 1.

2.1 CALCUL DE LA STABILITE PAR MOYENNE QUADRATIQUE [2.4]

En utilisant la méthode de la moyenne quadratique, la stabilité d'impulsion à impulsion est calculée comme la variation de phase et d'amplitude entre impulsions successives d'une même rafale.

Pour le calcul, nous considérons les paramètres suivant :

- N le nombre d'impulsions par rafale.

- φ_j et A_j respectivement la phase et l'amplitude mesurée, en général, en milieu de l'impulsion j (cas utilisé pour toutes les mesures présentées par la suite).

En utilisant la méthode de la moyenne quadratique, nous calculons séparément la stabilité de phase et celle d'amplitude :

- **La stabilité de phase d'impulsion à impulsion** :

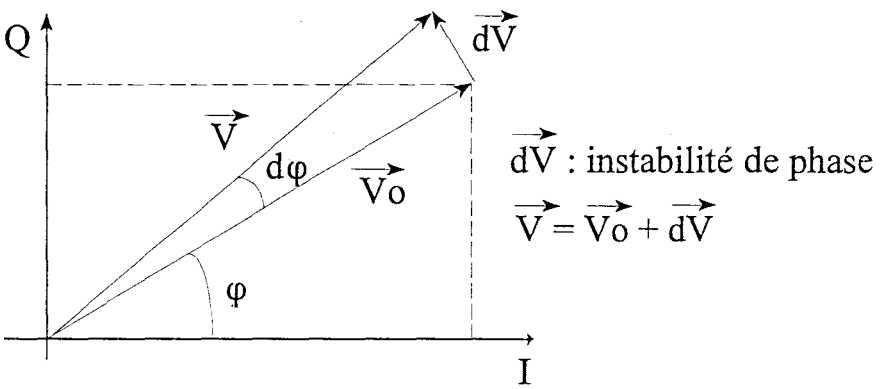


Figure II-1 : Représentation d'une instabilité de phase

A partir de cette figure, nous pouvons déduire la valeur de la stabilité de phase :

$$S_{\varphi}(dB) = 10 \log \left[\frac{P_{signal}}{P_{bruit}} \right] \qquad (2.3)$$

$$S_{\varphi}(dB) = 10 \log \frac{|Vo|^2}{|dV|^2} \qquad (2.4)$$

$$S_{\varphi}(dB) = -10 \log (tang\ d\varphi)^2 \qquad (2.5)$$

Or la valeur de tang dφ est réduite car dφ est faible. Nous pouvons donc considérer que :

$$tang\ d\varphi \approx d\varphi \qquad (2.6)$$

Par conséquent, nous avons :

$$S_{\varphi}(dB) = -10 \log (d\varphi)^2$$

$$S_{\varphi}(dB) = -20 \log d\varphi \qquad (2.7)$$

A partir de la mesure vectorielle du signal (sous forme I et Q), la stabilité de phase se calcule suivant la formule:

$$S_{\varphi} = -10 \log \frac{1}{N-1} \sum_{j-1}^{N-1} (\varphi_{j+1} - \varphi_j)^2 \qquad (2.8)$$

$$Avec\ \varphi = Arctg \frac{Q}{I}$$

- **La stabilité d'amplitude d'impulsion à impulsion** :

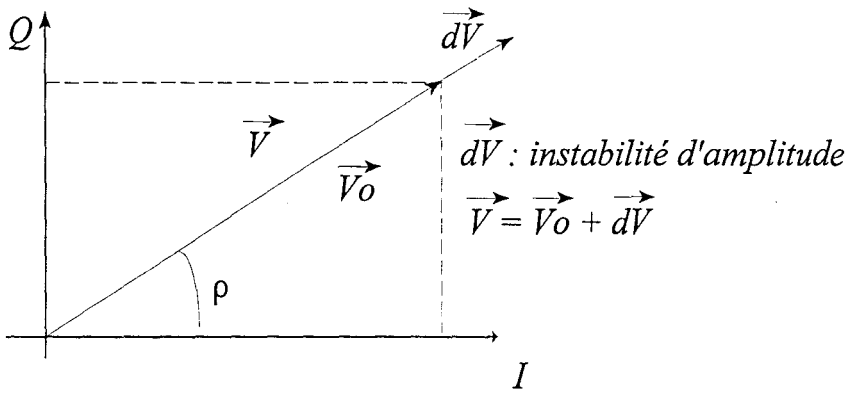


Figure II-2 : Représentation d'une instabilité d'amplitude

La valeur de la stabilité d'amplitude peut être déduite de cette figure :

$$S_A(dB) = 10 \log \left[\frac{P_{signal}}{P_{bruit}} \right] \qquad (2.9)$$

$$S_A(dB) = 10 \log \frac{|Vo|^2}{|dV|^2} \qquad (2.10)$$

A partir de l'analyse vectorielle du signal, la stabilité d'amplitude est donnée par :

$$S_A = -10 \log \left[\frac{\frac{1}{N-1} \sum_{j-1}^{N-1} (A_{j-1} - A_j)^2}{\left(\frac{1}{N} \sum A_j \right)^2} \right] \qquad (2.11)$$

$$Avec : A_j = \sqrt{I_j^2 + Q_j^2}$$

2.2 CALCUL DE LA STABILITE PAR ÉCART TYPE

Avec cette deuxième méthode de calcul, la stabilité d'impulsion à impulsion est considérée comme l'écart moyen de la phase et de l'amplitude de chaque impulsion de la rafale par rapport à la valeur moyenne de phase et d'amplitude sur l'ensemble de la rafale.

L'écart type est défini à l'aide de l'équation suivante :

$$\sigma = \left[\frac{1}{N}\sum_{i} X_i^2\right] - \overline{(X)}^2 \qquad (2.12)$$

$$\sigma = \frac{1}{N}\sum_{i} (X_i - \bar{X})^2 \qquad (2.13)$$

$$Avec\ \bar{X} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} X_i$$

Comme pour la méthode précédente, la stabilité de phase et d'amplitude peuvent être calculées séparément :

- La stabilité de phase :

$$S_{\varphi} = -10 \log \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} [\varphi_i - \bar{\varphi}]^2 \qquad (2.14)$$

$$Avec\ \bar{\varphi} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} \varphi_i$$

- **La stabilité d'amplitude** :

$$S_A = -10 \log \left[\frac{\frac{1}{N} \sum_{i-1}^{N} [A_i - \bar{A}]^2}{\bar{A}^2} \right] \qquad (2.15)$$

$$Avec\ \bar{A} = \frac{1}{N} \sum_{i-1}^{N} A_i$$

2.3 METHODE DE L'ANALYSE SPECTRALE [2.10] et [2.11]

L'utilisation des deux méthodes de calcul de la stabilité d'impulsion à impulsion présentées précédemment donne une valeur de cette stabilité mais sans fournir d'information sur la distribution spectrale des différentes instabilités de phase et d'amplitude, notamment sur la présence éventuelle de raies parasites. C'est pour cette raison que dans certains cas, nous étudions la stabilité dans le domaine fréquentiel. La stabilité peut même être directement évaluée à l'aide de cette approche.

Le calcul de la stabilité d'impulsion à impulsion dans le domaine fréquentiel est plus complexe que pour les deux méthodes temporelles présentées précédemment (moyenne quadratique et écart-type). En effet, la méthode de l'analyse spectrale fait appel à des notions de traitement du signal comme la Transformée de Fourier et les fenêtres de pondérations (Annexe 2).

La méthode de l'analyse spectrale est basée sur le calcul de la densité spectrale de puissance. N échantillons (mesure du signal à un point de l'impulsion, en général le milieu) sont filtrés à travers un banc de filtres de Transformée de Fourier Discrète (TFD ou en anglais DFT) de N points. N est le nombre d'impulsions dans la rafale prises en compte pour le calcul de la stabilité. Un algorithme de Transformée de Fourier Rapide (TFR ou en anglais FFT) est utilisé dans le cas où le nombre de ces échantillons est une puissance de deux. L'opération suivante est réalisée :

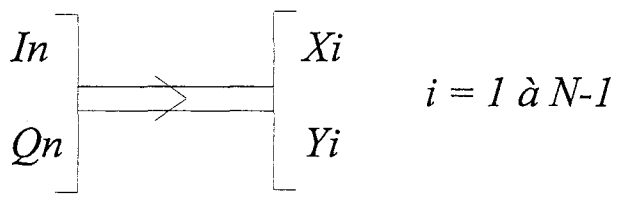


Figure II-3 : Transformée de Fourier des échantillons I et Q

Pour la Transformée de Fourier, le signal considéré n'est pas périodique. Il subit par conséquent une troncature temporelle :

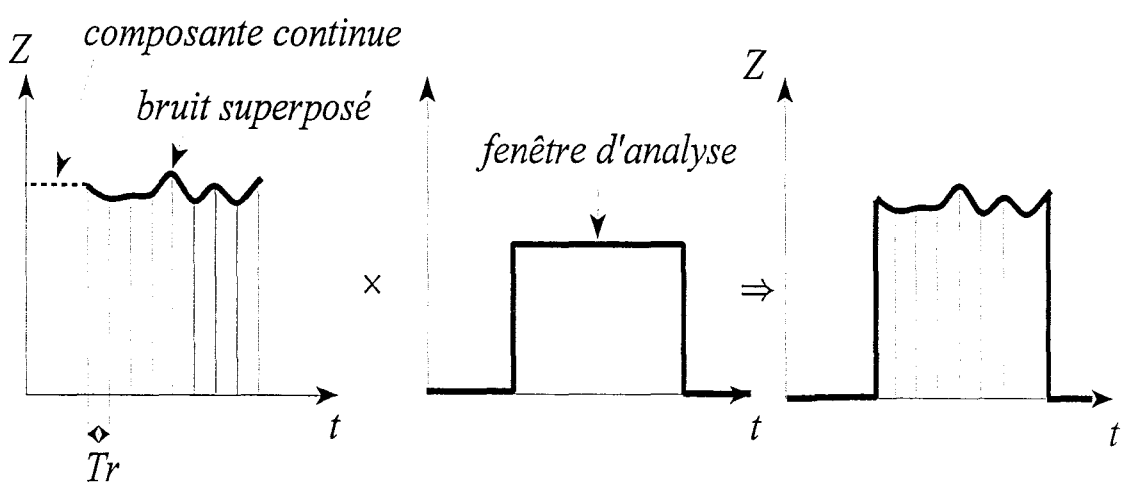


Figure II-4 : Troncature temporelle

Au niveau spectral, ce fenêtrage rectangulaire introduit une ondulation importante due à la fonction $\sin(\pi.N.f) / \sin(\pi.f)$. Des lobes secondaires apparaissent donc :

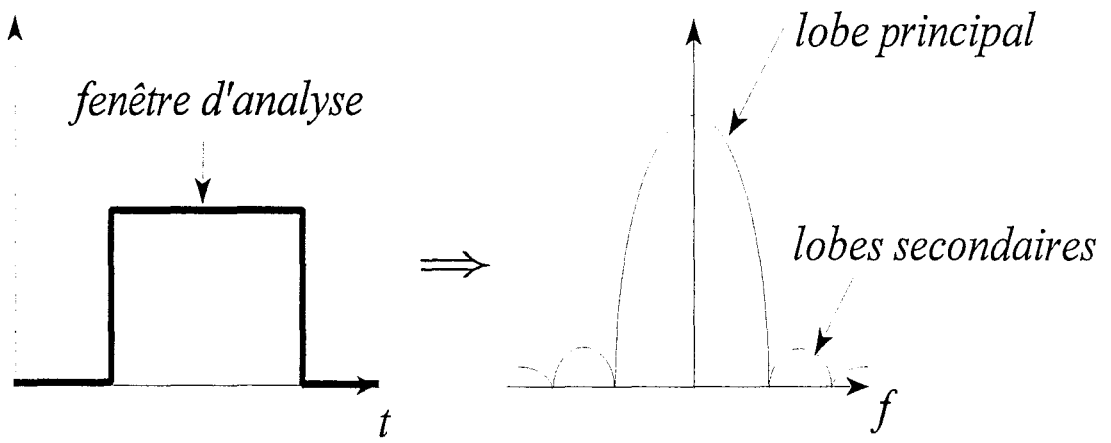


Figure II-5 : Transformé de Fourier d'une troncature temporelle

Afin de réduire l'effet de ces ondulations, une superposition à la fenêtre temporelle naturelle d'une autre fenêtre, appelée fenêtre de pondération, est effectuée. D'autres techniques, pour limiter cet effet, existent aussi. D'autre part, ces fenêtres de pondération sont aussi utilisées pour la synthèse de filtres non récursifs.

Le but de la pondération d'un signal est donc de modifier dans le bon sens l'effet néfaste de la fonction $\sin(\pi.N.f) / \sin(\pi.f)$ sur les coefficients de la Transformée de Fourier. Une fenêtre de pondération permet de réduire l'amplitude des lobes secondaires et de modifier la largeur du lobe principal. Différents types de pondération sont utilisés : HAMMING, HANNING, BLACKMAN et TCHEBYCHEFF. Le choix d'une fenêtre de pondération dépend de la connaissance à priori du signal à analyser.

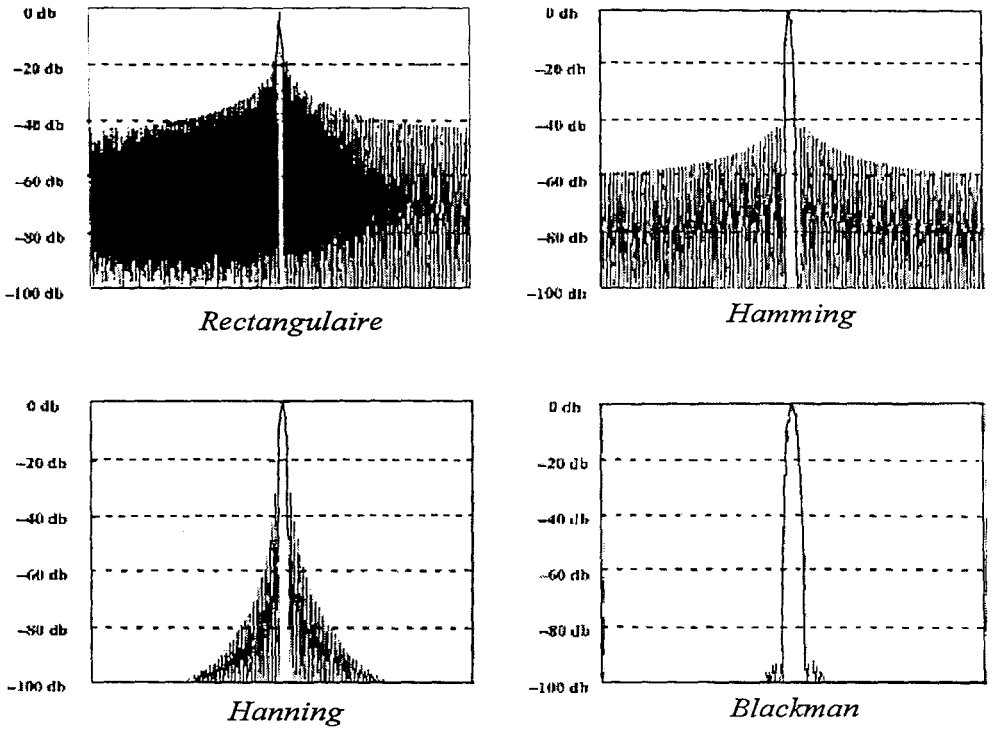


Figure II-6 : Représentation de différentes pondérations

Suite à la Transformée de Fourier, un spectre est obtenu par repliement de m spectres avec m le nombre de rafales prises en compte pour le calcul de la stabilité. Un moyennage sur plusieurs rafales est ainsi effectué. La figure suivante nous donne l'exemple d'un spectre correspondant à une rafale de huit impulsions et obtenu suite à une pondération de HAMMING :

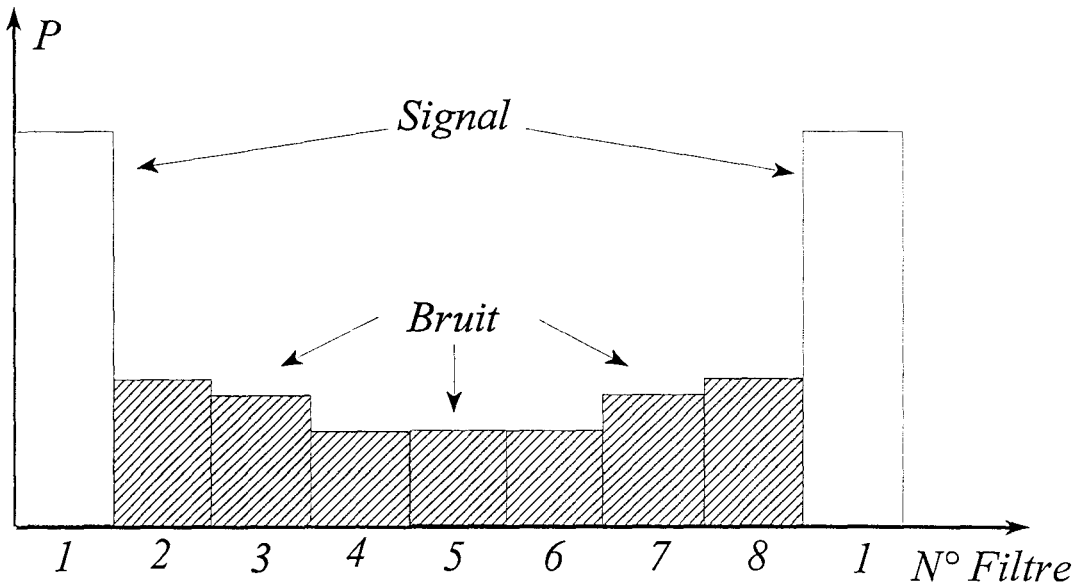


Figure II-7 : Spectre d'une rafale de 8 impulsions (pondération de HAMMING)

Nous distinguons, au niveau du spectre, la puissance moyenne du signal et celles du bruit. Dans le cas où l'on obtient le spectre de la figure II-7 (cas d'une rafale de huit impulsions), le bruit correspond aux composantes spectrales de rangs 2 à 8.

Concernant le calcul de la stabilité d'impulsion à impulsion, la puissance de bruit (amplitude et phase) et celle du signal sont calculées. La puissance de bruit est obtenue par intégration des composantes spectrales de rangs correspondant au bruit (rangs 2 à 8 dans notre exemple) :

$$Pb = \frac{1}{(N-1)^2} \sum_{i=2}^{N} (x_i^2 + y_i^2) \qquad (2.16)$$

Et, la puissance du signal de rang 1est égale à :

$$Ps = x_1^2 + y_1^2 \qquad (2.17)$$

BU LILLE 1

La stabilité d'impulsion à impulsion est quantifiée en calculant le rapport de la puissance du signal sur celle du bruit :

$$S = 10 \log \left[\frac{Ps}{Pb} \right] \qquad (2.18)$$

Où :

$$S = 10 \log \left[\frac{x_1^2 + y_1^2}{\frac{1}{(N-1)^2} \sum_{i-2}^{N} (x_i^2 + y_i^2)} \right] \qquad (2.19)$$

Pour illustrer cette méthode, nous pouvons donner un deuxième exemple de spectre obtenu suite à une pondération de TCHEBYCHEFF sur une rafale de dix impulsions. Le signal analysé est différent de celui présenté précédemment.

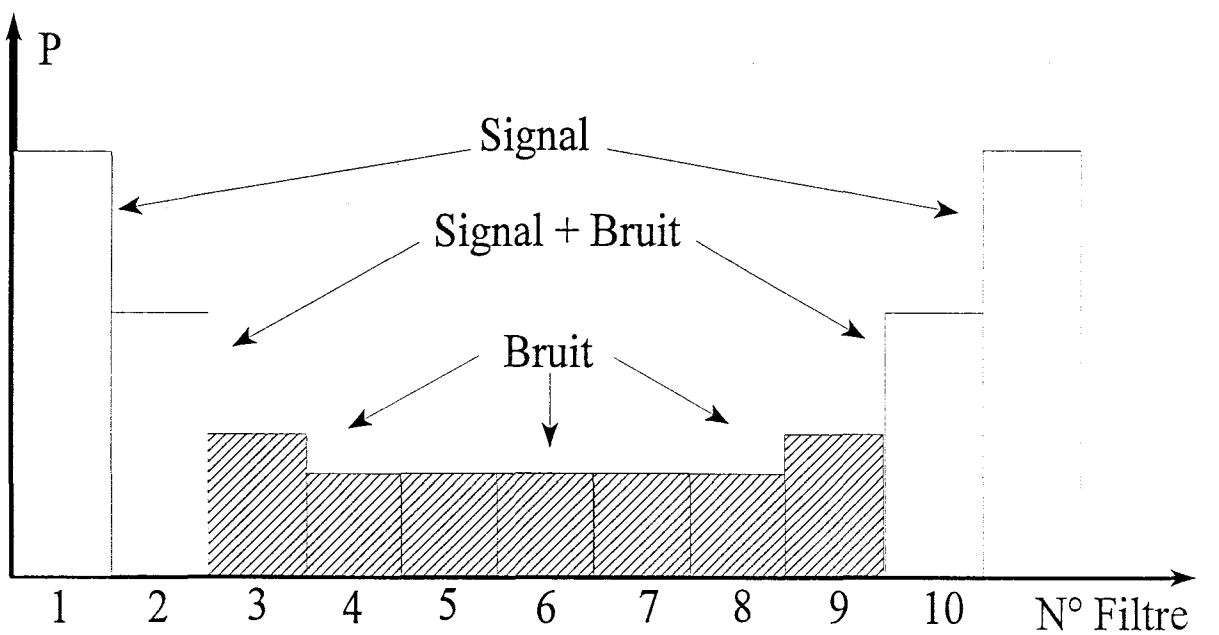


Figure II-8 : Spectre d'une rafale de dix impulsions

Dans ce cas, la puissance du signal est mesurée dans la bande du filtre 1. Celle du bruit est obtenue dans la bande des filtres 3 à 9. Dans cet exemple, les filtres adjacents 2 et 8 ne sont pas pris en compte car nous considérons qu'ils comprennent du signal et du bruit. La stabilité globale est alors égale dans ce cas à :

$$S = -10.\log\left[\frac{1}{7}\sum_{i=3}^{9}\frac{Pfiltre\ i}{Pfiltre\ 1}\right] \qquad (2.20)$$

Cet exemple nous montre l'importance du nombre d'impulsions prises en compte pour le calcul de la stabilité par cette méthode. Si le nombre d'impulsions est réduit, le résultat manque de précision. En effet, le nombre de filtre comprenant le signal et le bruit risque d'être important par rapport au nombre de filtres de bruit. L'augmentation du nombre d'impulsions permet une précision plus importante de la Transformée de Fourier et une meilleure décorélation du signal et du bruit. Le résultat sera par conséquent plus précis.

Le nombre de composantes spectrales représentant le bruit et le signal dépend du type de pondération. Au sein de THOMSON-CSF AIRSYS, les pondérations utilisées sont principalement celle de **HAMMING**, celle de **BLACKMAN** et celle de **TCHEBYCHEFF**. Des différences existent entre ces pondérations. Elles concernent surtout :

- La largeur du lobe principal après pondération.
- Le niveau des lobes secondaires.

Ces différences entraînent des erreurs de représentation de la puissance du signal et de la puissance de bruit. Les résultats de stabilité d'impulsion à impulsion risquent par conséquent d'être imprécis.

Par exemple, la pondération de TCHEBYCHEFF est adaptée pour la mesure de la puissance de bruit, du fait que les lobes secondaires du filtre dans le domaine fréquentiel sont très bas. Par contre, cette pondération a pour conséquence une largeur de lobe principal importante. Dans ce cas là, la puissance du signal est surestimée.

Au contraire, la pondération de HAMMING permet une bonne représentation de la puissance du signal mais sous-estime la puissance de bruit. Ces différences entre les pondérations seront détaillées de façon très précise au cours du quatrième paragraphe.

Un point important concernant cette méthode de calcul de la stabilité d'impulsion à impulsion est que son utilisation est limitée aux rafales à périodes de répétition constantes (rafales à PRF fixe). Par exemple, elle n'est pas utilisable pour une rafale en "staggering" : rafale comprenant N impulsions à fréquence de répétition variable. En effet, nous analysons au niveau du bruit les raies liées aux différents temps de répétition.

Afin de conclure la présentation de la méthode de l'analyse spectrale pour le calcul de la stabilité d'impulsion à impulsion, nous pouvons résumer les différentes étapes de calcul comme suit :

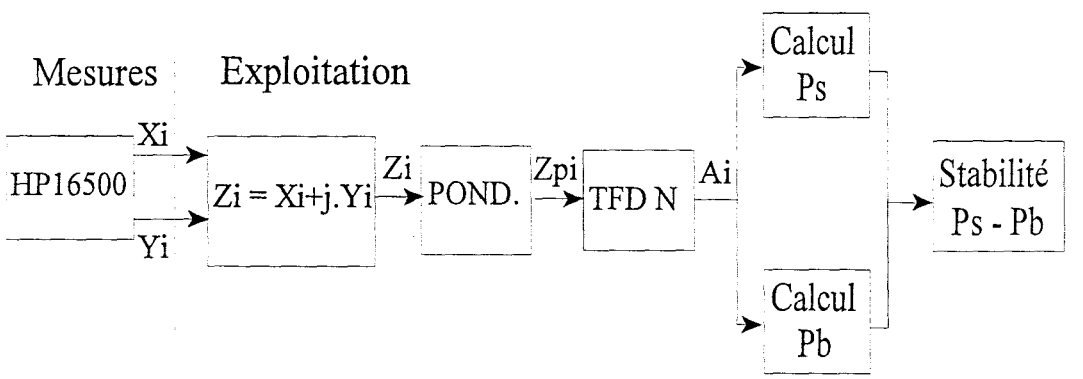


Figure II-9 : Calcul de la stabilité par analyse spectrale

Concernant cette méthode par analyse spectrale, notons que les résultats de stabilité peuvent aussi être donnés par filtre d'analyse. La stabilité du filtre k est donnée par le rapport de la puissance du filtre k sur la puissance du filtre du signal. Cette approche correspond à la réalité de l'analyse des performances radar.

2.4 CALCUL DES COMPOSANTES DETERMINISTE ET ALEATOIRE ([2.12] et [2.13])

La stabilité d'impulsion à impulsion possède deux composantes : **Une composante déterministe et une aléatoire**. La composante déterministe représente une variation moyenne de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion durant la rafale. La composante aléatoire est une évolution temporelle instantanée et imprévisible.

Nous nous proposons de quantifier ces deux composantes avec la méthode suivante :

Pour effectuer cette mesure dans de bonnes conditions, il est nécessaire de travailler avec un nombre de rafales assez important : de l'ordre d'une cinquantaine. Donc, pour un fichier de N rafales de M impulsions mesurées successivement nous avons :

Concernant cette méthode par analyse spectrale, notons que les résultats de stabilité peuvent aussi être donnés par filtre d'analyse. La stabilité du filtre k est donnée par le rapport de la puissance du filtre k sur la puissance du filtre du signal. Cette approche correspond à la réalité de l'analyse des performances radar.

2.4 CALCUL DES COMPOSANTES DETERMINISTE ET ALEATOIRE ([2.12] et [2.13])

La stabilité d'impulsion à impulsion possède deux composantes : **Une composante déterministe et une aléatoire**. La composante déterministe représente une variation moyenne de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion durant la rafale. La composante aléatoire est une évolution temporelle instantanée et imprévisible.

Nous nous proposons de quantifier ces deux composantes avec la méthode suivante :

Pour effectuer cette mesure dans de bonnes conditions, il est nécessaire de travailler avec un nombre de rafales assez important : de l'ordre d'une cinquantaine. Donc, pour un fichier de N rafales de M impulsions mesurées successivement nous avons :

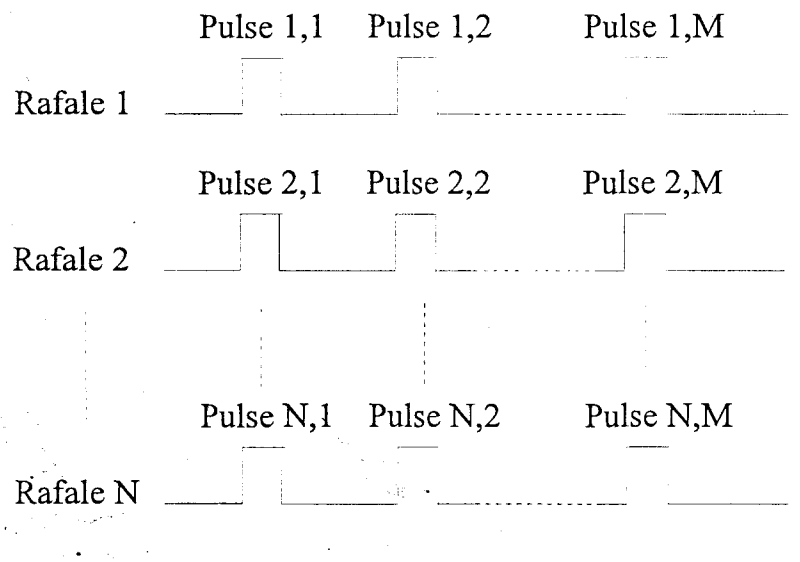


Figure II-10 : Représentation de N rafales de M impulsions

La phase et l'amplitude moyenne sont ensuite calculées pour les M rangs d'impulsions :

Pour les N impulsions de rang 1 dans chaque rafale, nous réalisons le calcul suivant :

$$\varphi_1 moy = \frac{1}{N} \sum_{i-1}^{N} \varphi_{i,1} \qquad (2.21)$$

$$Et\ A_1 moy = \frac{1}{N} \sum_{i-1}^{N} A_{i,1} \qquad (2.22)$$

Puis, les mêmes calculs pour les j rangs avec j compris entre 2 et M sont réalisés :

$$\varphi_j moy = \frac{1}{N}\sum_{i-1}^{N} \varphi_{i,j} \qquad (2.23)$$

$$Et\ A_j moy = \frac{1}{N}\sum_{i-1}^{N} A_{i,j} \qquad (2.24)$$

En calculant la stabilité d'impulsion à impulsion avec l'une des trois méthodes possibles et à partir des M valeurs moyennes de phase et amplitude par rang, **la composante déterministe** de la stabilité d'impulsion à impulsion est obtenue.

Pour chaque valeur de phase et d'amplitude, la valeur moyenne de phase et d'amplitude respectivement correspondant à chaque rang peuvent alors être soustraites. Pour la première impulsion de la première rafale, la nouvelle valeur de la phase et de l'amplitude est :

$$\varphi_{a1,1} = \varphi_{1,1} - \varphi_1 moy \qquad (2.25)$$

$$A_{a1,1} = A_{1,1} - A_1 moy \qquad (2.26)$$

Pour l'impulsion de rang i de la rafale k, les nouvelles valeurs de la phase et de l'amplitude seront:

$$\varphi_{ak,i} = \varphi_{k,i} - \varphi_i moy \qquad (2.27)$$

$$Et\ A_{ak,i} = A_{k,i} - A_i moy \qquad (2.28)$$

La stabilité calculée avec ces nouvelles valeurs par rafale et moyennées sur les N rafales définit **la composante aléatoire** de la stabilité d'impulsion à impulsion.

2.5 SYNTHESE

Afin de quantifier la stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion d'un émetteur à l'état solide d'un radar à impulsions, il existe deux domaines de traitement :

- **Le domaine temporel** avec la méthode de la **moyenne quadratique** et la méthode de l'**écart-type**. Pour la méthode de la moyenne quadratique, la stabilité est considérée comme la variation moyenne de phase et d'amplitude entre impulsions successives d'une même rafale. Pour la méthode de l'écart-type, la stabilité est prise comme la différence moyenne entre la phase et l'amplitude de chaque impulsion et de la valeur moyenne.

- **Le domaine spectral** avec la méthode de l'**analyse spectrale**. Cette méthode est basée sur le calcul de la densité spectrale de puissance. Avant une transformation de FOURIER discrète, une pondération est effectuée. Il en existe différents types. En général, les pondérations utilisée sont celles de HAMMING, BLACKMAN et TCHEBYCHEFF.

Ces trois méthodes sont utilisées au sein de THOMSON-CSF AIRSYS. Le choix d'une des méthodes pour qualifier les modules amplificateurs état solide en stabilité d'impulsion à impulsion dépend du type de radar et de son fonctionnement. Elles sont aussi les seules utilisées à l'extérieur d'après l'étude bibliographique réalisée sur ce sujet. D'autre part, en lisant les différentes publications à ce sujet, nous remarquons que la stabilité d'impulsion à impulsion est souvent citée et chiffrée, mais qu'elle est rarement définie précisément. Cette remarque montre l'intérêt d'une étude approfondie de cette notion.

3 ETUDE QUANTITATIVE DE LA STABILITE D'IMPULSION A D'IMPULSION

Comme mentionné précédemment, trois méthodes de calcul pour quantifier la stabilité d'impulsion à impulsion d'un module état solide sont utilisées à THOMSON-CSF AIRSYS et dans les autres sociétés travaillant dans le domaine du radar. Ces méthodes conduisant à l'obtention de résultats différents, il convient donc de mener une étude comparative quantitative pour :

- Déterminer la méthode de calcul la plus proche de la définition de la stabilité d'impulsion à impulsion.

- Réaliser le choix d'une méthode de calcul de la stabilité d'impulsion à impulsion au niveau de THOMSON-CSF AIRSYS et pour la suite des travaux de thèse.

- Avoir des outils de comparaison de résultats de stabilité obtenus par les différentes méthodes utilisées pour pouvoir plus facilement comparer les performances en stabilité de nos radars avec ceux de nos concurrents.

3.1 LA COMPARAISON DES TROIS METHODES DE CALCUL DE LA STABILITE [2.1]

L'étude comparative des résultats obtenus par les trois méthodes de calcul de la stabilité d'impulsion à impulsion utilise des fichiers de mesures constitués lors de différents tests de module à l'état solide d'émetteur radar. Les calculs de stabilité utilisant ces fichiers sont réalisés à l'aide d'un programme d'exploitation spécifique utilisant le logiciel mathématique MATHCAD.

Les autres conditions de l'étude sont les suivantes :

- Utilisation du banc de stabilité pour les mesures. Les performances du banc de mesure sont présentées de façon précise au niveau de l'annexe 1.

- La stabilité est calculée pour des rafales de **8, 10, 12, 14 et 16 impulsions.** Les résultats sont moyennés sur dix rafales. Le choix de nombres d'impulsions par rafale et celui du nombre de rafale moyennés correspondent à des valeurs habituellement utilisées actuellement pour les radars de surface. D'autre part, pour caractériser un module en stabilité d'impulsion à impulsion, habituellement, le résultat est moyenné sur dix rafales.

- **Les méthodes de calcul** de la stabilité d'impulsion à impulsion comparées sont les suivantes :
    - La méthode de l'écart-type.
    - La méthode de la moyenne quadratique.
    - La méthode de l'analyse spectrale.

Pour cette dernière méthode, trois pondérations différentes sont utilisées :

- La pondération de HAMMING.

- La pondération de BLACKMAN.

- La pondération de TCHEBYCHEFF.

Ces pondérations sont détaillées en annexe 2.

- Deux types de rafales ont été utilisées afin de caractériser des modules en stabilité d'impulsion à impulsion:

- **Rafale 1** est une rafale à PRF variable. Elle comprend une impulsion de 170 µs suivie de dix-sept impulsions de 35 µs avec un facteur de forme de 10 %. Ce type de rafale est contraignant en particulier au niveau thermique. L'impulsion longue en début de séquencement induit en effet des contraintes thermiques importantes au niveau des premières impulsions courtes. Par conséquent, au niveau de celles-ci, les variations de phase et d'amplitude peuvent être importantes. La composante déterministe est dominante sur la composante aléatoire avec ce type de séquencement radar.

- **Rafale 2** est une rafale à PRF fixe. Elle comprend une succession d'impulsions de 95µs avec un facteur de forme de 10 %. Ce type de rafale est peu contraignant au niveau thermique et les instabilités aléatoires sont alors prédominantes.

Ces deux types de séquencement sont donc bien représentatifs. D'autre part, pour chaque rafale, un type de module état solide est utilisé : pour la rafale 1, le module a une puissance crête de sortie de 1300 W et pour la rafale 2, la puissance crête du module est de 1400 W.

- **La fréquence de test** est de 2.7GHz. Des études précédentes ont montré que la fréquence avait peu d'influence sur les résultats de mesure de la stabilité d'impulsion à impulsion.

Concernant **la présentation des résultats**, différents points sont à préciser :

- Le banc de mesure de la stabilité permet d'enregistrer au maximum 1024 points par série de mesure. Par conséquent, le nombre de résultats pris en compte pour l'étude statistique des résultats est fonction du nombre d'impulsions par rafale:

  - **Douze** résultats sont pris en compte pour huit impulsions par rafale :

    8 impulsions x 10 rafales x 12 résultats = 960 < 1024 points

  - **Dix** résultats sont pris en compte pour dix impulsions par rafale.

  - **Huit** résultats sont pris en compte pour douze impulsions par rafale.

  - **Sept** résultats sont pris en compte pour quatorze impulsions par rafale.

  - **Six** résultats sont pris en compte pour seize impulsions par rafale.

- **Des abréviations** sont utilisées dans les différentes présentations de résultats :

  - Nb. pulse / rafale : nombre d'impulsions par rafale.

  - Stabilité moyenne quad. : la méthode de la moyenne quadratique est utilisée

  - Hamming : analyse spectrale avec pondération de HAMMING.

  - Blackman : analyse spectrale avec pondération de BLACKMAN.

  - Tcheycheff. : analyse spectrale avec pondération de TCHEBYCHEFF.

- Nous ne donnons ici que quelques résultats typiques sur deux modules alors que les mesures ont porté sur un grand nombre de modules.

3.1.1 Les résultats obtenus avec la rafale N°1

Concernant la rafale N°1, les résultats de mesures sont présentés pour deux modules :

- Module N° 1 :

Nb. pulse / rafale	Stabilité moyenne quad.	Stabilité écart-type	Stabilité Hamming	Stabilité Blackman	Stabilité Tchebycheff
8	61.9dB	63.9dB	63.9dB	65.9dB	64.9dB
10	**61.7dB**	63.4dB	63.1dB	65.6dB	65.9dB
12	61.9dB	63.5dB	62.6dB	65.1dB	**66.0dB**
14	61.9dB	63.5dB	62.3dB	64.7dB	65.5dB
16	61.9dB	63.3dB	62.0dB	64.7dB	65.6dB

Tableau II.1 : Résultats de calcul de stabilité

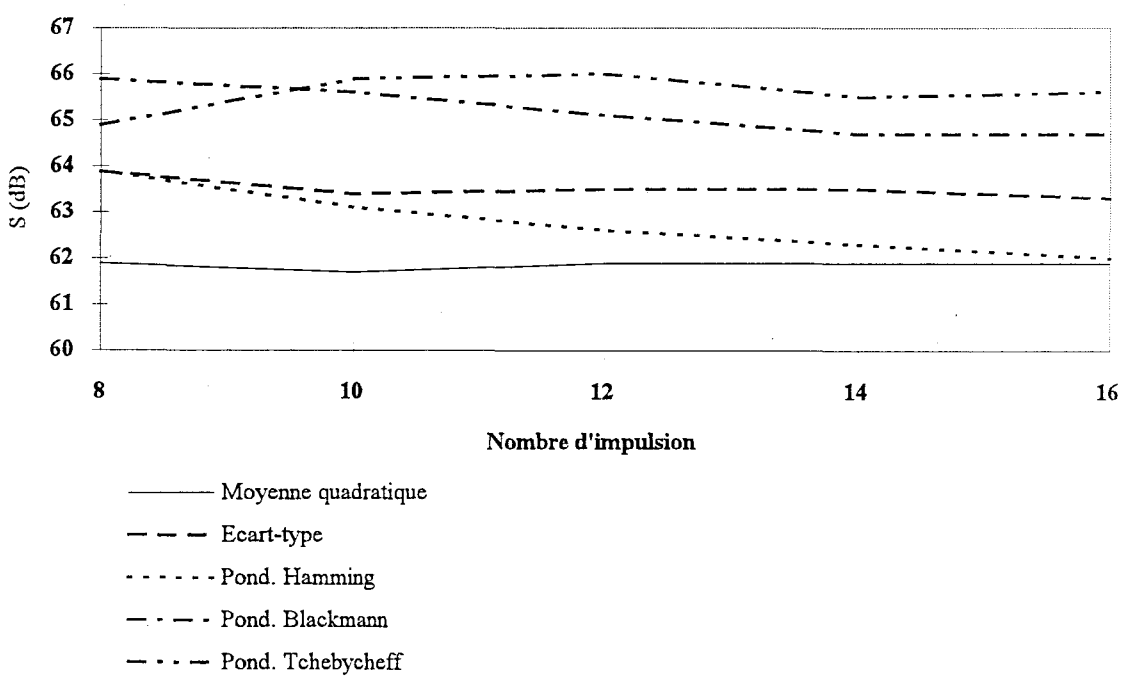


Figure II-11 : Stabilité moyennée sur dix rafales de N impulsions suivant différentes méthodes en fonction de N

Ecart entre la valeur maximale et la valeur minimale du résultat de stabilité :

Nb. pulse / rafale	Méthode moyenne quad.	Méthode écart-type	Méthode Hamming	Méthode Blackman	Méthode Tchebycheff
8	2.3dB	2.2dB	2.6dB	4.1dB	4dB
10	2.2dB	2.3dB	2.7dB	4dB	**5.2dB**
12	1.3dB	1.4dB	1.6dB	1.7dB	1.7dB
14	0.8dB	1.5dB	1.3dB	1.8dB	2.4dB
16	**0.7dB**	1.1dB	1.1dB	1.4dB	2.2dB

Tableau II-2 : Ecarts entre résultats de stabilité

- Module N° 2 :

Nb. pulse / rafale	Stabilité moyenne quad.	Stabilité écart-type	Stabilité Hamming	Stabilité Blackman	Stabilité Tchebycheff
8	62.0dB	63.4dB	63.6dB	66.1dB	64.6dB
10	**61.9dB**	63.0dB	63.2dB	65.6dB	66.2dB
12	62.0dB	62.9dB	63.1dB	65.7dB	**66.4dB**
14	62.0dB	63.0dB	62.2dB	65.1dB	66.1dB
16	62.0dB	62.0dB	62.0dB	65.3dB	66.2dB

Tableau II-3 : Résultats de calcul de stabilité

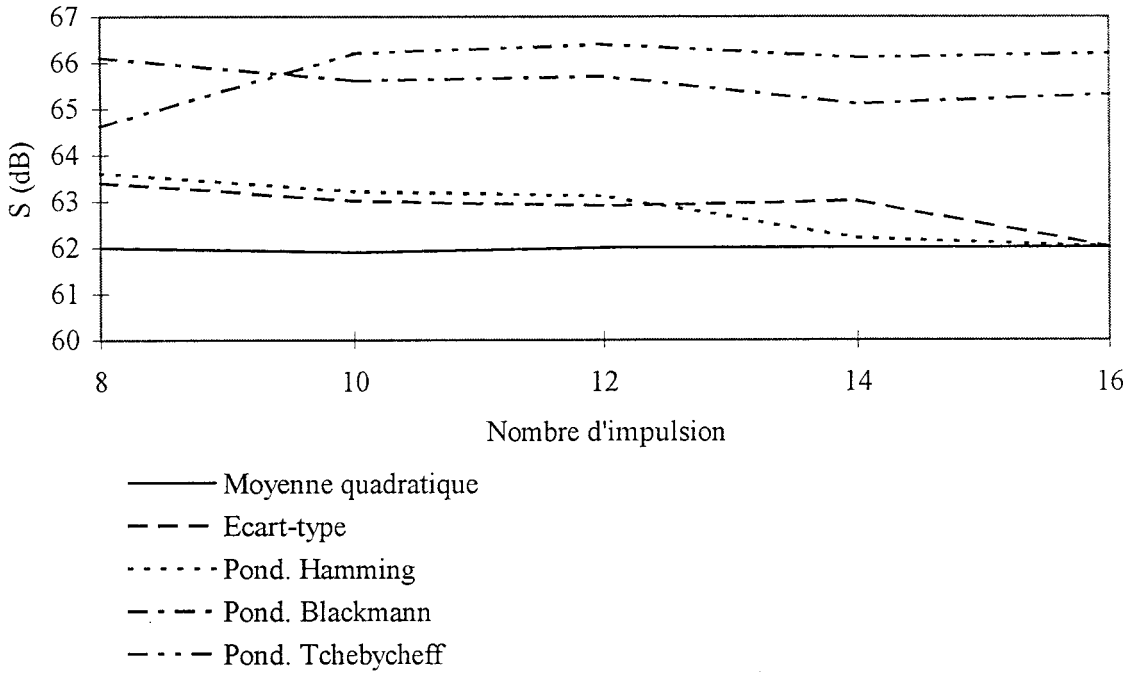


Figure II-12 : Stabilité moyennée sur dix rafales de N impulsions suivant différentes méthodes en fonction de N

Ecart entre la valeur maximale et la valeur minimale du résultat de stabilité :

Nb. pulse / rafale	Méthode moyenne quad.	Méthode écart-type	Méthode Hamming	Méthode Blackman	Méthode Tchebycheff
8	2.2dB	2.0dB	2.6dB	**4.7dB**	3.1dB
10	1.8dB	1.9dB	4.1dB	3.9dB	4.5dB
12	1.6dB	1.5dB	2.7dB	3.2dB	3.4dB
14	1.7dB	1.5dB	2.2dB	3.4dB	2.6dB
16	**1.1dB**	1.5dB	**1.1dB**	1.6dB	2.4dB

Tableau II-4 : Ecarts entre résultats de stabilité

En analysant les différents tableaux et graphes présentant les résultats, différentes remarques peuvent être effectuées :

- L'importance des écarts entre les résultats obtenus par les différentes méthodes utilisées et cela quelque soit le nombre d'impulsions par rafale. Par exemple, une différence de 3 à 4dB existe entre le résultat obtenu par la méthode de la moyenne quadratique et celui issu de la méthode de l'analyse spectrale avec la pondération de TCHEBYCHEFF.

- La dispersion des résultats obtenus par la méthode fréquentielle (l'analyse spectrale) suivant le type de pondération utilisée. L'écart est surtout important entre les résultats issu d'une pondération de HAMMING et ceux obtenus avec une pondération de TCHEBYCHEFF.

- Quelque soit le nombre d'impulsions par rafale, la stabilité obtenue par la méthode de la moyenne quadratique est inférieure à celle obtenue par les autres méthodes. Les meilleures résultats sont ceux issus de la méthode de l'analyse spectrale avec une pondération de TCHEBYCHEFF.

- Le niveau de dispersion dépend aussi de la méthode de calcul utilisée. Il est réduit pour les méthodes temporelles mais plus important pour la méthode fréquentielle. Nous pouvons classer les différentes méthodes suivant leur niveau de dispersion :

  - La moyenne quadratique.
  - L'écart type.
  - L'analyse spectrale avec pondération de HAMMING.
  - L'analyse spectrale avec pondération de BLACKMAN et TCHEBYCHEFF.

3.1.2 Les résultats obtenus avec la rafale N°2

Les mêmes types de résultats sont présentés avec des abréviations similaires :

- Module N° 1 :

Nb. pulse / rafale	Stabilité moyenne quad	Stabilité écart-type	Stabilité Hamming	Stabilité Blackman	Stabilité Tchebycheff
8	**62.5dB**	64.9dB	65.0dB	**66.7dB**	65.2dB
10	**62.5dB**	64.6dB	64.2dB	66.2dB	66.5dB
12	**62.5dB**	63.7dB	64.3dB	**66.7dB**	**66.7dB**
14	**62.5dB**	63.3dB	64.1dB	66.6dB	66.5dB
16	**62.5dB**	63.2dB	63.7dB	66.2dB	66.4dB

Tableau II-5 : Résultats de calcul de stabilité

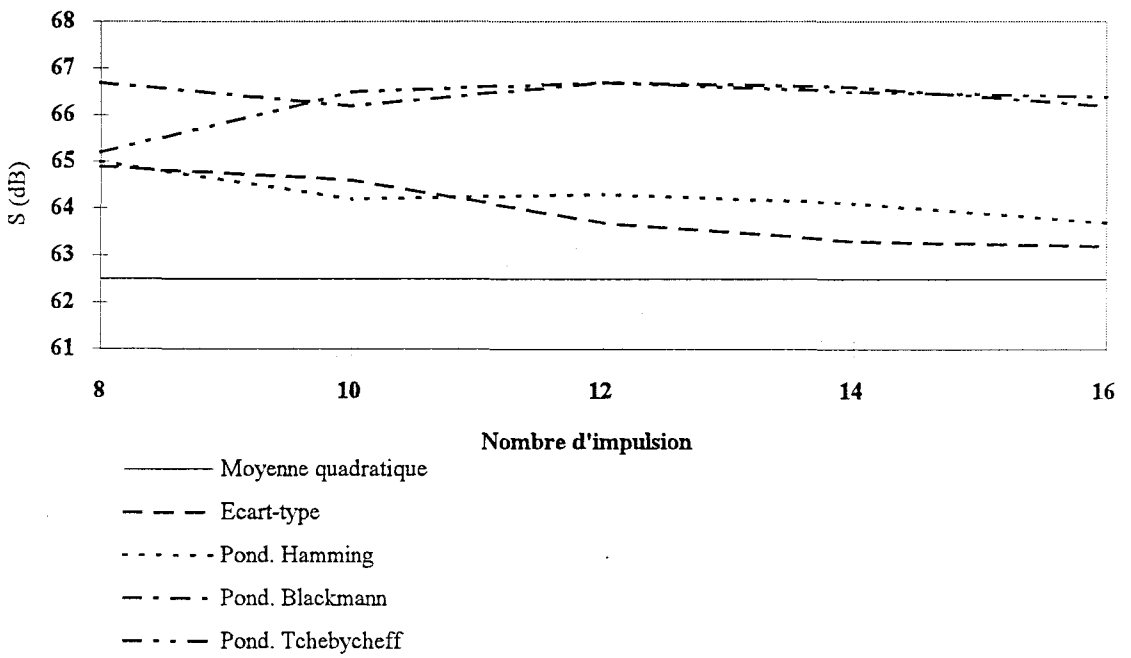


Figure II-13 : Stabilité moyennée sur dix rafales de N impulsions suivant différentes méthodes en fonction de N

Ecart entre la valeur maximale et la valeur minimale du résultat de stabilité :

Nb. pulse / rafale	Méthode moyenne quad.	Méthode écart-type	Méthode Hamming	Méthode Blackman	Méthode Tchebycheff
8	2.1dB	2.7dB	1.4dB	3.2dB	2.6dB
10	2.0dB	3.4dB	2.8dB	3.4dB	**4.0dB**
12	2.1dB	3.3dB	1.5dB	2.6dB	3.8dB
14	1.5dB	1.9dB	3.0dB	2.5dB	3.1dB
16	**1.2dB**	2.4dB	1.6dB	1.8dB	1.9dB

Tableau II-6 : Ecarts entre résultats de stabilité

- Module N°2 :

Nb. pulse / rafale	Stabilité moyenne quad.	Stabilité écart-type	Stabilité Hamming	Stabilité Blackman	Stabilité Tchebycheff
8	**63.1dB**	66.6dB	64.9dB	66.6dB	65.0dB
10	63.3dB	66.1dB	64.5dB	66.9dB	**67.4dB**
12	**63.1dB**	65.9dB	64.6dB	66.2dB	66.4dB
14	63.2dB	65.4dB	64.6dB	66.3dB	66.5dB
16	**63.1dB**	64.9dB	64.3dB	66.1dB	66.6dB

Tableau II-7 : Résultats de calcul de stabilité

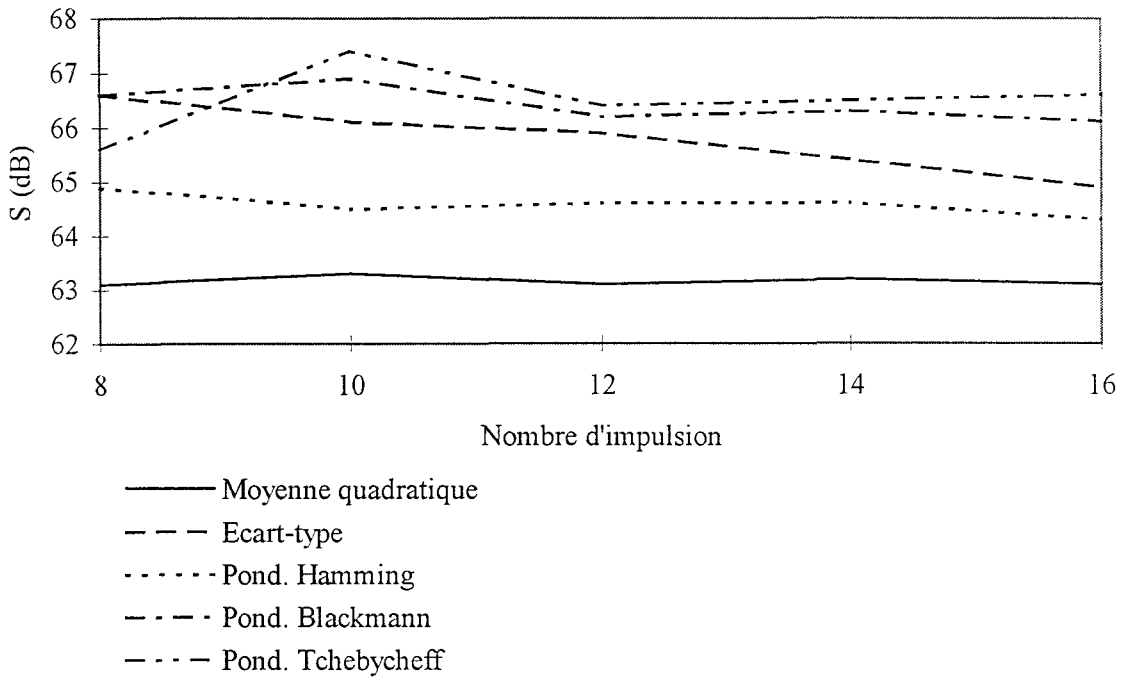


Figure II-14 : Stabilité moyennée sur dix rafales de N impulsions suivant différentes méthodes en fonction de N

Ecart entre la valeur maximale et la valeur minimale du résultat de stabilité :

Nb. pulse / rafale	Méthode moyenne quad.	Méthode écart-type	Méthode Hamming	Méthode Blackman	Méthode Tchebycheff
8	2.8dB	2.6dB	2.4dB	3.5dB	3.4dB
10	2.8dB	3.3dB	2.7dB	4.0dB	**5.5dB**
12	1.9dB	1.9dB	2.4dB	3.9dB	4.6dB
14	2.4dB	2.3dB	1.8dB	2.4dB	3.4dB
16	**1.2dB**	2.7dB	1.6dB	1.5dB	1.9dB

Tableau II-8 : Ecarts entre résultats de stabilité

L'étude des résultats obtenu avec **la rafale N°2** nous conduit globalement aux mêmes conclusions que celles déduites dans le cas de la rafale N°1. Néanmoins quelques différences apparaissent : Pour la rafale N°2 et pour les deux modules, les résultats de la stabilité obtenus par moyenne quadratique présentent une dispersion plus réduite que ceux obtenus par les autres méthodes. Mais, le résultat obtenu par cette méthode reste comme précédemment pessimiste.

3.1.3 Synthèse des résultats

L'analyse des résultats présentés précédemment confirme l'existence de différences entre les résultats obtenus par les différentes méthodes de calcul de la stabilité présentée par des études antérieures. D'autre part, nous pouvons noter l'intérêt de la méthode de la moyenne quadratique qui permet d'obtenir une dispersion réduite. Mais, les résultats issus de cette méthode sont inférieures à ceux obtenus par les autres méthodes.

La deuxième étape de l'exploitation des résultats de ce travail est de la quantification des différences entre les résultats issus des différentes méthodes de calcul de la stabilité d'impulsion à impulsion. Pour cela, nous avons calculé l'écart moyen entre les résultats de stabilité obtenus par moyenne quadratique et ceux calculés par les autres méthodes. Ce travail a été réalisé pour de nombreuses rafales. Seules quatre d'entre elles, les plus représentatives, sont considérées pour chaque méthode de quantification de la stabilité d'impulsion à impulsion :

- La méthode de **l'écart-type :**

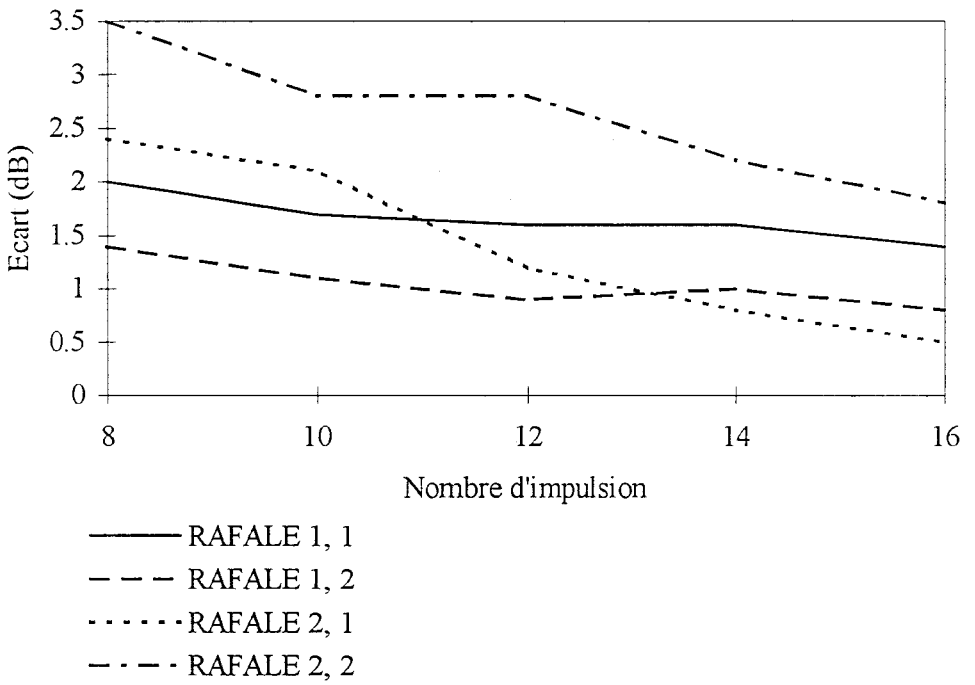


Figure II-15 : Ecart des résultats obtenus par méthode de la moyenne quadratique et ceux de l'écart-type

Les résultats de stabilité obtenus sont proches de ceux calculés par moyenne quadratique. L'écart moyen entre les résultats des deux méthodes est de l'ordre de **2 dB**.

- Pour la méthode de **l'analyse spectrale** : L'écart entre les résultats obtenus et ceux par moyenne quadratique varie en fonction du nombre d'impulsions par rafale et du type de pondération :

- Pondération de HAMMING :

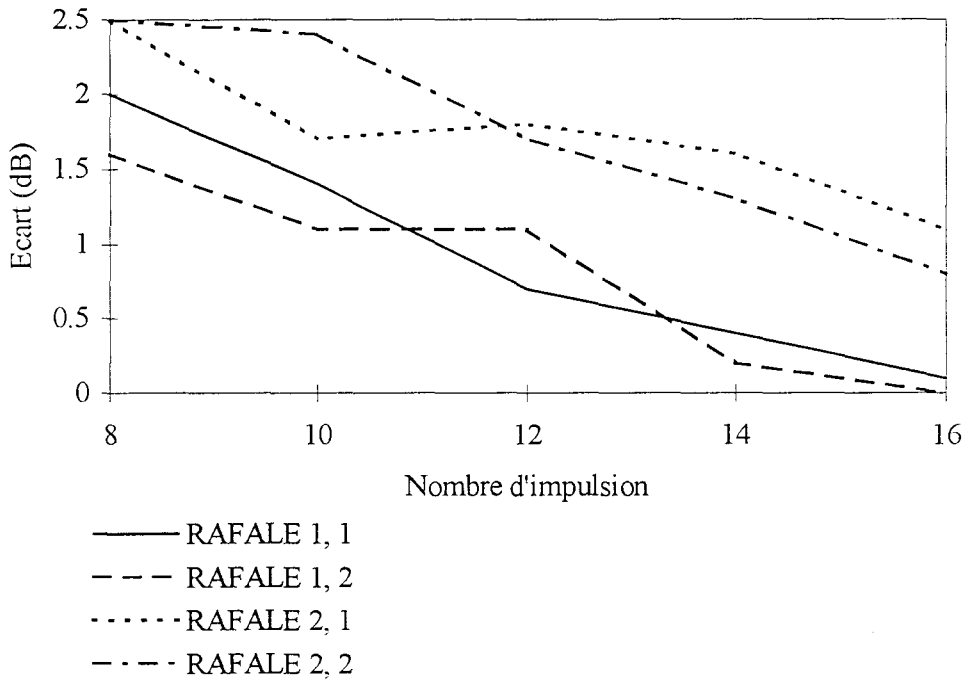


Figure II-16 : Ecart des résultats obtenus par méthode de la moyenne quadratique et de l'analyse spectrale avec pondération de HAMMING

L'écart évolue de **2dB pour huit impulsions à 0dB pour seize impulsions**. De plus cet écart varie de façon quasi-linéaire en fonction du nombre d'impulsions.

- Pondération de BLACKMAN :

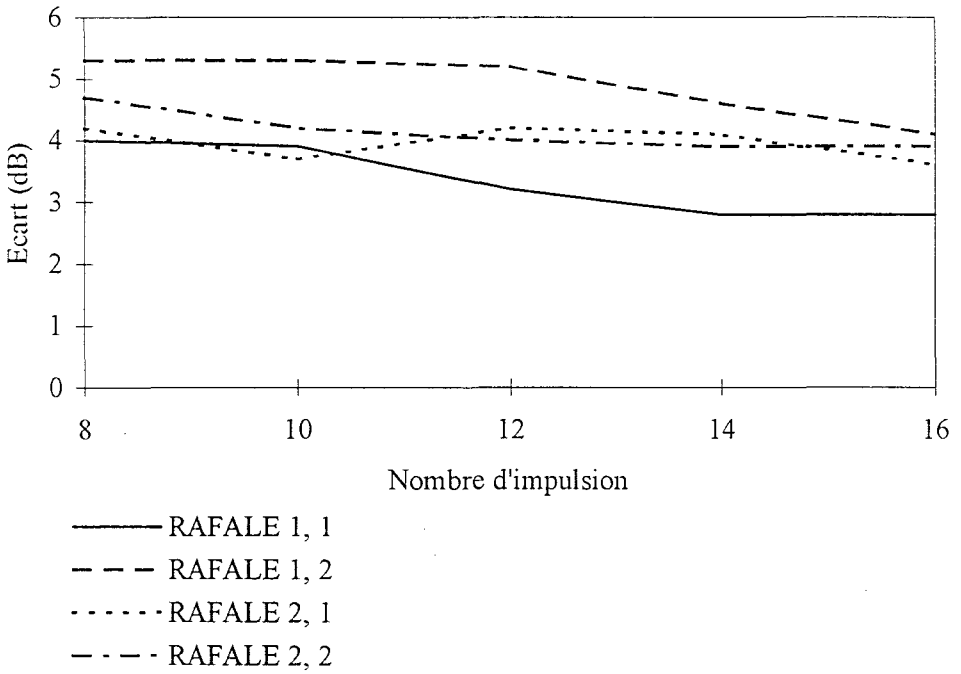


Figure II-17 : Ecart des résultats obtenus par méthode de la moyenne quadratique et de l'analyse spectrale avec pondération de BLACKMAN

L'écart est de **4 dB pour huit impulsions et de 3.5 dB pour seize impulsions**. Cet écart est donc sensiblement constant en fonction du nombre d'impulsions.

- Pondération de TCHEBYCHEFF :

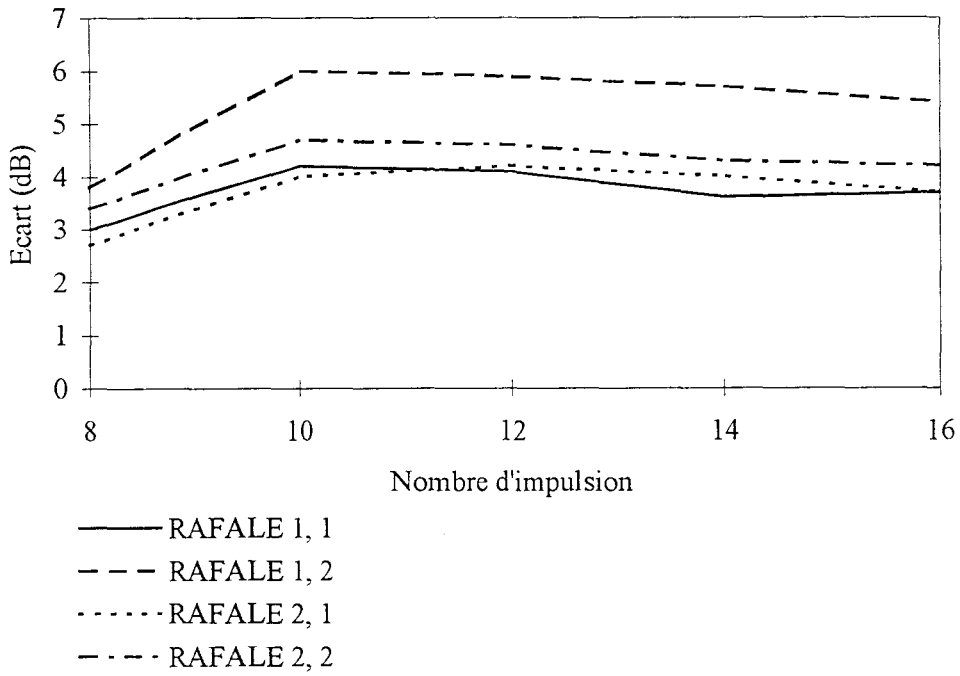


Figure II-18 : Ecart des résultats obtenus par méthode de la moyenne quadratique et de l'analyse spectrale avec pondération de TCHEBYCHEFF

L'écart est encore de **4dB pour huit impulsions et de 3.5dB pour un nombre d'impulsions supérieur à huit**.

En **analysant les résultats**, plusieurs remarques peuvent être faites :

- Le nombre d'impulsions pris en compte pour le calcul de la stabilité est important. En effet, les différences entre les résultats issus des trois méthodes diminuent lorsque ce nombre augmente.

- Le type de pondération utilisé pour la méthode de l'analyse spectrale a aussi son importance. D'après les résultats, la pondération de HAMMING permet d'obtenir des résultats proches de

ceux obtenus par les méthodes temporelles. Ce n'est pas le cas pour les pondérations de BLACKMAN et TCHEBYCHEFF.

3.2 CONCLUSION

La comparaison des résultats du calcul de stabilité d'impulsion à impulsion d'un module amplificateur état solide obtenus par les trois méthodes envisagées montre l'existence de différences. Ces différences ont été quantifiées en fonction du nombre d'impulsions prises en compte. Ils peuvent être résumés à l'aide du tableau suivant :

Ecart du résultat / celui obtenu par moyenne quadratique	**Pour huit impulsions**	**Pour seize impulsions**
Ecart type	2dB	2dB
Analyse spectrale - Pondération de HAMMING	2dB	0dB
Analyse spectrale - Pond. de BLACKMAN	**4dB**	3.5dB
Analyse spectrale - Pond. de TCHEBYCHEFF	**4dB**	3.5dB

Tableau II-9 : Synthèse des écarts entre résultats de stabilité

D'autre part, en analysant ces résultats, nous remarquons que la méthode de la moyenne quadratique se démarque des deux autres méthodes. En effet, avec cette méthode la dispersion des résultats est réduite quelque soit le nombre d'impulsions. Mais, les résultats obtenus par cette méthode sont pessimistes par rapport à ceux obtenus par les autres méthodes. Pour la suite de l'étude, cette méthode, proche de la définition de la stabilité d'impulsion à impulsion est donc intéressante à retenir.

Après avoir montrer l'existence de différence entre les résultats obtenus par les trois méthodes et après les avoir quantifier, il convient maintenant d'essayer d'expliquer ces différences. C'est l'objectif du paragraphe suivant.

4 ETUDE THEORIQUE DES DIFFERENCES ENTRE LES RESULTATS DES METHODES DE CALCUL DE LA STABILITE

4.1 L'INFLUENCE DE LA TRANSFORMEE DE FOURIER DISCRETE

La transformée de Fourier est une fonction mathématique qui permet de passer d'une représentation temporelle à une représentation dans l'espace des fréquences ([2.15] et [2.16]). Nous visualisons alors l'amplitude de chaque composante fréquentielle du signal, ou plus exactement sa densité de puissance. Cette courbe est appelée le spectre de puissance du signal.

Pour un nombre de points de mesure N, le nombre d'opérations nécessaires pour réaliser une Transformée de Fourier Discrète est de N^2. Au cours de ces nombreuses opérations successives, des approximations sont réalisées. Par conséquent, les résultats obtenus par Transformée de Fourier Discrète sont donnés avec une erreur [2.17]. L'erreur est d'autre part fonction du nombre de points de mesure pris en compte. Cet erreur peut expliquer en partie la différences des résultats obtenus par méthode fréquentielle et par une méthode temporelle.

4.2 EFFETS DE LA PONDERATION UTILISEE DANS LA METHODE DE L'ANALYSE SPECTRALE

4.2.1 Les caractéristiques des pondérations ([2.15], [2.18] à [2.20])

Les paramètres de pondération qui ont de l'influence sur le résultat de stabilité sont les suivantes:

- **La largeur du lobe principal** : L'existence d'une pondération engendre une augmentation de la largeur du lobe principal, qui dépend du type de pondération utilisée.

- **L'amplitude des lobes secondaires** : Le but principal d'une pondération est d'atténuer les lobes secondaires crées artificiellement par la transformée de FOURIER après troncature.

- **La perte d'information** : Elle indique le pourcentage de puissance ou d'énergie se trouvant dans les lobes latéraux de la fenêtre spectrale $Q(\nu)$. Une partie du signal, normalement présent dans le lobe principale, se retrouve au niveau des lobes latéraux. La figure II-19 illustre cette perte d'information (partie non hachurée, la partie hachurée représente le signal) :

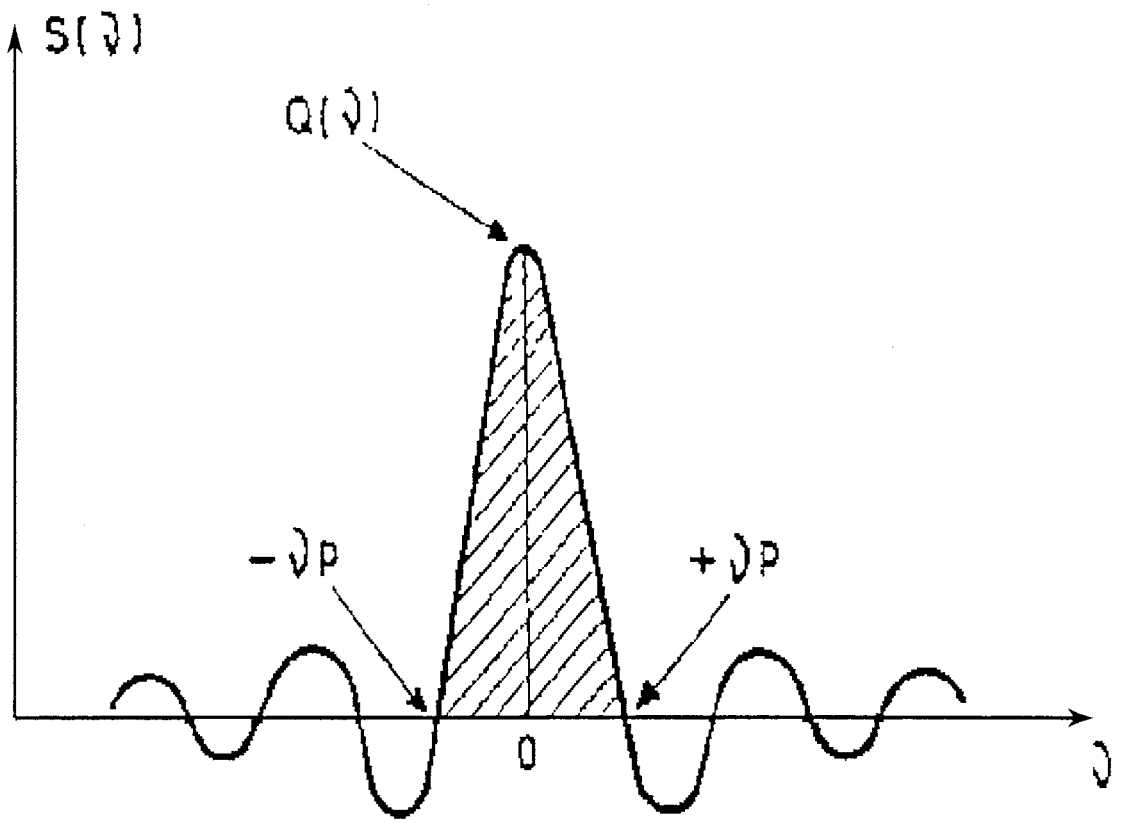


Figure II-19 : Spectre d'un Dirac après une pondération et une TFD

La perte d'information est notée p. Elle peut être obtenue mathématiquement à partir de la figure précédente :

$$1 - p = \frac{\int_{-\nu_p}^{+\nu_p} Q(\nu)\, d\nu}{\int_{-\alpha}^{+\alpha} Q(\nu)\, d\nu} \qquad (2.29)$$

Où $\pm\nu_p$ sont les fréquence où Q(ν) s'annule pour la première fois autour du pic principal.

Or, nous avons :

$$\int_{-\alpha}^{+\alpha} Q(v)\,dv = 1 \qquad (2.30)$$

Nous avons donc :

$$1 - p = \int_{-v_p}^{+v_p} Q(v)\,dv \qquad (2.31)$$

Où :

$$p = 1 - \int_{-v_p}^{+v_p} Q(v)\,dv \qquad (2.32)$$

Au niveau du résultat de stabilité d'impulsion à impulsion, **les conséquences de ces trois paramètres** sont les suivantes:

- L'augmentation **de la largeur du lobe principal** entraîne une surestimation du signal. Sachant que la stabilité est égale au rapport du signal sur l'instabilité, le résultat de stabilité est amélioré.

- Concernant **l'amplitude des lobes secondaires**, plus elle est faible, moins l'instabilité est surestimée (diminution du signal du aux lobes secondaires dans l'instabilité). La stabilité est donc dégradée.

- **La perte d'information** entraîne une sous-estimation de l'instabilité et une surestimation du signal correspondant à l'instabilité. Avec une perte d'information importante, la stabilité est donc dégradée.

Les différents paramètres des trois pondérations sont résumés dans le tableau II-10 :

Fenêtre	Largeur lobe principal	Amplitude des lobes secondaires	perte d'information
Hamming	4 / N	-43dB	0,4 %
Blackman	6 / N	-58dB	<<
Tchebycheff	6 / N	-100dB	<<

Tableau II-10 : Caractéristiques des fenêtres de pondération

L'analyse des différentes caractéristiques des pondérations présentées ci-dessus permet d'affirmer que :

- **La pondération de HAMMING** avec l'amplitude de ses lobes secondaires et son pourcentage élevé de perte d'information conduit à une sur-estimation de l'instabilité et donc une sous-estimation de la valeur de la stabilité. Le résultat de stabilité est par conséquent pessimiste.

- **Les pondérations de BLACKMAN** et **TCHEBYCHEFF** avec une importante largeur de leur lobe principal, un faible niveau des lobes secondaires (surtout pour la pondération de Tchebycheff) et une faible perte d'information conduisant à une surestimation du signal. Par contre, le bruit est correctement pris en compte. Le résultat de stabilité est donc optimiste avec ces deux types de pondération.

4.2.2 L'effet de lissage de la pondération

Une autre origine des différences entre les résultats de stabilité obtenus par la méthode de l'analyse spectrale dus à la pondération est **l'effet de lissage**. Cet effet peut être illustré à l'aide de la figure II-20 :

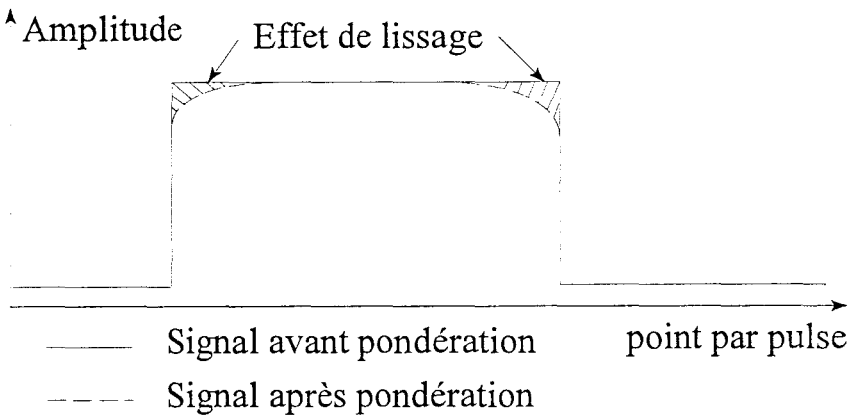


Figure II-20 : Représentation de l'effet de lissage d'une pondération

Sur la figure II-20, les échantillons de la phase ou de l'amplitude mesurés en milieu d'impulsion d'une rafale sont représentés. Deux représentations sont données : une avant pondération et une après pondération. Nous constatons que la pondération entraîne une perte d'information pour les premières et dernières impulsions de la rafales. Ce phénomène est appelé effet de lissage.

Pour analyser les conséquences de cet effet de lissage sur les résultats de stabilité, une approche mathématique a été développée :

Trois artifices mathématiques transformant une rafale de N impulsions (N de 8 à 16 par pas de 2) ont été utilisés. Pour illustrer ces artifices mathématiques, une rafale de huit impulsions, numérotées de 0 à 7, est utilisée :

- **Méthode 1,** la rafale utilisée pour le calcul de la stabilité la rafale symétrique de la rafale initiale par rapport à la première impulsion (numéroté 0) puis la rafale initiale. Soit, pour une rafale de huit impulsions numérotées de 0 à 7 :

7 6 5 4 3 2 1 0 0 1 2 3 4 5 6 7

- **Méthode 2,** la rafale comprend deux fois la rafale initiale. Soit, pour une rafale de huit impulsions:

0 1 2 3 4 5 6 7 0 1 2 3 4 5 6 7

- **Méthode 3,** la rafale comprend deux fois la rafale initiale. Mais, pour la première rafale, une inversion d'ordre est réalisée, soit, pour une rafale de huit impulsions :

3 2 1 0 7 6 5 4 0 1 2 3 4 5 6 7

Les résultats avec ces trois méthodes pour les deux types de rafales et pour les deux modules utilisés dans le paragraphe précédant sont présentés à l'aide des différents tableaux suivants :

RAFALE 1 :

- Module N°1 :

Le résultat de stabilité obtenu par la méthode de la moyenne quadratique est de **61.9dB** (63.9dB pour la méthode de l'écart-type). Pour la méthode de l'analyse spectrale, les résultats suivant les pondérations et la méthode de transformation de la rafale initiale sont les suivants :

Pondération	Méthode init.	Méthode 1	Méthode 2	Méthode 3
Hamming	63.9dB	62.9dB	62.1dB	62.5dB
Blackman	65.9dB	63.2dB	62.9dB	63.7dB
Tchebycheff	64.9dB	65.4dB	63.7dB	64.0dB

Tableau II-10 : Résultats de calcul de stabilité

Les écarts entre le résultat obtenu par moyenne quadratique et ceux par analyse spectrale suivant les méthodes sont les suivants :

Pondération	Méthode init.	Méthode 1	Méthode 2	Méthode 3
Hamming	+2	**+1**	**+0.2**	**+0.6**
Blackman	+4	+1.3	**+1**	+1.8
Tchebycheff	+3	+3.5	+1.8	+2.1

Tableau II-11 : Ecarts entre résultats de stabilité

- Module N°2 :

Pour le module N°2, le résultat de stabilité obtenu par la méthode de la moyenne quadratique est de **62.0dB** (63.4dB pour la méthode de l'écart-type). Pour la méthode de l'analyse spectrale, les résultats suivant les pondérations et la méthode de transformation de la rafale initiale sont les suivants :

Pondération	Méthode init.	Méthode 1	Méthode 2	Méthode 3
Hamming	63.6dB	62.8dB	62.1dB	62.4dB
Blackman	66.1dB	63.3dB	63.4dB	63.1dB
Tchebycheff	64.6dB	65.9dB	63.8dB	63.9dB

Tableau I-.12 : Résultats de calcul de stabilité

Les écarts entre le résultat obtenu par moyenne quadratique et ceux par analyse spectrale suivant les méthodes sont les suivants :

Pondération	Méthode init.	Méthode 1	Méthode 2	Méthode 3
Hamming	+1.6	**+0.8**	**+0.1**	**+0.4**
Blackman	+4.1	+1.3	+1.4	**+1.1**
Tchebycheff	+2.6	+3.9	+1.8	+1.9

Tableau II-13 : Ecarts entre résultats de stabilité

En résumé, le résultat de stabilité obtenu par la méthode de l'analyse spectrale en utilisant les trois artifices mathématiques se rapproche du résultat obtenu par moyenne quadratique suivant le type de pondération :

- Pondération de HAMMING : méthodes 1, 2 et 3.
- Pondération de BLACKMAN : méthodes 1, 2 et 3.
- Pondération de TCHEBYCHEFF : les méthodes 2 et 3 permettent une diminution de l'écart entre la méthode de l'analyse spectrale et celle de la moyenne quadratique mais cet écart reste de l'ordre de 2dB.

Ces premiers résultats nous montrent bien l'effet de lissage de la pondération sur le résultat de stabilité. En effet, par suppression de l'importance des premières impulsion, où les variations d'impulsion à impulsion de phase et d'amplitude sont importantes, grâce à des artifices mathématiques, les résultats de stabilité obtenu par les méthodes temporelles peuvent être retrouvés.

RAFALE 2 :

- Module N°1 :

Le résultat de stabilité obtenu par la méthode de la moyenne quadratique est de **62.5dB** (64.9dB pour la méthode de l'écart-type). Pour la méthode de l'analyse spectrale, les résultats suivant les pondérations et la méthode de transformation de la rafale initiale sont les suivants :

Pondération	Méthode init.	Méthode 1	Méthode 2	Méthode 3
Hamming	65.0dB	63.3dB	61.0dB	61.7dB
Blackman	66.7dB	64.0dB	61.6dB	63.4dB
Tchebycheff	65.2dB	65.9dB	62.1dB	64.1dB

Tableau II-14 : Résultats de calcul de stabilité

Les écarts entre le résultat obtenu par moyenne quadratique et ceux par analyse spectrale sont les suivants :

Pondération	Méthode init.	Méthode 1	Méthode 2	Méthode 3
Hamming	+2.5	**+0.8**	-1.5	**-0.8**
Blackman	+4.2	+1.5	**-0.9**	**+0.9**
Tchebycheff	+2.7	+3.4	**-0.4**	+1.6

Tableau II-15 : Ecarts entre résultats de stabilité

- Module N°2 :

Le résultat de stabilité obtenu par la méthode de la moyenne quadratique est de **63.1dB** (66.6dB pour la méthode de l'écart-type). Pour la méthode de l'analyse spectrale, les résultats suivant les pondérations et la méthode de transformation de la rafale initiale sont les suivants :

Pondération	Méthode init.	Méthode 1	Méthode 2	Méthode 3
Hamming	64.9dB	64.5dB	63.0dB	63.6dB
Blackman	66.6dB	64.7dB	63.6dB	64.6dB
Tchebycheff	65.0dB	66.5dB	63.8dB	65.4dB

Tableau II-16 : Résultats de calcul de stabilité

Les écarts entre le résultat obtenu par moyenne quadratique et ceux par analyse spectrale sont les suivants :

Pondération	Méthode init.	Méthode 1	Méthode 2	Méthode 3
Hamming	+1.8	+1.4	**-0.1**	**+0.5**
Blackman	+3.5	+1.6	**-0.5**	+1.5
Tchebycheff	+1.9	+3.4	**-0.7**	+2.3

Tableau II-17 : Ecarts entre résultats de stabilité

En résumé, le résultat de stabilité obtenu par la méthode de l'analyse spectrale se rapproche du résultat obtenu par moyenne quadratique pour les méthodes suivantes :

- Pour la pondération de HAMMING : méthodes 2 et 3.
- Pour la pondération de BLACKMAN : méthodes 1, 2 et 3.
- Pour la pondération de TCHEBYCHEFF : méthode 2.

Ces deux séries de mesures montrent que l'effet de lissage introduit par la pondération représente un des éléments à l'origine de l'écart entre les résultats obtenus par la méthode fréquentielle et par les méthodes temporelles. En effet, en atténuant cet effet sur les premières impulsions, où se produisent les principales variations de phase et d'amplitude entre impulsions successives, les résultats obtenus par analyse spectrale se rapprochent de ceux obtenu par les méthodes temporelles de calcul. Ce constat obtenu pour huit impulsions a été généralisé pour des rafales de dix, douze, quatorze et seize impulsions.

Cette perte d'information due à l'effet de lissage peut être évaluée en calculant la différence entre la fenêtre idéale (la représentation rectangulaire normalisée) et cette même fenêtre ayant subit une pondération. L'évaluation de cette perte montre que l'effet de lissage est fonction du type de pondération et que de plus pour la pondération de TCHEBYCHEFF, il est fonction du nombre d'impulsions par rafale. **Les résultats** obtenus par calcul sont les suivants :

- Pondération de **HAMMING** : Δ = **-3.37dB**.

- Pondération de **BLACKMAN** : Δ = **-2.37dB**.

- Pondération de **TCHEBYCHEFF** :

  Pour 8 impulsions par rafale : Δ = **-1.41dB**.

  Pour 10 impulsions par rafale : Δ = **-1.2dB**.

  Pour 12 impulsions par rafale : Δ = **-1.05dB**.

  Pour 14 impulsions par rafale : Δ = **-0.95dB**.

  Pour 16 impulsions par rafale : Δ = **-0.87dB**.

Ce phénomène de lissage est donc important pour les pondérations de HAMMING et BLACKMAN. Pour la pondération de TCHEBYCHEFF, ce phénomène est relativement limité, surtout avec un nombre élevé d'impulsions par rafale. Ces remarques confirment les constats réalisés lors de l'étude précédente.

4.2.3 Conclusion

Les pondérations engendrent différentes conséquences sur le résultat de stabilité. Ces effets sont fonction du type de pondération :

- **La pondération de HAMMING** : Cette pondération entraîne d'une part une surestimation du bruit, difficilement quantifiable et d'autre part, une perte d'information importante due au lissage. Ce dernier effet améliore fortement le résultat de stabilité. Ces deux phénomènes sont antagonistes mais le deuxième facteur est dominant. Cela entraîne un résultat de stabilité favorable par rapport aux deux méthodes temporelles.

- **La pondération de BLACKMAN** : Elle entraîne d'une part une surestimation du signal, difficilement quantifiable et d'autre part, une perte d'information importante due au lissage qui améliore le résultat de stabilité. Ainsi, la pondération de Blackman entraîne une amélioration du résultat de stabilité par rapport aux méthodes temporelles.

- **La pondération de TCHEBYCHEFF** : Cette pondération entraîne, d'une part une forte surestimation du signal et d'autre part, une perte d'information due au lissage réduite ce qui conduit à une amélioration importante du résultat de stabilité par rapport à ceux obtenus par les méthodes temporelles.

4.3 INFLUENCES DES CARACTERISTIQUES PROPRES DES INSTABILITES D'IMPULSION A IMPULSION DE PHASE ET D'AMPLITUDE

Les caractéristiques propres des instabilités entre impulsions successives ont une influence directe sur les résultats obtenus par les différentes méthodes et donc sur leurs divergences :

4.3.1 Les méthodes temporelles

Les deux méthodes temporelles, la moyenne quadratique et l'écart-type, ne réagissent pas de la même manière face à une variation lente ou rapide de la phase et de l'amplitude. En effet, pour une variation lente de la phase d'impulsion à impulsion, le résultat de stabilité de phase obtenu par la méthode de l'écart-type est défavorable comparé au résultat issu de la méthode de la moyenne quadratique.

Ce résultat a été confirmé par simulation (utilisation du logiciel mathématique MATHCAD). La stabilité de phase a été calculée par les deux méthodes pour une variation linéaire de la phase. Par la méthode de la moyenne quadratique, la stabilité de phase est égale à 66dB. Pour la méthode de l'écart-type, le résultat est de 56.9dB. Une différence de 9dB est ainsi observée.

Concernant une variation rapide de la phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion, le constat est différent. Dans ce cas, la méthode de la moyenne quadratique donne un résultat défavorable par rapport à la méthode de l'écart-type. En effet, pour une variation équi-répartie (évolution constante dans le temps), symbolisant une variation lente, les résultats de stabilité de phase suivants sont obtenus :

- Avec la méthode de la moyenne quadratique : **60dB**.

- Avec la méthode de l'écart-type : **66dB**.

Ces différences de résultats suivant la méthode de calcul utilisée et la vitesse de variation de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion peuvent s'expliquer à l'aide des définitions de ces deux méthodes : Rappelons qu'avec la méthode de la moyenne quadratique, la stabilité d'impulsion à impulsion est considérée comme la variation de phase et d'amplitude entre impulsions successives. Pour la méthode de l'écart-type, elle est définie comme l'écart moyen de la phase et de l'amplitude de chaque impulsion de la rafale par rapport aux valeurs moyennes de ces grandeurs par rafale.

4.3.2 Les méthodes temporelles et la méthode fréquentielle

Une instabilité aléatoire importante peut entraîner des différences entre les résultats issus des méthodes temporelles et de la méthode fréquentielle. Cette instabilité aléatoire peut être liée à une augmentation rapide de la température du module ou une perturbation extérieure. Ce type d'instabilité risque d'entraîner par la méthode de l'analyse spectrale, soit une forte dégradation (supérieure à celle analysée par les méthodes temporelles), soit une non prise en compte de cette instabilité du fait de la constitution des filtres d'analyse.

En conclusion, certains types d'instabilité peuvent entraîner des résultats très différents suivant la méthode de calcul de la stabilité utilisée.

4.4 LA PRECISION DE L'EVALUATION DE LA STABILITE

La précision de calcul de la stabilité d'impulsion à impulsion est liée au nombre d'échantillons pris en compte par la méthode de calcul. Cette précision est l'une des causes des différences de résultats obtenus par les trois méthodes de calcul de la stabilité et doit donc être quantifiée.

La précision de mesure a été évaluée pour la méthode de l'écart-type et est présentée à l'aide du tableau II-18 [2.21] :

Nombre d'échantillons	Valeur min	Valeur max	Différence
8	-2.44dB	+5.67dB	8.11dB
16	-1.94dB	+3.42dB	5.36dB
50	-1.31dB	+1.58dB	2.99dB
100	-0.97dB	+1.07dB	2.04dB
500	-0.22dB	+0.21dB	0.43dB
1000	-0.14dB	+0.14dB	0.28dB

Tableau II-18 : Incertitude des résultats de stabilité

La valeur de la stabilité obtenue par la méthode de l'écart-type pour une rafale de dix impulsions, présente une imprécision de 2.04dB si le résultat est moyenné sur dix rafales, de 0.43dB sur cinquante rafales, et de 0.28dB sur cent rafales.

4.5 CONCLUSION

Ce travail a permis d'analyser, de façon qualitative et dans certain cas de façon quantitative, les origines des différences constatées entre les résultats de stabilité obtenus par une méthode temporelle et ceux issus d'une méthode fréquentielle. Ces différences sont principalement dues aux bases mathématiques de la méthode de l'analyse spectrale: discrétisation et pondération.

D'autre part, les différences de résultats obtenues avec les deux méthodes temporelles (la moyenne quadratique et l'écart-type) sont dues principalement aux caractéristiques propres des instabilités analysées. Enfin, le nombre d'échantillons pris en compte pour calculer la stabilité d'impulsion à impulsion explique aussi les différences de résultats entre les méthodes.

5 CONCLUSION GENERALE

Ce deuxième chapitre a permis de décrire de façon précise les trois méthodes de calcul pour quantifier la stabilité d'impulsion à impulsion. Ces trois méthodes de calcul ont été par la suite comparées entre elles. Cette étude a permis de mettre en avant la méthode de la moyenne quadratique pour sa reproductibilité. Le choix de cette méthode parait intéressant pour la suite des travaux. D'autre part, cette étude a montré et quantifié les différences entre les résultats issus des trois méthodes de calcul de la stabilité d'impulsion à impulsion. Les causes de ces différences ont été enfin inventoriées et analysées.

De ce chapitre, l'élément important à retenir est l'existence de deux types de méthodes de calcul de la stabilité d'impulsion à impulsion :

- La stabilité avant traitement DOPPLER. Il s'agit de la stabilité obtenue par les deux méthodes temporelles (moyenne quadratique et écart-type). La stabilité ainsi calculée quantifie **la stabilité d'impulsion à impulsion de l'émetteur radar**.

- La stabilité après traitement DOPPLER. Il s'agit de la stabilité obtenue par la méthode fréquentielle (analyse spectrale). La stabilité ainsi calculée quantifie **la stabilité d'impulsion à impulsion du radar**.

BIBLIOGRAPHIE :

[2.1] : Method to quantify pulse to pulse stability of solid state amplifier for radars par C. SALMER, PH. EUDELINE et P.A. ROLLAND, International Radar Symposium 98.

[2.2] : Pulse to pulse stability of solid state transmitter module for radar applications par C. SALMER, PH. EUDELINE et P.A. ROLLAND, EUMC98.

[2.3] : 22-kW next generation low cost S-band solid state transmitter for surveillance and air traffic control radars, by M. KUMAR and Co., 1995 IEEE MTT-S Digest, p. 1601-4.

[2.4] : 12-kW S-band solid-state transmitter for modern radar systems by M. HANCZOR and Co, IEEE MTT-s (dec. 1993), p. 2237-42.

[2.5] : New generation low cost S band high power solid state transmitter for air traffic control and naval application radars by Ph. EUDELINE, P. PEREZ, JP. LEMETTE, International Radar Symposium 98.

[2.6] : An S-Band solid-state transmitter for airport surveillance radars by D.J. RIVERA, 1993 IEEE National Radar Conference.

[2.7] : 750 kW power system for a solid state pulsed RF transmitter by C.A. CORSON and Co, 1982 15th power modulator symposium, p. 282-5.

[2.8] : L-band power transmit/receive module for electronically scanned cylindrical array radar by P. IASSOGNA and Co, 1993 IEEE MTT-S Digest, p. 497-500.

[2.9] : The ASSR-4 high fidelity solid state transmitter, by R. BARRON and Co., 1994 IEEE MTT-s Digest, p. 1733-6.

[2.10] : Phase noise contamination to Doppler spectra by C.L. EVERETT, Microwave Journal, September 1996, p. 105-22.

[2.11] : An all solid-state high-power modulator for a ground-based radar transmitter by S.T. ALVES, 1988 18th power modulator symposium, p. 196-201.

[2.12] : Mesure de la stabilité pulse à pulse des émetteurs état solide pour radars à impulsions de C. SALMER et PH. EUDELINE, JNM97.

[2.13] : Traitement numérique des signaux de M. KUNT (édition DUNOD), chapitre 3 : Transformée de Fourier Discrète.

[2.14] : Théorie et traitement des signaux de F. DE COULON (DUNOD), Chapitres 2 : Classification des signaux , chapitre 4 : Signaux déterministes et chapitre 5 : signaux aléatoires.

[2.15] : Signaux aléatoires pour le traitement du signal et les communications de P. BREMAUD (édition Ellipses).

[2.16] : La transformée de Fourier de G. GASTAUD, Mesures - Régulation - Automatisme, Mars 1979.

[2.17] : The errors in FFT estimation of the Fourier Transform, R.I. BECKER and N. MORRISON, IEEE Transactions on signal processing, vol. 44, N°8, August 1996.

[2.18] : On the use of windows for harmonic analysis with the Discret Fourier Transform, by F.J. HARRIS, Proceedings of IEEE, january 1978.

[2.19] : FFT applications for TDS, note technique de TEKTRONIX.

[2.20] : Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques de J. MAX (édition MASSON), chapitre XIV : Les fenêtres de pondérations.

[2.21] : Théories et méthodes de la statistique de G. SAPORTA, p. 45.

ANNEXE 1 : LA MESURE DE LA STABILITE

Le principe de la mesure de la stabilité d'impulsion à impulsion est d'évaluer la variation de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion du signal hyperfréquence en mode pulsé en sortie d'un module amplificateur état solide. Cette mesure est réalisée en un même point pour chaque impulsion, en général le milieu d'impulsion. Pour que les résultats soient réalistes, cette mesure doit être réalisée dans un environnement proche du radar opérationnel. Pour réaliser cela, un banc de mesure a été développé en interne car n'existant pas à l'extérieur.

Ce banc de stabilité comprend trois parties principales :

- **Un ensemble Génération-réception**. Cet ensemble sert d'une part à générer un signal hyperfréquence en mode pulsé (partie génération) et d'autre part, à traiter le signal issu du module amplificateur à l'état solide (partie réception). Cet ensemble a été développé en interne à partir d'un ensemble déjà existant.

- **Un système d'analyse logique**. Ce système sert d'une part à générer les différents séquencements permettant de caractériser en stabilité le module et d'autre part, à stocker dans un fichier, les points de mesure. Ce système d'analyse logique est un HP16500 de chez HEWLETT PACKARD.

- **Un micro-VAX**. Il sert à piloter le banc et à traiter les fichiers de mesures. Il permet d'extraire par le calcul, la valeur de stabilité.

Le synoptique suivant présente les différentes parties composant le banc de mesure de stabilité d'impulsion à impulsion :

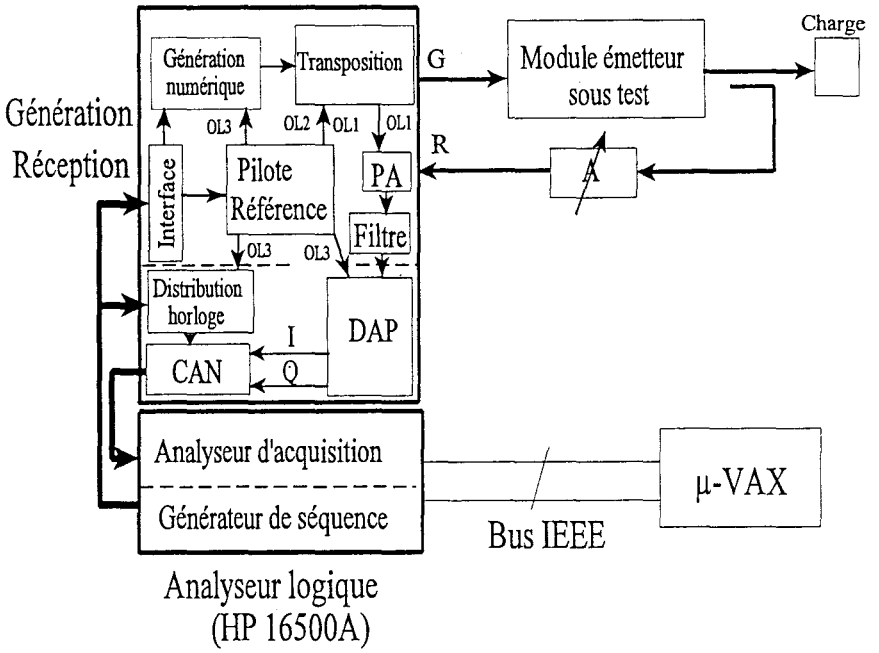


Figure II-19 : Banc de mesure de la stabilité d'impulsion à impulsion

Les principales caractéristiques de ce banc de mesure sont les suivantes :

- La bande de fréquence : la bandes S.

- La puissance du signal d'émission : 10dBm.

- La dynamique du récepteur : -70dB. Cette dynamique fixe la limite de mesure de la stabilité d'impulsion à impulsion. Elle est liée à la dynamique des deux convertisseurs analogique numérique.

- La bande d'analyse en réception : 2.5MHz.

- Concernant l'enregistrement, nous pouvons :

- Acquérir un seul échantillon par impulsion, placé au centre de l'impulsion ou décalé dans l'impulsion.

- Enregistrer plusieurs échantillons par impulsion au rythme maximum des codeurs (pas de 400ns).

Le principe de la mesure de stabilité d'impulsion à impulsion d'un module état solide est le suivant : La mesure se déroule en deux phases. Dans un premier temps, la stabilité propre du banc est mesurée. Pour cela, la sortie de la partie génération est directement reliée à l'entrée de la partie réception. Cette mesure sert d'une part à contrôler s'il existe un problème au niveau du banc de mesure (raie parasite, perturbation extérieure,...). Nous parlons d'autocalibration.

Dans un deuxième temps, la mesure de la stabilité d'impulsion à impulsion du module état solide est effectuée. Pour cela, le module est placé entre la partie génération et la partie réception du banc de stabilité. Le signal hyperfréquence en mode impulsionnel en sortie du module est analysé et sa stabilité est calculée.

L'intérêt de ce banc de mesure de stabilité d'impulsion à impulsion est de pouvoir caractériser cette performance radar pour un module amplificateur état solide dans les conditions de fonctionnement opérationnelles. D'autre approches pour mesurer cette caractéristique existent. En règle générale, le principe de mesure consiste à réaliser une comparaison du signal entre l'entrée et la sortie du module état solide à caractériser. Le résidu obtenu représente la perturbation intrinsèque du module. La variation d'impulsion à impulsion de la phase et de l'amplitude pourra ainsi être quantifiée.

BIBLIOGRAPHIE :

- Mesure de la stabilité pulse à pulse des émetteurs état solide pour radars à impulsions de C. SALMER et PH. EUDELINE, JNM97.

- Pulse to pulse stability of solid state transmitter module for radar applications par C. SALMER, PH. EUDELINE et P.A. ROLLAND, EUMC98.

ANNEXE 2 : LES FENETRES DE PONDERATION

Une pondération consiste à tenter de compenser l'effet du fenêtrage temporelle de la transformée de Fourier discrète. En effet, ce fenêtrage temporelle fait apparaître au niveau spectrale des lobes secondaires. Une pondération permet donc de réduire l'amplitude de ces lobes secondaires et d'autre part de modifier la largeur du lobe principal. La meilleure façon de pondérer est d'utiliser une loi gaussienne. En effet, le spectre d'un signal de forme gaussienne est aussi de forme gaussienne, donc sans lobe secondaire.

Il existe plusieurs fenêtres de pondération. Les plus connues sont les suivantes : Hamming, Barlett, Hanning et Blackman. Pour le calcul de la stabilité, les principales fenêtres de pondération utilisées sont celles de Hamming, Blackman et enfin Dolf-Tchebycheff.

Il existe différentes caractéristiques de ces fenêtres de pondération. Les principales caractéristiques sont les suivantes :

- La largeur du lobe principal.

- L'atténuation. Elle représente le niveau des lobes secondaires par rapport au niveau du lobe principal.

- La perte d'information. Ce terme, peut être mal choisi, indique le pourcentage de puissance ou d'énergie se trouvant dans les lobes latéraux de la fenêtre spectrale $Q(\nu)$.

Ces différentes caractéristiques permettent de différencier les fenêtres de pondération en vue d'une utilisation. Elles sont présentées pour les trois pondérations :

- La pondération de **HAMMING** : R. W. Hamming a donné une fonction de pondération qui est une amélioration de celle de HANNING. Cette pondération est de la forme :

$$f(\tau) = 0{,}54 - 0{,}46 \cdot \cos\left(\frac{2.\pi.\tau}{\tau_M}\right) \; si \; |\tau| < \tau_M \qquad (2.33)$$

Il lui est associé une fenêtre spectrale :

$$Q_4(\nu) = 0{,}54 \cdot Q_0(\nu) + 0{,}23 \cdot Q_0\left(\nu + \frac{1}{2 \cdot \tau_M}\right) + 0{,}23 \cdot Q_0\left(\nu - \frac{1}{2 \cdot \tau_M}\right) \qquad (2.34)$$

Pour cette pondération, l'amplitude des lobes secondaires est de -43dB. La largeur du lobe principal est de 4/N. La perte d'information est de 0.4 %.

- La pondération de **BLACKMAN** :

La fenêtre de pondération de Blackman a pour expression:

$$f(\tau) = 0{,}42 - 0{,}5.\cos\left(\frac{2.\pi.\tau}{\tau_M}\right) + 0{,}08.\cos\left(\frac{4.\pi.\tau}{\tau_M}\right) \; si \; |\tau| < \tau_M \qquad (2.35)$$

Il lui correspond une fenêtre spectrale de la forme :

$$Q_4(\nu) = 0{,}42 \cdot Q_0(\nu) + 0{,}25 \cdot Q_0\left(\nu + \frac{1}{2 \cdot \tau_M}\right) + 0{,}25 \cdot Q_0\left(\nu - \frac{1}{2 \cdot \tau_M}\right)$$

$$+ 0{,}04 \cdot Q_0\left(\nu + \frac{1}{\tau_M}\right) + 0{,}04 \cdot Q_0\left(\nu - \frac{1}{\tau_M}\right) \qquad (2.36)$$

L'amplitude des lobes secondaires est de -58dB. La largeur du lobe principal est de 6/N. La perte d'information est pratiquement nulle: 1-p = 0,0001.

- La pondération de **TCHEBYCHEFF** :

$$f(\tau) = (-1)^{\tau} \frac{\cos\left[\tau_M \cos^{-1}\left[\beta \cos\left(\pi \frac{\tau}{\tau_M}\right)\right]\right]}{\cosh\left[\tau_M \cosh^{-1}(\beta)\right]} \; si \; |\tau| < \tau_M \qquad (2.37)$$

Avec :

$$\beta = \cosh\left[\frac{1}{\tau_M} \cosh^{-1}(10^{\alpha})\right]$$

Et :

$$\cos^{-1}(X) = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left[X / \sqrt{1.0 - X^2}\right] si \; |X| \leq 1.0$$

ou

$$\cos^{-1}(X) = \ln\left[X + \sqrt{X^2 - 1.0}\right] si \; |X| \geq 1.0$$

α détermine l'amplitude des lobes secondaires :

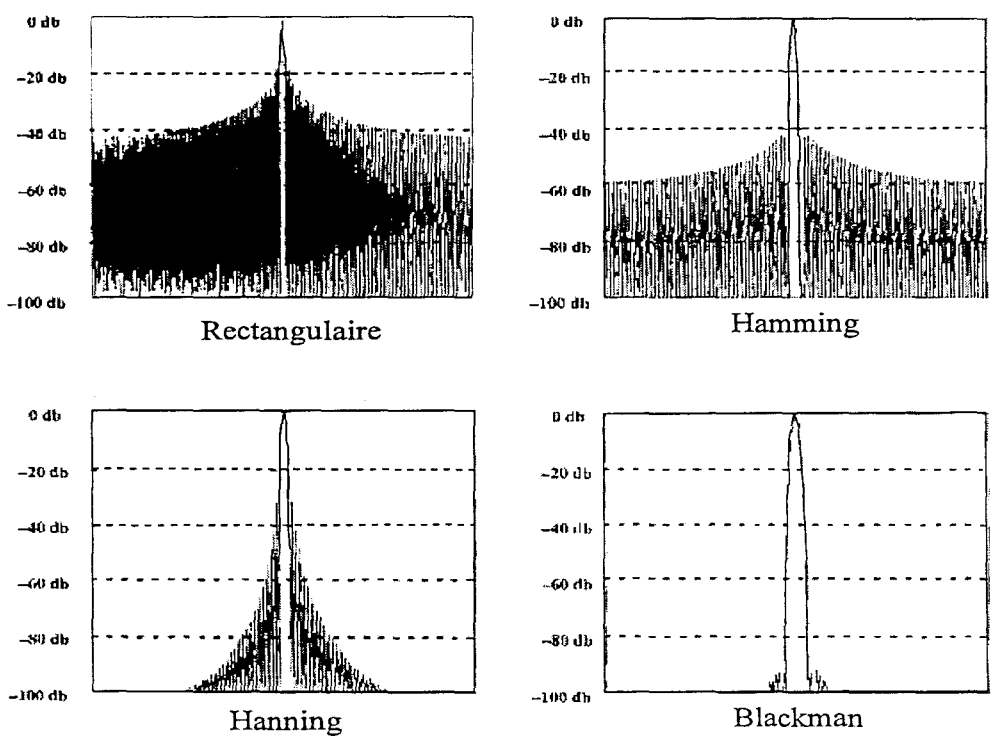
α = 3, amplitude = -60dB.

α = 4, amplitude = -80dB.

α = 5, amplitude = -100dB.

Dans notre cas, α utilisé est équivalent à 5, l'amplitude des lobes secondaires est par conséquent de -100dB.

La représentation spectrale d'une fenêtre naturelle (en forme d'impulsion) et de différentes fenêtres de pondération sont présentées ci-dessous :



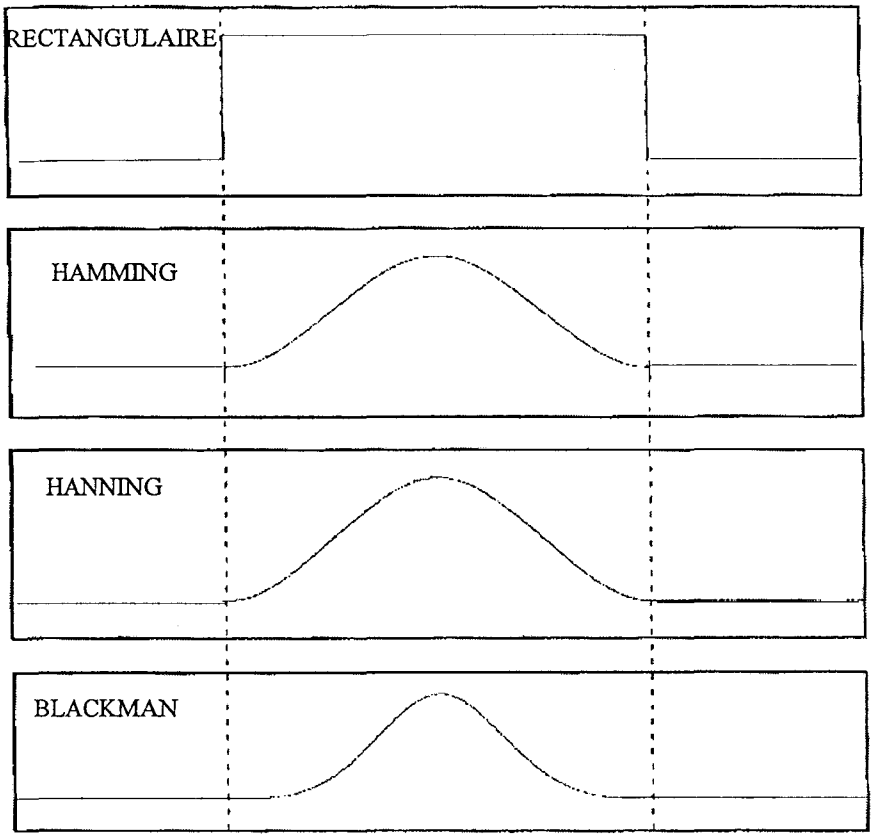


Figure II-20 : Représentation des différentes pondérations

En résumé, les caractéristiques des pondérations peuvent être présentées à l'aide du tableau suivant :

Fenêtre	Largeur lobe principal	Amplitude des lobes secondaires	perte d'information
rectangulaire	2 / N	-13dB	17,8 %
Hamming	4 / N	-43dB	0,4 %
Blackman	6 / N	-58dB	-
Tchebycheff	6 / N	-100dB	-

BIBLIOGRAPHIE :

- Analyse du signal : FFT, DFT et IFT, Mesures 647 - septembre 1992.

- Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques de J.MAX (Collection MASSON).

- La transformé de Fourier par G. GASTAUD, Mesures-Régulation-Automatisme, mars 1979, p. 87-94.

- On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform by F.J. HARRIN, Proceeding of the IEEE, vol. 66, january 1975, p. 51-83.

- Méthode numérique pour le traitement du signal, de G. BLANCHET et J. PRADO, édition MASSON.

- Signaux aléatoires pour le traitement du signal et les communications, de P. BREMAUD, édition ellipses.

- Traitement numérique des signaux, de M. KUNT, édition Dunod.

- Method to quantify pulse to pulse stability of solid state amplifier for radars par C. SALMER, PH. EUDELINE et P.A. ROLLAND, IRS'98.

CHAPITRE III : ANALYSE DES CAUSES D'INSTABILITE D'UN MODULE EMETTEUR ETAT SOLIDE

CHAPITRE III : ANALYSE DES CAUSES D'INSTABILITE D'UN MODULE EMETTEUR ETAT SOLIDE

1 INTRODUCTION

L'objectif principal de ce travail est l'étude des différentes causes d'instabilité d'impulsion à impulsion d'un émetteur radar état solide. Comme il a été précisé au cours du chapitre I, l'émetteur constitue un sous-ensemble du radar en charge de l'amplification du signal "bas niveau". A titre d'ordre de grandeur, la puissance crête du signal d'entrée est de 10dBm et celle en sortie d'un module émetteur état solide est de 1400W. Cette amplification est réalisée à l'aide de modules état solide incluant chacun une chaîne d'amplification ayant son alimentation électrique propre. La chaîne d'amplification est constituée majoritairement de transistors bipolaires montés en série ou en parallèle.

Le travail présenté au cours de ce troisième chapitre concerne l'étude de la variation, d'impulsion à impulsion, de la phase et de l'amplitude du signal hyperfréquence en sortie de ces modules émetteurs état solide utilisés dans les radars de surface. Mais, avant d'aborder cette étude, il semble intéressant de présenter rapidement les transistors bipolaires de puissance utilisés.

2 LE TRANSISTOR BIPOLAIRE DE PUISSANCE

Les transistors bipolaires se sont toujours distingués comme composant de puissance par leur capacité à contrôler de forts courants sous des tensions importantes. Leur structure verticale, à la différence de celle horizontale des transistors à effet de champs (TEC) et leur loi d'injection spécifique permettent d'atteindre de très fortes densités de courant.

Actuellement, deux types de transistors bipolaires existent : de très gros composants en silicium pour des fréquences jusqu'à 3 ou 4GHz et des transistors bipolaires à hétérostructures (TBH) pour des applications à plus haute fréquence. Ces derniers, bien que très prometteurs, sont actuellement encore limités en puissance de sortie et ne sont disponibles commercialement que depuis peu de temps. C'est pourquoi, seul le transistor bipolaire classique sera présenté par la suite.

2.1 LE TRANSISTOR BIPOLAIRE ([3.1] à [3.4])

Le transistor bipolaire comprend trois couches semi-conductrices différentes séparées par deux jonctions. Ces trois couches sont appelées : **émetteur, base et collecteur**. Deux types de transistors bipolaires existent :

- **Le transistor NPN.**
- **Le transistor PNP.**

Il existe trois possibilités de montage du transistor bipolaire :

- Emetteur commun.

- Collecteur commun.

- Base commune.

Pour nos applications hyperfréquences de puissance, seule la structure NPN et le montage base commune sont utilisés. Le montage traditionnel en émetteur commun est mal adapté aux transistors bipolaires de puissance fonctionnant à des fréquences élevées (supérieures au GHz). En effet, il ne permet pas d'obtenir un bon compromis entre la puissance de sortie, le gain et le rendement du composant. Le montage base commune lui est souvent préféré.

Pour expliquer le fonctionnement d'un transistor bipolaire silicium, le transistor est considéré en fonctionnement normal, c'est à dire : la jonction Emetteur Base (EB) est polarisée en direct et la jonction Base Collecteur (BC) en inverse. Pour un transistor NPN, la plus grande partie des électrons injectés par l'émetteur dans la base atteignent le collecteur et constituent le courant collecteur Ic. Des trous sont injectés de la base (courant base Ib) dans l'émetteur. La somme des courants crées par ces deux types de porteurs constitue le courant d'émetteur Ie.

2.2 LE TRANSISTOR BIPOLAIRE DE PUISSANCE [3.5]

2.2.1 Topologie

La topologie d'un transistor bipolaire de puissance est un point particulièrement critique. A ce propos, un certain nombre de remarques doivent être faites :

- L'importance de la puissance dissipée dans un transistor bipolaire de puissance peut causer un échauffement trop important du transistor lorsqu'il est en fonctionnement et donc un risque de destruction. Un montage spécial de ces transistors est donc utilisé pour obtenir une résistance thermique la plus réduite possible : collecteur relié directement à un radiateur de grande surface.

- Le risque d'emballement thermique : Lorsque la température augmente, le courant Ic fait de même, entraînant une augmentation de la puissance dissipée, et donc de la température. Un emballement thermique peut alors se produire, entraînant la destruction du transistor. Pour éviter ce phénomène, nous introduisons classiquement une résistance de ballast dans le circuit de l'émetteur.

- L'inhomogénéité thermique entre les doigts. Les couplages thermiques font que les doigts centraux fonctionnent à des températures plus élevées que les autres doigts latéraux et véhiculent donc plus de courant. Pour limiter ce phénomène, une résistance ballast d'émetteur est utilisée dans chaque doigt.

- La non uniformité des courants de l'émetteur. Elle a deux causes qui entraînent des effets opposés:

- La température au centre de la base a tendance à être plus élevée et le courant a s'y concentrer (effet de focalisation).

- A cause de la résistance de base, le potentiel V_{BE} au centre du doigt est plus faible. La densité de courant a donc tendance à être plus élevée sur les bords du doigt d'émetteur (effet de défocalisation).

Notons que le second effet est prédominant et il faut donc optimiser la largeur du doigt d'émetteur.

Pour obtenir des courants importants, des structures multi-émetteurs ou interdigitées, avec un grand nombre de doigts sont utilisés. Par exemple, un transistor bipolaire d'un amplificateur 100W comporte 560 doigts.

La figure III-1 présente un exemple de topologie d'un transistor bipolaire de puissance :

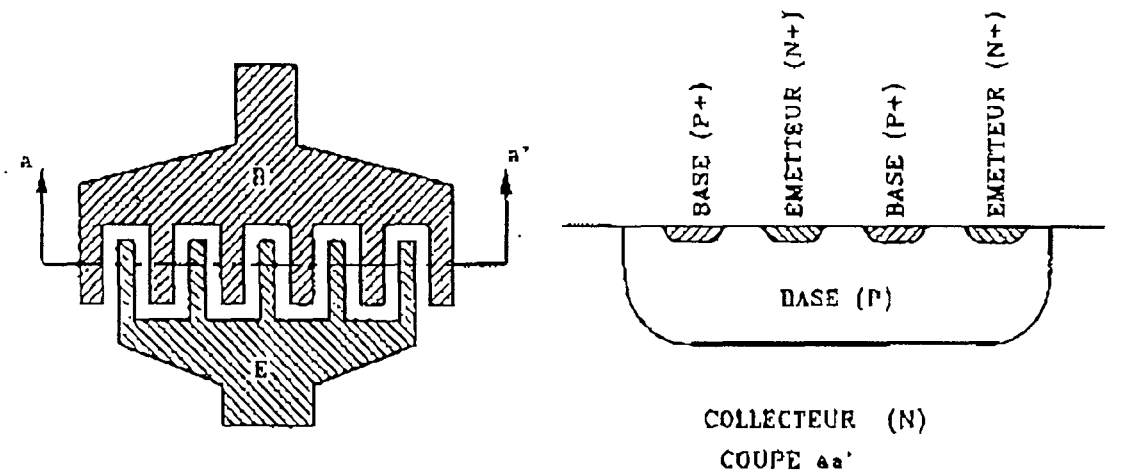


Figure III-1 : Transistor de puissance

2.2.2 Les classes de fonctionnement ([3.3] et [3.6])

Pour un amplificateur de puissance, il existe trois classes de fonctionnement : la classe A, la classe B et la classe C.

- **La classe A** : L'élément actif fonctionne en classe A s'il est conducteur pendant 100% de la période du signal RF. Cette classe se caractérise par son point de fonctionnement situé au milieu de la droite de charge (Vo, Io). Elle exploite donc le domaine de fonctionnement linéaire ou quasi-linéaire des transistors avec généralement un fonctionnement en émetteur commun. Le rendement

maximum théorique en classe A vaut :

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{dc}} = \frac{V_{MAX} \cdot I_{MAX}}{2} = 50\ \% \qquad (3.1)$$

En pratique, ce rendement est inférieur à 50% et est de l'ordre de 30 à 40%.

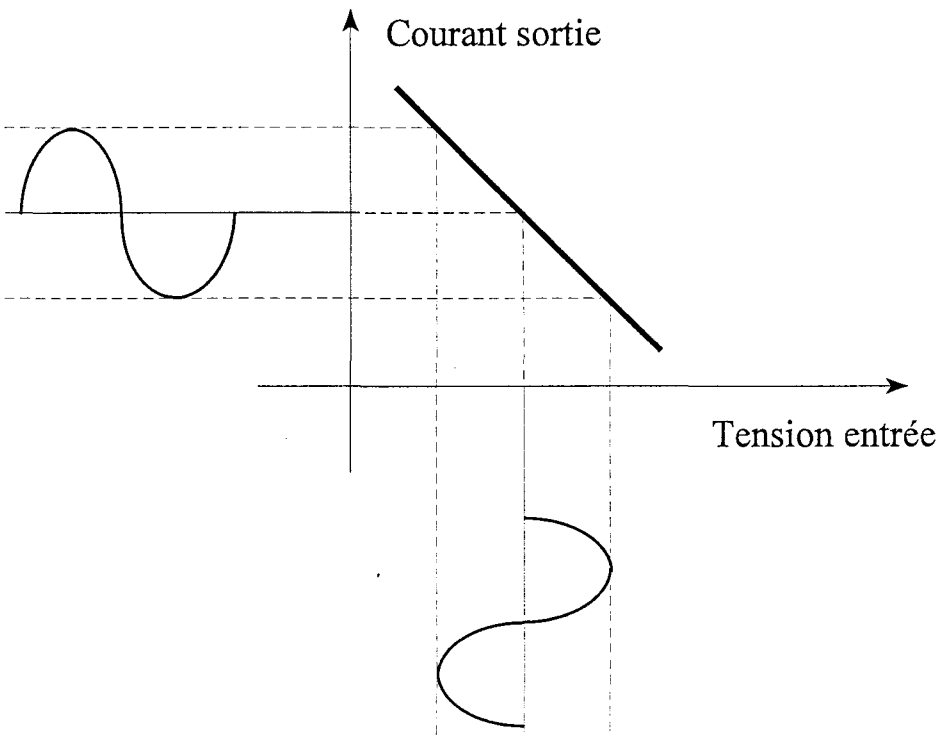


Figure III-2 : Principe de l'amplification en classe A

Les puissances de sortie sont typiquement de quelques milliwatts à une dizaine de watts. Ces étages d'amplification classe A sont surtout utilisés dans les premiers étages d'un amplificateur ou constituent à eux seuls les maillons d'une chaîne devant fonctionner en régime linéaire.

- **La classe B** : dans cette classe de fonctionnement, le transistor conduit pendant la moitié de la période du signal, ce qui conduit à un rendement théorique maximum de 78 %.

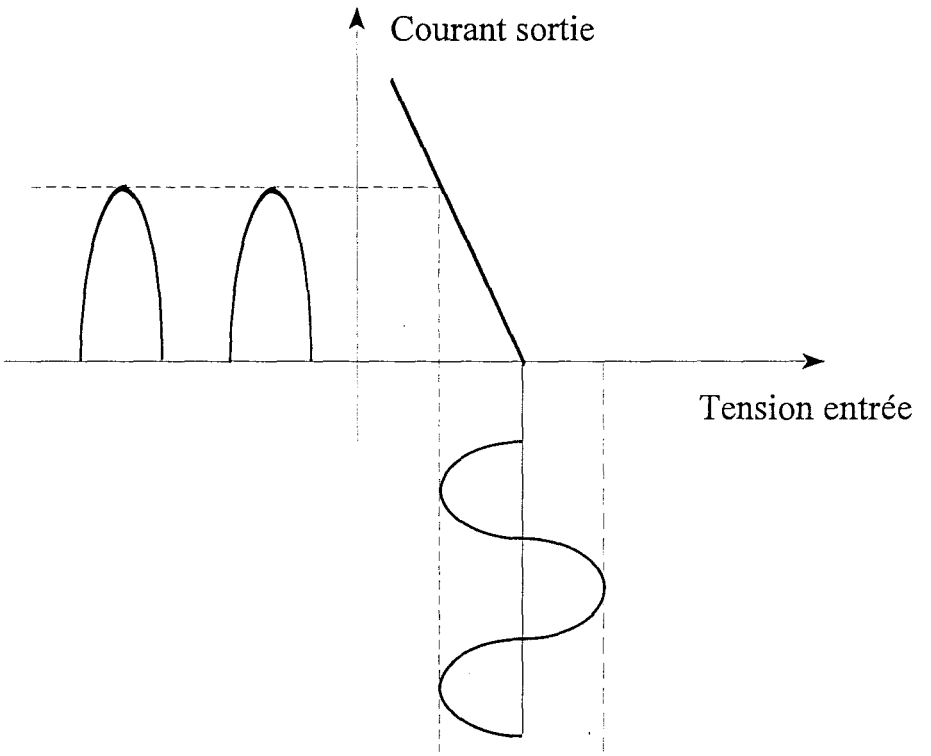


Figure III-3 : Principe de l'amplification en classe B

En pratique, les rendements peuvent atteindre 60 à 65% pour des puissances de sortie de quelques dizaines de watts. Pour la classe B, les transistors bipolaires sont utilisés habituellement en montage base commune. Nous trouvons ce type d'amplificateur dans les étages de sortie de certains équipements, par exemple les émetteurs à modulation de fréquence, et dans les étages intermédiaires entre les amplificateurs fonctionnant en régime linéaire et ceux travaillant en régime impulsionnel dans le cadre des radars.

- **La classe C** : elle se caractérise un temps de conduction inférieur à la demie période bien que les tensions de commandes d'entrée et de sortie restent sinusoïdales. Le rendement peut être beaucoup plus élevé (la valeur limite étant de 100%).

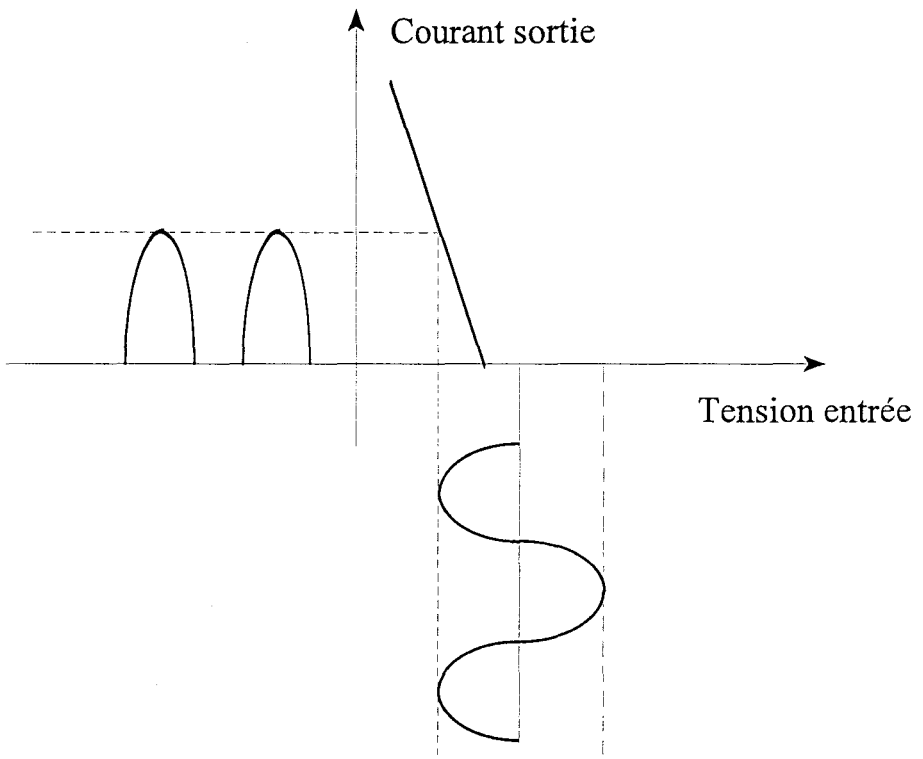


Figure III-4 : Principe de l'amplification en classe C

Pour la classe C, les transistors sont généralement utilisés en montage base commune. Ces amplificateurs sont largement utilisés en régime impulsionnel dans les émetteurs radars en bande L et S. Ils permettent pour ces applications et dans ces bandes de fréquence de remplacer les tubes hyperfréquences ([3.7] et [3.8]) et d'atteindre des puissances de l'ordre de 100W avec des rendements associés de 70%.

La figure III-5 présente un montage typique d'amplificateur base commune en classe C :

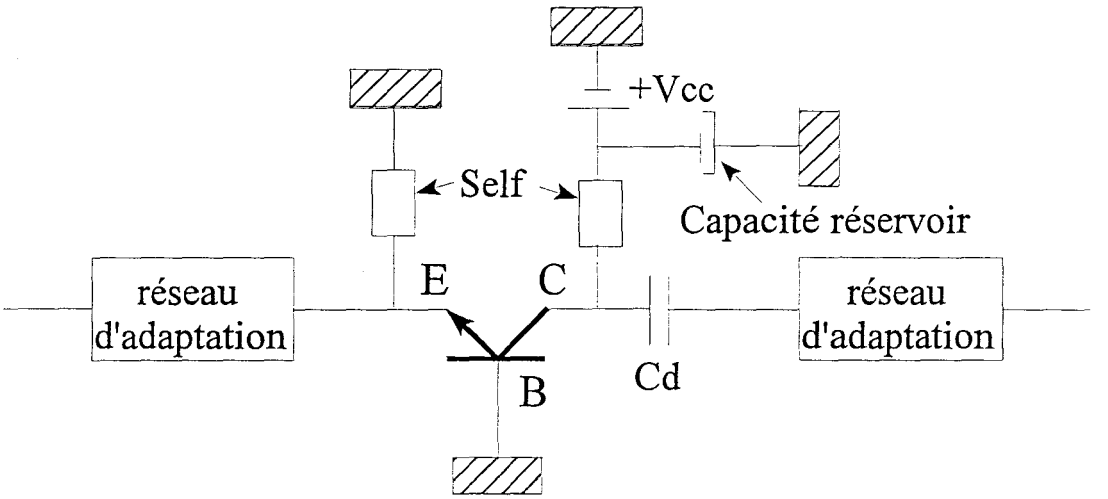


Figure III-5 : Montage d'un amplification base commune en classe C

En résumé, les classes de fonctionnement utilisées au niveau d'une chaîne d'amplification à l'état solide pour les applications radar sont la classe A pour la pré-amplification faible bruit et surtout la classe C pour l'amplification de puissance.

2.2.3 Schéma équivalent

Pour représenter un transistor bipolaire de puissance par un schéma équivalent, le modèle non-linéaire d'Ebers-Moll semble approprié. L'exemple d'un modèle non-linéaire du transistor bipolaire en montage base-commune est donné en figure III-6 :

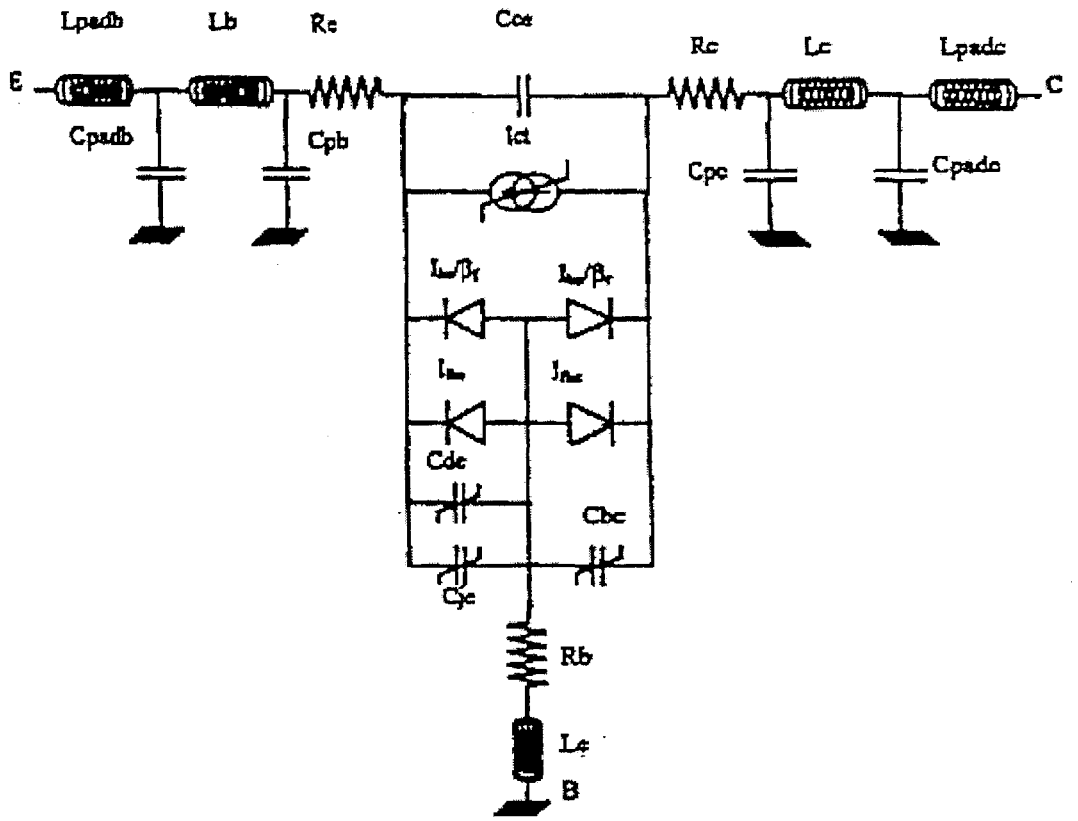


Figure III-6 : Modèle du transistor bipolaire en montage base-commune

Le modèle comporte sept non-linéarités :

- Deux diodes représentant l'effet transistor direct Ibe/βf (βf est le gain en courant de l'effet transistor direct) et inverse Ibc/βr (βr est le gain en courant de l'effet transistor inverse).
- Deux diodes de fuite base-émetteur Ifbe et base-collecteur Ifbc.
- Un générateur de courant.
- Une capacité de jonction base-émetteur Cje et une capacité de diffusion base-émetteur Cde.

Ces différents éléments ont une importance sur la variation de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion.

3 L'ETUDE DES CAUSES D'INSTABILITE D'UN MODULE ETAT SOLIDE

Rappelons que lors de la phase de conception d'un module émetteur état solide pour application civile ou militaire, une spécification concernant la stabilité d'impulsion à impulsion est à prendre en compte car elle influence directement ses performances en terme de détection. Actuellement, l'approche peu prédictive consiste à minimiser les différentes causes d'instabilité au niveau du module émetteur lors de sa conception et à ajuster certains paramètres pour obtenir la spécification lors de la phase de réglage du premier module.

Afin d'optimiser le coût d'étude d'un module émetteur état solide, il serait très intéressant de pouvoir prédire sa stabilité d'impulsion à impulsion à l'aide d'un simulateur. Cette stabilité serait alors déterminée à partir de certains paramètres quantitatifs : les caractéristiques des composants de puissance utilisés dans la chaîne d'amplification, l'architecture de la chaîne d'amplification (mise en parallèle ou en série des transistors de puissance), les caractéristiques du module (alimentation électrique, géométrie, ...) et le type de séquencement (nombre de rafale, type de rafale : nombre d'impulsion, largeur(s) d'impulsion et facteur(s) de forme). Pour réaliser un tel outil de simulation, il est absolument nécessaire d'étudier les différentes causes d'instabilité pour pouvoir les quantifier au niveau d'une approche système.

Rappelons que les instabilités d'impulsion à impulsion ont deux causes principales (Cf. chapitre I) :

- **Des causes intrinsèques au module de puissance état solide** :

- Comportement thermique des composants de puissance (évolution de la température de jonction d'impulsion à impulsion des amplificateurs de puissance).

- Fluctuations de l'alimentation électrique des composants de puissance.

- Désadaptation en sortie des transistors de puissance.

- Conversion AM/PM.

- Bruit en sortie des transistors de puissance.

- **Des causes extrinsèques** :

- Stabilité d'impulsion à impulsion du signal d'entrée.

- Perturbations électromagnétiques entre modules ou provenant d'autres sources externes.

Notons que cette différence peut paraître arbitraire dans une approche système. Ainsi, les perturbations électromagnétiques existant entre deux modules sont considérées comme extrinsèques alors qu'au niveau d'un module, les phénomènes de résonance de cavité sont considérés comme des causes intrinsèques.

Ces perturbations électromagnétiques sont difficiles à étudier et à modéliser pour notre application. Elles ne seront pas prise en compte au cours de ce chapitre même si une étude électromagnétique est nécessaire lors de la conception d'un module état solide.

L'ensemble des études entreprises chez THOMSON-CSF AIRSYS a montré l'existence des différentes sources d'instabilité citées précédemment et leur importance respective. L'effet thermique sur les composants de puissance a ainsi été identifié comme la cause prédominante suivie des fluctuations de l'alimentation électrique. Les autres causes, en particulier la conversion

AM/PM, restent des causes secondaires. Les deux principales causes d'instabilité sont donc détaillées et exploitées au cours des paragraphes qui suivent. D'autre part, nous avons souhaité présenter l'étude de l'influence de la désadaptation en sortie d'un amplificateur de puissance sur sa stabilité. Cette cause découverte récemment nous a semblé intéressante à développer.

En terme de méthodologie, l'approche générale pour identifier et analyser les différentes causes d'instabilité d'impulsion à impulsion d'un module émetteur état solide a été surtout expérimentale et basée sur des mesure en essayant d'isoler chaque cause d'instabilité, ce qui a constitué la plus grande difficulté de l'étude.

4 LES PHENOMENES D'ORIGINE THERMIQUE DANS LES COMPOSANTS DE PUISSANCE

4.1 INTRODUCTION

La cause principale d'instabilité d'impulsion à impulsion au niveau d'un module émetteur état solide résulte des phénomènes thermiques dans les composants de puissance en bout de chaîne d'amplification [3.9]. Cette affirmation est le résultat de précédentes études de la stabilité d'impulsion à impulsion menées sur des modules émetteurs, en particulier sur ceux d'un radar militaire de surveillance aérienne [3.10].

Pour caractériser l'influence des effets thermiques dans les composants de puissance sur la stabilité d'impulsion à impulsion, deux études ont été effectuées :

- La première étude concerne la variation de la température du composant de puissance d'impulsion à impulsion en fonction de séquencement radar et de certaines caractéristiques du composant. Ce travail peut être effectué à l'aide d'un simulateur thermique. Dans notre cas, il s'agit du simulateur FLOTHERM.

- La deuxième étude concerne le lien entre les variations de la température des composants d'impulsion à impulsion et les variations de phase et d'amplitude correspondantes en sortie de l'amplificateur.

4.2 COMPORTEMENT THERMIQUE D'UN COMPOSANT DE PUISSANCE [3.11]

4.2.1 Les éléments du transistor bipolaire sensibles aux variations thermiques

En analysant le schéma équivalent d'un transistor bipolaire (figure III-6), l'inventaire des différents éléments sensibles à la variation de température et entraînant une variation de la phase et de l'amplitude peut être dressé. Il s'agit :

- Des deux diodes représentant l'effet transistor direct et inverse.
- Des deux diodes de fuite base-émetteur Ifbe et base-collecteur Ifbc.
- De la capacité de jonction base-émetteur Cje.
- De la capacité de jonction base-collecteur Cbc.
- De la capacité de diffusion base-émetteur Cde.
- Du générateur de courant.

Tous les éléments intrinsèques du transistor bipolaire sont donc sensibles aux variations thermiques.

4.2.2 Les mécanismes de transfert de chaleur dans un composant

Les calories générées dans la partie active d'un transistor sont évacuées selon différents mécanismes vers le milieu extérieur :

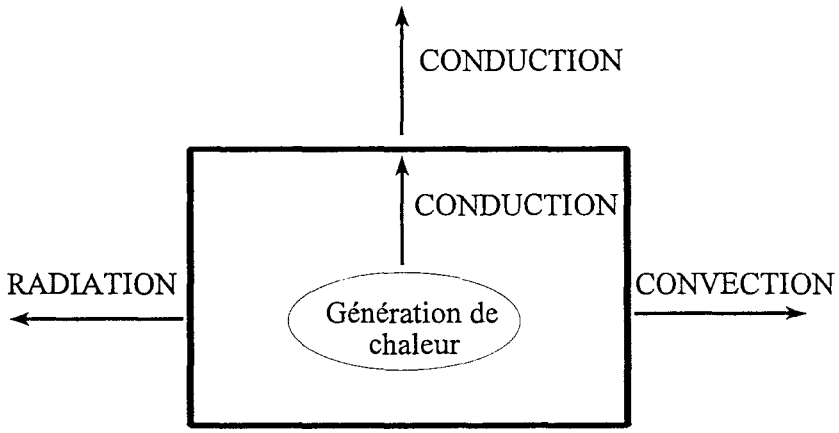


Figure III-9 : Mécanismes de transfert de chaleur

La chaleur se propage de la partie active du transistor vers son boîtier par conduction thermique. Aux interfaces du composant avec le milieu extérieur, le transfert d'énergie se fait par :

- Conduction (face arrière du transistor).
- Radiation (partie supérieure et latérale du transistor).
- Convection (partie supérieure et latérale du transistor).

4.2.2.1 Transfert par conduction

Le mathématicien français FOURIER est le premier à avoir mis en équation les phénomènes de transfert de chaleur par conduction. Il a écrit que le flux de chaleur, c'est à dire l'énergie échangée par unité de temps et de surface à travers une surface, était proportionnel au gradient de température suivant la normale à la surface au point considéré :

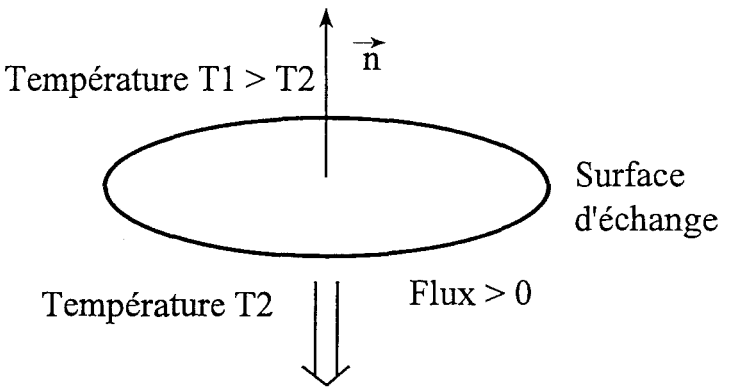


Figure III-10 : Définition du flux de chaleur

$$f_n = -k \frac{\partial T}{\partial n} n \qquad (3.2)$$

Cette loi est empirique et le facteur de proportionnalité a été appelé conductivité thermique. Cette conductivité a été déterminée pour les différents matériaux utilisés. Il est à noter qu'elle dépend de la température régnant dans le matériau. Le tableau III-1 présente la conductivité thermique k en W /m /°K de différents matériaux en fonction de la température :

Matériau	0°C	23°C	100°C	200°C	300°C	400°C
Diamant		2300				
Cuivre	386	384	379	374	369	363
Aluminium	202	205	206	215	228	249
Or	318	316	311	304	298	291
Acier (5% Chrome)	40	39	38	36	36	33
Air sec	0.024	0.026	0.031	0.037	0.044	0.049
Silicium		100	150			
AsGa	48	44	32	24	19	15.5
BeO		230				
SiO_2		1.4				

Tableau III-1 : Conductivité thermique de matériaux

En observant ce tableau, nous remarquons que les matériaux intervenant dans la structure d'un composant électronique présentent des conductivités thermiques très différentes : de 1.4 W/m /°K pour les fines couches d'isolation SiO_2, par exemple, à 316 W /m /°K pour l'or électrolytique.

4.2.2.2 Transfert par radiation

Le transfert d'énergie par radiation est lié à la propagation de l'énergie électromagnétique [3-12]. Les phénomènes de radiation sont caractérisés par :

- La radiation propre à la surface traduisant la puissance directement émise.
- L'existence d'une énergie réfléchie par la surface et provenant d'une source extérieure.

Un corps noir absorbe toutes les radiations incidentes. Par conséquent, sa puissance d'émission est seulement liée à sa propre radiation, notée Eb. D'après la loi de Stephan- Boltzmann, nous avons :

$$Eb = \sigma . T^4 \qquad (3.3)$$

$$Avec \ \sigma = 5.67 \ 10^{-8} \ W m^{-2} °K^{-4}$$

La plupart des solides ne se comportent pas comme des corps noirs. Ils n'absorbent pas toutes les émissions incidentes et ils en reémettent donc une partie en même temps que leur propre radiation. Nous définissons alors une émissivité totale :

$$\varepsilon(T) = E(T) / Eb(T) \qquad (3.4)$$

La puissance d'émission d'un corps gris est alors donnée par :

$$E(T) = \sigma . \varepsilon . T^4 \qquad (3.5)$$

Le tableau III-2 présente l'émissivité de quelques surfaces :

Matériau	Température de la surface	Emissivité
Or	93°C	0.05
Fer poli	200°C	0.21
Fer + laque noir	23°C	0.88

Tableau III-2 : Emissivité de quelques surfaces

4.2.2.3 Transfert de chaleur par convection

La présence d'un fluide à la surface d'un solide entraîne un échange d'énergie sous forme de convection. La convection résulte du couplage entre des phénomènes de transfert de chaleur par

conduction et la dynamique des fluides. Le mouvement du fluide à la surface du matériau (air, eau, ...) résulte de la combinaison de son propre réchauffement (convection naturelle) et/ou du mouvement imposé par une source extérieure (convection forcée).

L'évolution de la température peut être décrire par la loi de refroidissement de Newton [3-13]:

$$\frac{q}{A} = h.(Ts - Tf) \qquad (3.6)$$

$$Avec\ h\ en\ W.m^{-2}.°C^{-1}$$

La rapport q/A (en W/m²) traduit l'énergie échangée sous forme convective par unité de surface et de temps.

Le facteur de transfert de chaleur h ne dépend pas de la nature du matériau mais de celle du fluide en contact ainsi que de l'état de surface du matériau. Les ordres de grandeur typique sont donnés dans le tableau III-3 :

Fluide	**h en W/m²/°C**
Convection libre dans l'air	5 - 25
Convection libre dans l'eau	500 - 1000
Convection forcée dans l'air	100 - 500
Convection forcée dans l'eau	100 - 15 000

Tableau III-3 : Exemples de facteur de convection

4.2.2.4 Conclusion

Les différents mécanismes de transfert de chaleur présentés (conduction, radiation et convection) ont une importance relative plus ou moins grande sur la résistance thermique des composants de puissance. La conduction est le phénomène thermique dominant : nous estimons que dans notre cas, sa contribution est de l'ordre de 80%. La convection représente 18% du transfert de chaleur et la radiation est de l'ordre de 2%.

Pour obtenir des résultats précis en simulation thermique, il est nécessaire de prendre en compte ces trois phénomènes. Néanmoins, beaucoup de modèles simples ne considèrent que la conduction, c'est le cas en particulier du simulateur FLOTHERM.

4.2.3 Le simulateur FLOTHERM

L'objectif du simulateur est d'analyser le comportement thermique en régime transitoire d'un transistor. Il détermine l'évolution dans le temps de la température du point le plus chaud du transistor situé au niveau de la zone active base-collecteur, et des températures des interfaces entre les différents matériaux. Nous pouvons en déduire alors un modèle thermique transitoire (réseau de cellules RC) ([3.14] et [3.15]).

Pour présenter ce simulateur FLOTHERM, l'étude de transistors bipolaires silicium est utilisée. Ces transistors sont considérés comme un empilement de trois matériaux différents :

- Le silicium Si.
- L'oxyde de Béryllium, BeO.
- Le cuivre CuW

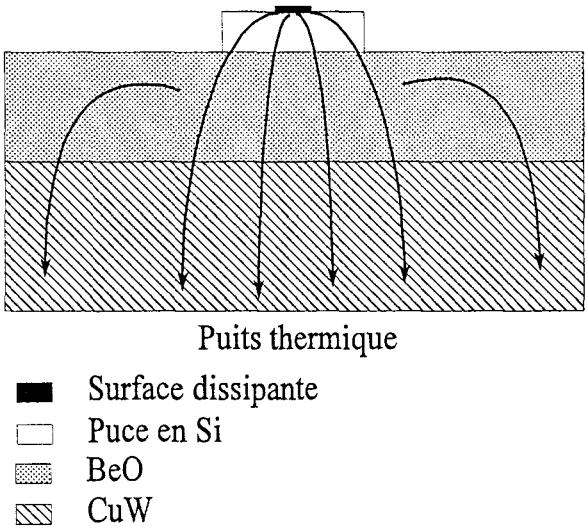


Figure III-11 : Coupe transversale d'un transistor bipolaire

Dans le modèle, des hypothèses simplificatrices ont été introduites :

- Les phénomènes de radiation et de convection dont les effets sont minimes par rapport à la conduction sont négligés.

- Le transistor est supposé être posé sur un puits thermique sans résistance de contact. Ce puits thermique a pour rôle de disperser la chaleur.

- La présence de différentes brasures est ignorée puisque leur épaisseur est très faible face à celle des autres matériaux.

- Les conductivités thermiques des matériaux sont supposées constantes en fonction de la température et sont choisies voisines de leurs valeurs à la température de fonctionnement du transistor. Les constantes thermiques des matériaux utilisés sont répertoriées dans le tableau III-4:

Matériaux	Si	BeO	Cu
Conductivité (W/m/°K)	100	230	385
Chaleur massique (J /°K/Kg)	600	1088	380
Masse volumique (Kg/m3)	2330	2900	8960

Tableau III-4 : Propriétés des matériaux d'un transistor bipolaire silicium

Le simulateur FLOTHERM réalise l'analyse thermique d'un transistor en trois dimensions en appliquant la technique des volumes finis. Le volume global est divisé en plusieurs petits volumes (mailles) dans lesquels sont résolues l'équation de la chaleur. La convergence du logiciel vers une solution unique est assurée par une continuité des solutions entre deux mailles voisines. Le temps de calcul est donc fonction du nombre de mailles. La principale difficulté d'utilisation du simulateur consiste en un maillage adéquat du volume considéré.

Les résultats déduits de la simulation 3D sur FLOTHERM sont disponibles sous la forme d'isothermes ou sous forme de courbes de températures fonction du temps, en des points prédéfinis. Des exemples de réponse thermique d'un transistor de puissance de 10W sont donnés par la suite.

4.2.4 La validation du simulateur FLOTHERM

Dans le cadre de cette étude, les résultats de simulation obtenus par le simulateur FLOTHERM ont été comparés à des résultats expérimentaux issus de la méthode basée sur la mesure de la variation ΔV_{BE} de la tension base émetteur d'un transistor. Cette méthode de mesure, développée en interne [3-16] utilise la relation entre la tension Base Emetteur V_{BE} du transistor bipolaire et la température de jonction. Pour un courant constant traversant la jonction, la loi peut être

considérée comme linéaire et s'exprime par :

$$\Delta V_{BE} = k.\Delta\theta \qquad (3.7)$$

C'est à dire que toute variation de température s'accompagne d'une variation de tension. La valeur de k est fonction de la technologie du transistor. Pour un transistor silicium, nous avons k # 2mV/°C.

Pour la mesure, le transistor est monté en base commune avec sa tension de collecteur en mode impulsionnel. Le principe de la mesure est le suivant :

- Un train d'impulsions RF (amplitude Pin, largeur d'impulsion τ, facteur de forme FF) est appliqué sur l'entrée du composant qui s'échauffe.

- La tension instantanée aux bornes de la jonction émetteur-base du transistor est mesurée juste après une impulsion (température de jonction maximum).

- La température de jonction Tj est calculée à partir de la formule :

$$Tj = \frac{\left(V_{BEj} - V_{BEref}\right)}{k} + T_{ref} \qquad (3.8)$$

Avec V_{BEref} et V_{BEj} respectivement les tensions de la jonction base-émetteurs aux température Tref (température ambiante) et Tj (juste après l'impulsion).

Notons que la précision de mesure de la méthode $\Delta V_{BE} = f(T)$ est de ±3°C.

Il existe d'autres méthodes de mesure de la température de composants, en particulier celles qui permettent d'évaluer la température à la surface des composants ([3.11] et [3.18] :

- Mesure par effet thermo-chimique. Un colorant thermo-sensible déposé sur le composant et permet de connaître l'évolution thermique à sa surface. Les méthodes les plus connues sont : la Thermographie à Cristaux Liquide, LCT ([3.19] à [3.22]) et la Microthermographhie Fluorescente, FMT ([3.23] à [3.25]).

- La thermographie infrarouge. Cette méthode est basée sur la théorie des corps noirs c'est à dire l'émission d'un rayonnement électromagnétique dont l'intensité dépend de la température de la surface émettrice (radiation thermique). La résolution spatiale de cette méthode est relativement faible.

- La thermoréflectance laser. Cette méthode est basée sur la variation de l'indice de réflexion d'un matériau en fonction de sa température.

Ces différentes méthodes sont plus lourdes à mettre en oeuvre que la méthode $\Delta V_{BE} = f(T)$ et manquent souvent de précision et de rapidité.

Les résultats théoriques obtenus par le logiciel FLOTHERM ont été validés expérimentalement sur des composants de puissance en bande S par la méthode $\Delta V_{BE} = f(T)$. A titre d'exemple, le transistor principal d'un T/R module a une impédance thermique prédite de 0.59 K/W (FLOTHERM) et expérimentale de 0.57 K/W (mesure ΔV_{BE}). Ces valeurs sont quasi-identiques.

4.3 LIEN ENTRE VARIATION THERMIQUE ET STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION

4.3.1 Introduction

Pour un radar de surface, deux principaux types de rafales existent : la rafale à PRF fixe, émission d'une série d'impulsions de même largeur et à facteur de forme constant, et la rafale à PRF variable, les impulsions émises ont une largeur et/ou un temps de répétition qui varient. Pour les rafales à PRF fixe, l'influence des effets thermiques au niveau des composants de puissance de la chaîne d'amplification est peu importante, en particulier pour des périodes de répétition élevées. Par contre, pour les rafales à PRF variable, les effets thermiques sont très importants et entraînent une dégradation significative de la stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion.

D'autre part, en comparant pour un amplificateur de puissance l'évolution d'impulsion à impulsion de la phase et de l'amplitude d'une rafale à PRF variable avec l'évolution de sa température de jonction, nous remarquons une forte corrélation entre ces paramètres.

Pour quantifier la variation de phase et d'amplitude d'un amplificateur de puissance en fonction de la variation de sa température de jonction, nous proposons de l'étudier au niveau d'une impulsion.

4.3.2 Méthodologie

Les variations de phase et d'amplitude d'un amplificateur de puissance sont mesurées durant une impulsion à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel impulsionnel (HP8510).

Notons que la précision de l'analyseur de réseaux pulsé en terme de phase et d'amplitude est conforme aux valeurs recherchées : la précision de la mesure de la phase est de 0.02°, soit 0.3mrad et pour l'amplitude de 0.01dB.

Ces mesures ont été effectuées pour deux durées d'impulsions différentes, 35µs et 95µs et pour une température de semelle de 30°C. Les deux figures suivantes représentent les variations de phase et d'amplitude d'un amplificateur de puissance pour une impulsion de 35µs et un facteur de forme de 10% :

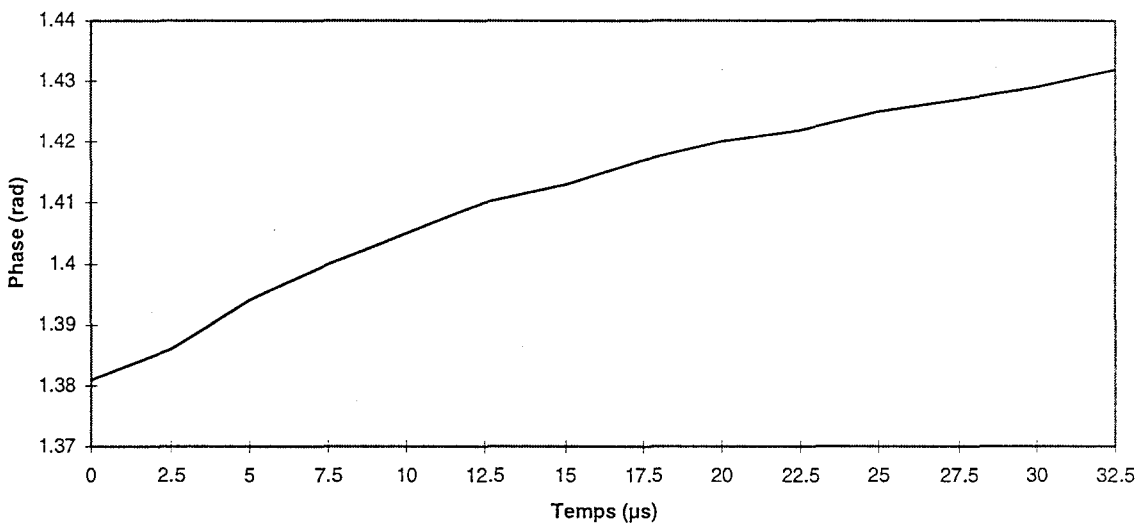


Figure III-12 : Evolution de la phase du signal à la sortie d'un amplificateur de puissance durant une impulsion de 35µs

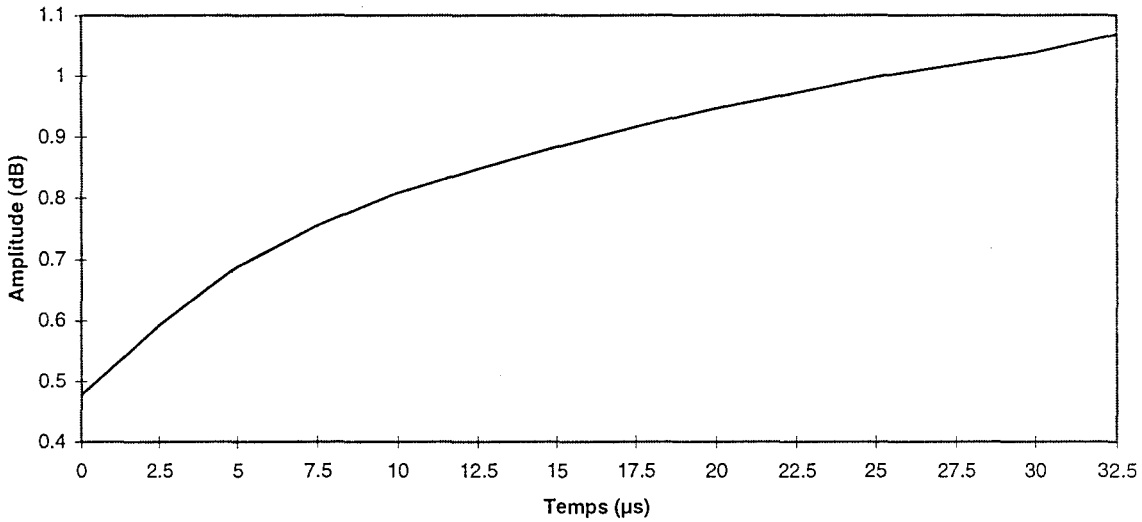


Figure III-13 : Evolution de l'amplitude du signal à la sortie d'un amplificateur de puissance durant une impulsion de 35µs

Puis, des simulations thermiques à l'aide du simulateur FLOTHERM permettent d'obtenir la variation de la température de jonction durant l'impulsion. La figure III-14 présente l'évolution de la température d'un amplificateur de puissance au cours d'une impulsion de 35µs, pour un facteur de forme de 10% et une température de semelle de 30°C :

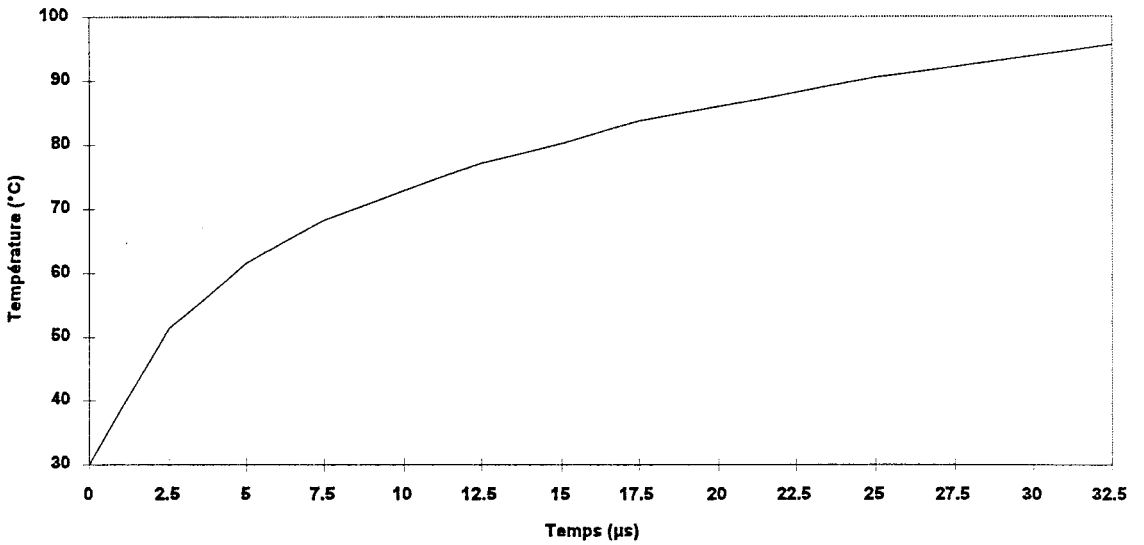


Figure III-14 : Evolution de la température de jonction d'un amplificateur de puissance durant une impulsion de 35µs obtenue par simulation

Ainsi, à partir des résultats précédents, nous pouvons déterminer le taux de variation de la phase et de l'amplitude du signal de sortie de l'amplificateur en fonction de la variation de température de jonction durant l'impulsion :

$$\frac{\Delta \varphi}{\Delta T°} \text{ en } mrad/°C \text{ et } \frac{\Delta A}{\Delta T°} \text{ en } dB/°C$$

Les figures III-15 et III-16 présentent l'évolution temporelle de ces taux durant l'impulsion de 35µs :

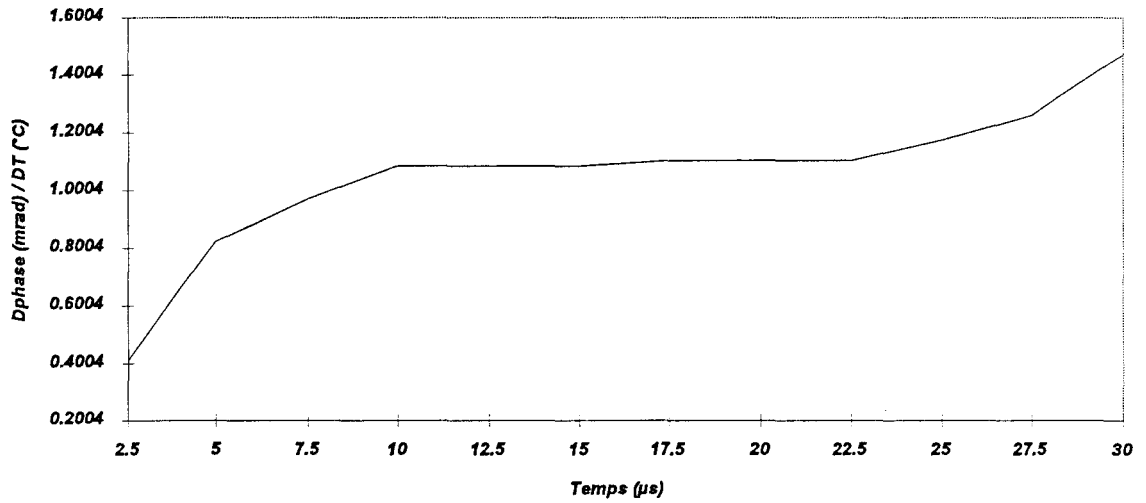


Figure III-15 : Evolution du taux de variation de la phase en fonction de la variation de la température durant une impulsion de 35µs

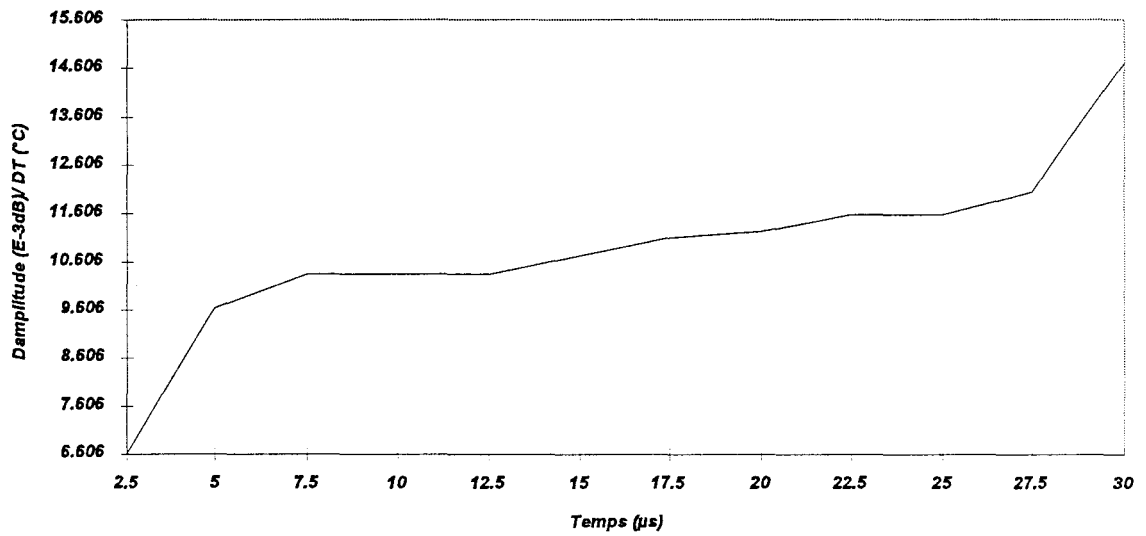


Figure III-16 : Evolution du taux de variation de l'amplitude en fonction de la variation de la température durant une impulsion de 35µs

Précisons que les courbes données au cours de cette partie pour une impulsion de 35µs, sont présentées pour une impulsion de 95µs en annexe 1, ainsi que la comparaison de l'évolution de la phase et de l'amplitude durant une impulsion avec la variation de la température.

Les taux de variation de la phase et de l'amplitude du signal de sortie de l'amplificateur en fonction de la variation de température de jonction évoluent rapidement en début d'impulsion pour se stabiliser autour d'une valeur moyenne après une dizaine de microsecondes. Nous calculons leur valeur moyenne sensiblement au milieu de l'impulsion.

Ainsi pour un amplificateur de puissance 10W en classe C (PHILIPS BLS2731-10), nous obtenons

- Pour **une impulsion de 35µs** avec un facteur de forme de 10% et une température de semelle de 30° :

$$\frac{\Delta \varphi}{\Delta T°} \simeq 1.23 \ mrad/°C \ et \ \frac{\Delta A}{\Delta T°} \simeq 11.36 \ 10^{-3} \ dB/°C$$

- Pour **une impulsion de 95µs** avec un facteur de forme de 10% et une température de semelle de 30° :

$$\frac{\Delta \varphi}{\Delta T°} \simeq 1.77 \ mrad/°C \ et \ \frac{\Delta A}{\Delta T°} \simeq 15.52 \ 10^{-3} \ dB/°C$$

4.3.3 Validation de ces résultats dans un cas plus réaliste

Pour valider ces résultats, nous avons utilisé les deux rafales suivantes :

- **Rafale 1** : une impulsion de 170µs plus huit impulsions de 35µs avec un facteur de forme de 10%.

- **Rafale 2** : une impulsion de 170µs plus huit impulsions de 95µs avec un facteur de forme de 10%.

Au niveau des simulations thermiques et des mesures de stabilité, l'impulsion de 170µs n'a pas été prise en compte. Le calcul de stabilité s'effectue donc sur les huit impulsions de 35µs pour la rafale 1 et sur les huit impulsions de 95µs pour la rafale 2.

Les simulations thermiques de l'amplificateur de puissance sur FLOTHERM nous donnent les variations de sa température de jonction entre impulsions successives de même taille. Les résultats sont résumés tableau III-5 :

Impulsions	**1-2**	**2-3**	**3-4**	**4-5**	**5-6**	**6-7**	**7-8**
Rafale 1	1.11°C	0.4°C	0.27°C	0.18°C	0.13°C	0.11°C	0.09°C
Rafale 2	0.68°C	0.35°C	0.21°C	0.15°C	0.13°C	0.10°C	0.09°C

Tableau III-5 : Variation de la température de jonction de l'amplificateur de puissance entre impulsions successives

En multipliant la variation de température de jonction d'impulsion à impulsion par le taux de variation de la phase et de l'amplitude en fonction de la variation de la température, nous obtenons la stabilité de la phase et de l'amplitude d'impulsion à impulsion :

- **Rafale 1** :

Impulsions	**1-2**	**2-3**	**3-4**	**4-5**	**5-6**	**6-7**	**7-8**
Δphase (mrad)	1.37	0.46	0.31	0.21	0.15	0.13	0.1
Δamplitude (E-3 dB)	12.4	4.47	3.0	2.0	1.5	1.2	1

Tableau III-6 : Variations de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion calculées pour la rafale 1

- **Rafale 2** :

Impulsions	**1-2**	**2-3**	**3-4**	**4-5**	**5-6**	**6-7**	**7-8**
Δphase (mrad)	1.20	0.62	0.37	0.27	0.23	0.18	0.16
Δamplitude (E-3 dB)	10.3	5.32	3.2	2.3	2	1.5	1.4

Tableau III-7 : Variations de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion calculées pour la rafale 2

Ces résultats sont à comparer à ceux issus des mesures du banc de stabilité (tableaux III-8 et III-9). Pour ces mesures, la principale difficulté a été de s'affranchir des autres causes d'instabilité. Des précautions ont donc été prises : L'amplificateur de puissance a été alimenté par une alimentation continue filtrée. Des isolateurs ont aussi été placés en entrée et sortie de l'amplificateur. Notons que ces résultats expérimentaux représentent des variations moyennes sur une centaine de rafales. D'autre part, la précision du banc de mesure est de ±0.02mrad pour la stabilité de phase et de ±0.1dB pour la stabilité d'amplitude.

- **Rafale 1** :

Impulsions	1-2	2-3	3-4	4-5	5-6	6-7	7-8
Phase (mrad)	1.24	0.52	0.22	0.19	0.13	0.05	0.04
Amplitude (E-3dB)	18.2	3.72	1.21	0.72	0.40	0.32	0.18

Tableau III-8 : variation de la phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion mesurée

- **Rafale 2** :

Impulsions	1-2	2-3	3-4	4-5	5-6	6-7	7-8
Phase (mrad)	0.82	0.47	0.38	0.18	0.15	0.01	0.04
Amplitude (E-3 dB)	3.58	1.62	0.64	0.40	0.29	0.18	0.17

Tableau III-9 :Variation de la phase d'impulsion à impulsion mesurée

Par ailleurs, si nous comparons les évolutions théoriques et expérimentales de la phase et de l'amplitude données figures III-17 et III-18 pour la rafale 1 et III-19 et III-20 pour les rafales 2, nous constatons un assez bon accord théorie expérience :

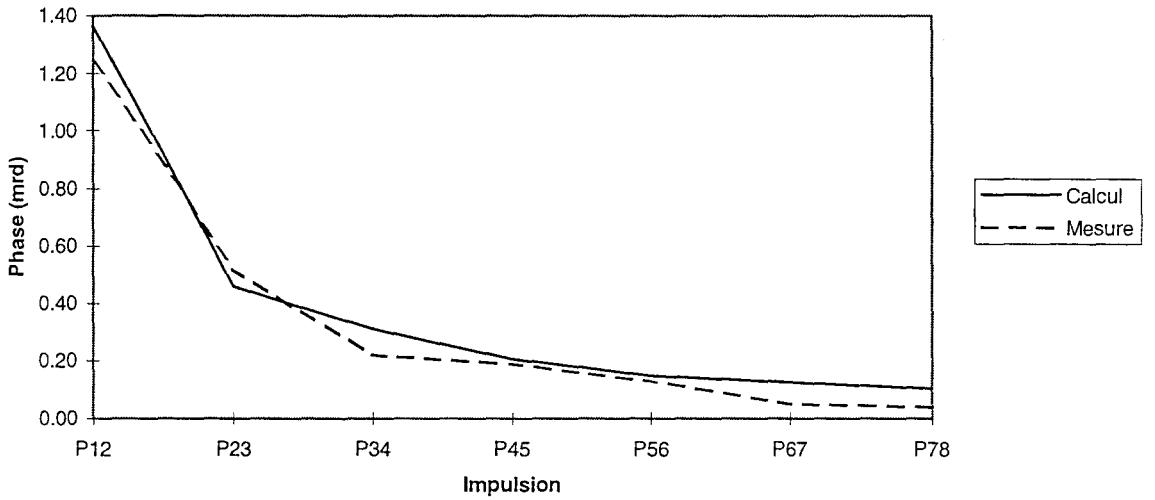


Figure III-17 : Comparaison des variations de la phase d'impulsion à impulsion mesurées et calculées pour la rafale 1

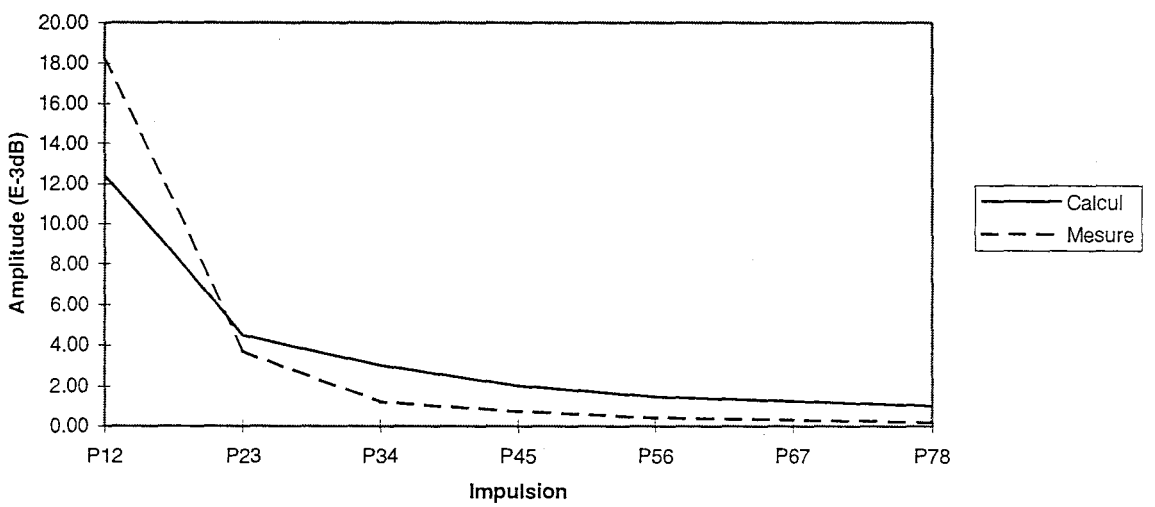


Figure III-18 : Comparaison des variations de l'amplitude d'impulsion à impulsion mesurées et calculées pour la rafale 1

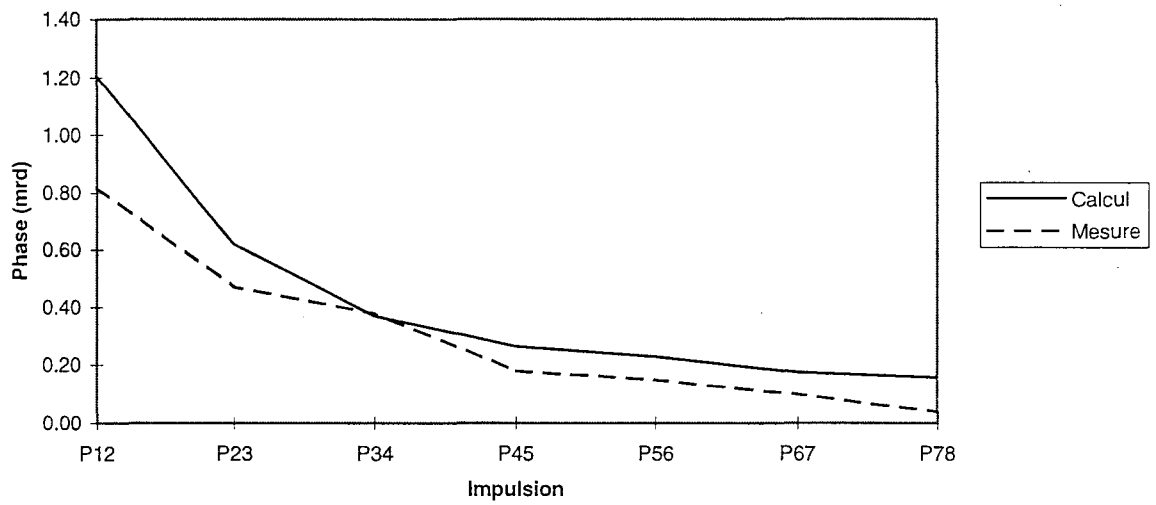


Figure III-19 : Comparaison des variations de la phase d'impulsion à impulsion mesurées et calculées pour la rafale 2

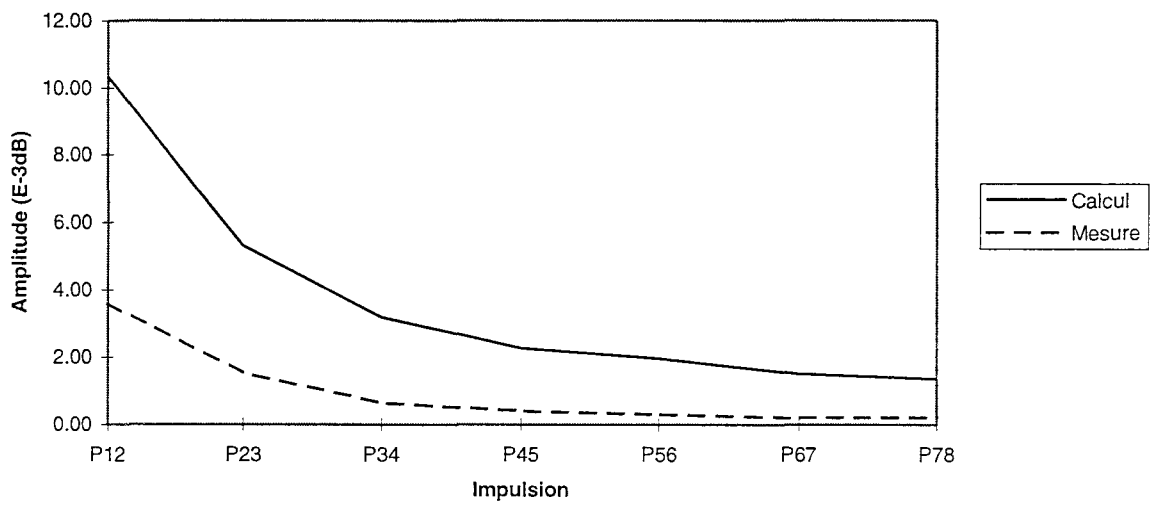


Figure III-20 : Comparaison des variations de l'amplitude d'impulsion à impulsion mesurées et calculées pour la rafale 2

Notons que d'autres mesures ont été réalisées à d'autres fréquences et pour d'autres séquencements. Les résultats obtenus sont proches de ceux présentés précédemment.

En analysant les différents résultats, nous constatons que les variations de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion obtenues par le calcul sont proches de celles mesurées. Un écart est cependant constaté pour la variation d'amplitude avec une impulsion de 95µs. Les écarts obtenus peuvent s'expliquer par :

- L'écart entre les mesures de la variation de phase et d'amplitude réalisées avec le banc de mesure de stabilité et celles effectuées durant une impulsion à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel impulsionnel.

- Les imprécisions au niveau des simulations thermiques du composant de puissance. Les simulations ont été réalisées en considérant parfaite la géométrie de l'amplificateur, ce qui n'est pas tout à fait le cas. De même, la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance n'a pas été mesurée mais extraite des données constructeur.

- Lors des caractérisations avec le banc de mesure de stabilité, nous avons essayé de nous affranchir au maximum des autres causes d'instabilité, en particulier des fluctuations des alimentations électriques. Mais, ce travail n'est pas totalement parfait.

4.3.5 Conclusion

Ces différents résultats ont permis de valider globalement la méthodologie de caractérisation des fluctuations de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion dues aux effets thermiques dans un amplificateur de puissance.

D'autre part, l'analyse critique des résultats a contribué à affiner cette approche. Nous cherchons actuellement à améliorer la précision des différents méthodes par :

- La mise en oeuvre d'un banc de mesure thermique plus performants permettant de mesurer la variation de la température de jonction d'un amplificateur de puissance à la fois au cours d'une impulsion et d'impulsion à impulsion.

- L'établissement du lien entre l'impédance thermique (complexe) d'un amplificateur de puissance et sa stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion utilisable dés la conception.

5 LES FLUCTUATIONS DE L'ALIMENTATION ÉLECTRIQUE

5.1 INTRODUCTION

Lorsque nous interrogeons un radariste ayant mis au point un émetteur radar utilisant un tube hyperfréquence, la stabilité d'impulsion à impulsion est pour lui synonyme de problèmes liés aux fluctuations de l'alimentation électrique. En effet, les tubes hyperfréquences pour application radar de surface sont alimentés par des très hautes tensions, de l'ordre du kilo volts crête. Dans le cas des tubes hyperfréquence, de faibles fluctuations de tension d'alimentation ont des conséquences importantes sur sa stabilité de phase et d'amplitude. De nombreuses études ont déjà été menées afin de réduire ces fluctuations de tension d'alimentation. Une expérience importante dans ce domaine existe donc chez THOMSON-CSF.

Cette expérience est utilisée actuellement pour la conception de la partie alimentation électrique des modules émetteurs état solide. De ce fait, cette cause d'instabilité est devenue secondaire par rapport aux effets thermiques, mais, elle doit néanmoins être prise en compte.

L'évaluation de l'influence des fluctuations de l'alimentation électrique entre impulsions successives sur la stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion a été réalisé en deux parties :

- **La première** concerne les causes et donc l'étude de la variation d'impulsion à impulsion des tensions d'alimentation suivant le type de rafale et les caractéristiques de l'alimentation.

- **La deuxième** essaie d'établir les conséquences et donc le lien entre les fluctuations de tension et les variations d'impulsion à impulsion de la phase et l'amplitude.

5.2 LES VARIATIONS DES ALIMENTATIONS ELECTRIQUES

Une étude complète des fluctuations des alimentations électriques d'impulsion à impulsion suivant le type de rafale (largueur(s) d'impulsion, nombre d'impulsion et facteur(s) de forme) et certaines caractéristiques de l'alimentation a pu être réalisée. Ces fluctuations comportent **une composante déterministe et une composante aléatoire**. D'après des travaux antérieurs réalisés en interne, la composante aléatoire des fluctuations des alimentations est faible par rapport à la composante déterministe. Nous nous limiterons à cette seule composante déterministe.

Rappelons le principe de l'alimentation d'un module état solide fonctionnant en mode impulsionnel qui consiste à couper l'alimentation durant l'impulsion et à utiliser des capacités réservoirs afin d'alimenter les transistors de puissance durant l'impulsion : Les capacités réservoir sont chargées durant le temps de silence entre les impulsions (temps entre la fin d'une impulsion et le début de la suivante); alors que pendant l'impulsion, l'alimentation est coupée et les capacités se déchargent afin d'alimenter les transistors.

Ce type d'alimentation, dit en mode impulsionnel, permet d'atténuer les risques d'instabilité électrique d'impulsions en impulsion.

La figure III-21 présente le schéma électrique typique d'une alimentation impulsionnelle :

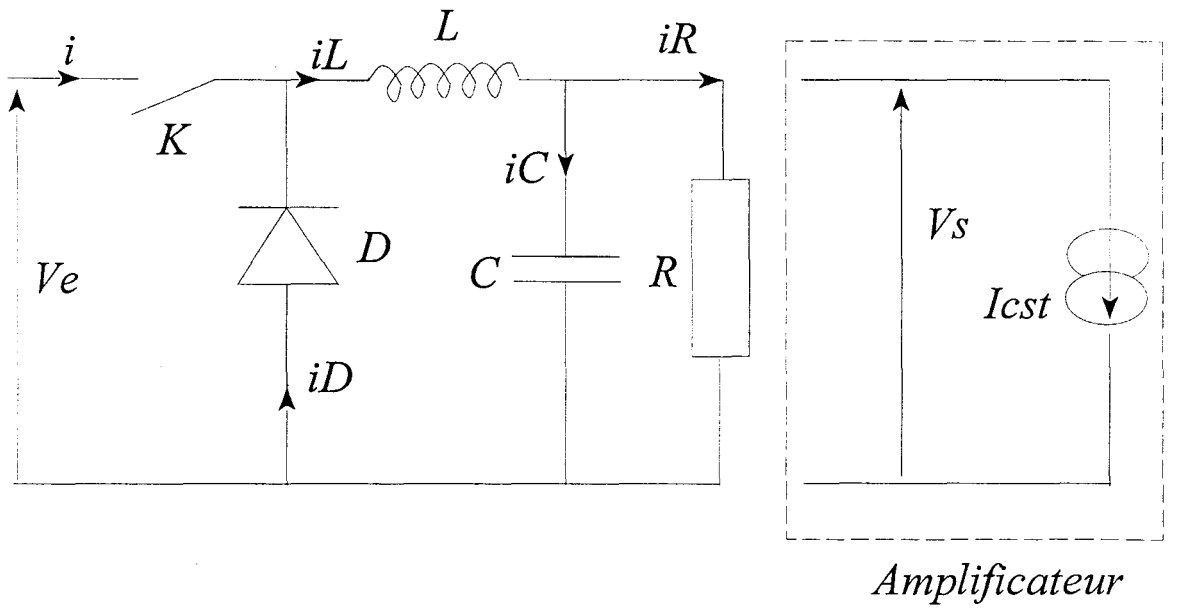


Figure III-21 : Schéma électrique d'une alimentation impulsionnelle

Dans un premier temps, entre deux impulsions, l'interrupteur K est fermé et la diode D est bloquée. Nous avons iL = i. Le courant iL traversant l'inductance L augmente et charge la capacité réservoir C. Dans un deuxième temps, l'interrupteur est ouvert et la diode est passante. Nous avons iL = iD. La capacité se charge avec le courant de l'inductance. Ces deux opérations sont réalisées plusieurs fois successivement. Puis, quand la tension Vs est atteinte, l'interrupteur reste ouvert et la capacité réservoir alimente l'amplificateur durant l'impulsion.

L'évolution des phénomènes durant la charge des capacités réservoirs comporte deux phases essentielles :

- **Une zone de charge à courant constant dite zone saturée** : Le courant est limité à une valeur $\alpha.\hat{I}$ avec :

  - $\hat{I}$ courant consommé par les transistors de puissance durant l'impulsion.

  - α taux de recharge de l'alimentation. Ce taux sera présenté de façon plus exhaustive par la suite.

Dans cette zone saturée, la tension augmente avec une pente $\alpha.d$ (d est une des caractéristiques de l'alimentation qui est présentée par la suite) pour atteindre la tension Vli, tension proche de celle désirée.

- Une zone dite linéaire : Lorsque la tension est suffisamment proche de la tension de consigne, le courant décroît et la tension croît exponentiellement avec une constante de temps τ (τ est aussi une caractéristique de l'alimentation).

La figure III-22 présente le cycle de charge de ces capacités réservoir entre deux impulsions successives :

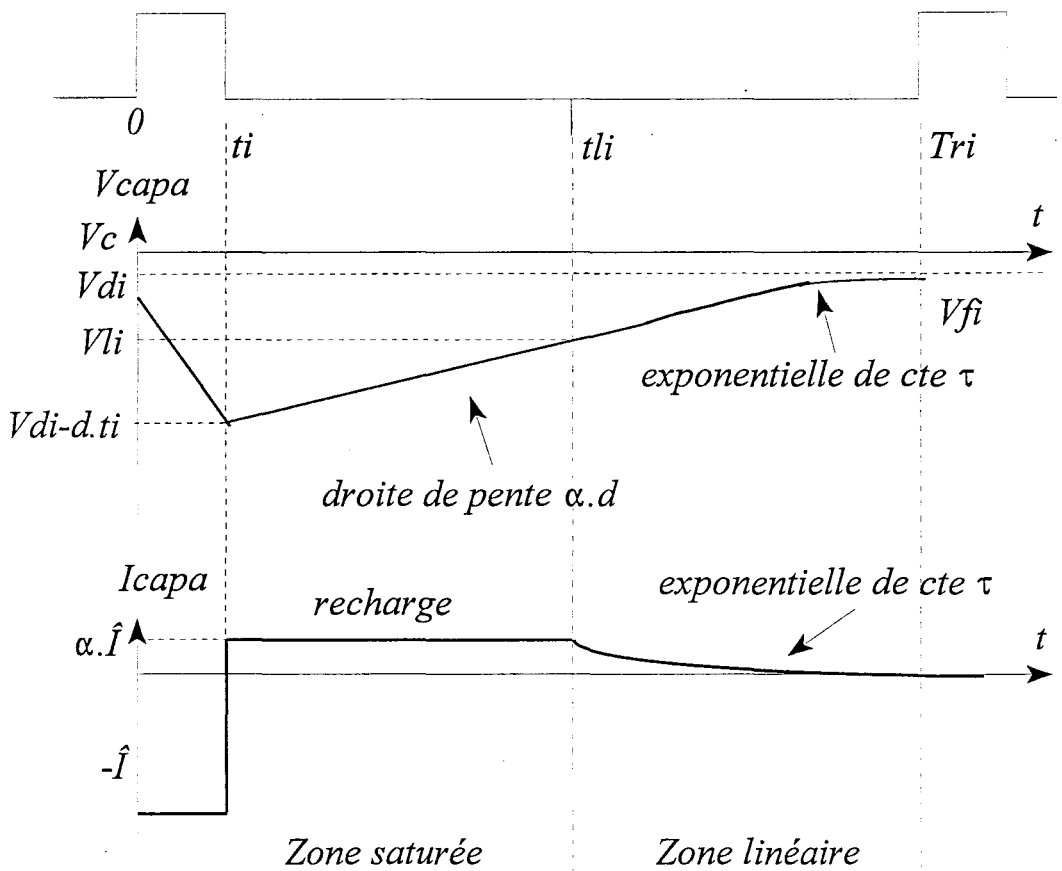


Figure III-22 : Cycle de charge des capacités réservoir d'une alimentation de module émetteur état solide impulsionnel

Avec :

- ti : largeur de l'impulsion hyperfréquence de la récurrence i.

- Tri : durée de la récurrence i.

- Tli : durée de la zone saturée de la récurrence i.

- Vdi : tension au début de la récurrence i.

- Vfi : tension en fin de récurrence i.

- Vli : tension au moment du passage en zone linéaire.

- Vc : tension de consigne.

L'alimentation électrique d'un module état solide est donc caractérisée par trois grandeurs :

- **La variation de tension, appelée "drop", donnée par unité de temps : d**. Elle est fonction de la consommation électrique des composants de puissance à alimenter. Cette valeur est déterminée en caractérisant les composants de puissance à utiliser pour la chaîne d'amplification.

- **Le taux de recharge : α**. Il représente le rapport du courant de recharge en zone saturée au courant de décharge ($\hat{I}$) pendant l'impulsion. Ce taux de recharge est défini en dimensionnant l'alimentation électrique suivant différents impératifs (taille de l'alimentation, nombre de capacité réservoir, ...).

- **La constante de temps de charge en zone linéaire : τ**. Elle est principalement fonction du séquencement radar. D'autre part, cette constante de temps ne peut pas être théoriquement inférieure à deux périodes de découpage. En pratique, elle est égale à quatre ou cinq fois la période de découpage.

LILLE 1 BU

La tension Vli est atteinte lorsque la pente de l'exponentielle (de la zone linéaire) est identique à la pente de la zone saturée (égale à $\alpha.d$)

Soit :

$$\alpha.d = \frac{d}{dt}\left(V_{li}\, e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

$$D'où \quad \alpha.d = -\frac{V_{li}}{\tau}$$

$$On\ a\ donc\ : V_{li} = -\tau.\alpha.d \qquad (3.9)$$

La tension Vli est par conséquent indépendante de la récurrence.

Or, dans la récurrence i, nous avons :

$$V_{di} - d.t_i + \alpha.d.t_{li} = V_{li}$$

$$D'où \quad \alpha.d.t_{li} = -\tau.\alpha.d + d.t_i - V_{di} \qquad (3.10)$$

Nous obtenons par conséquent :

$$t_{li} = \frac{t_i}{\alpha} - \tau - \frac{V_{di}}{\alpha.d} \qquad (3.11)$$

Cette relation est vraie uniquement si une zone saturée existe. C'est à dire si $-d.t_i < Vli$. Cette condition est vérifiée dans tous les cas que nous étudierons.

La tension Vfi vaut donc :

$$V_{fi} = V_{li}\, e^{-\left(\frac{t_{ri} - t_i - t_{li}}{\tau}\right)}$$

$$V_{fi} = -\tau.\alpha.d\, e^{-\frac{1}{\tau}\left(t_{ri} - t_i - \frac{t_i}{\alpha} + \tau + \frac{V_{di}}{\alpha.d}\right)}$$

$$V_{fi} = -\tau.\alpha.d\, e^{-\frac{1}{\tau}\left(t_{ri} - t_i\left(\frac{\alpha+1}{\alpha.}\right) + \frac{V_{di}}{\alpha.d} + \tau\right)} \qquad (3.12)$$

Cette équation permet de calculer les variations de la tension d'un amplificateur d'impulsion à impulsion en fonction des caractéristiques de l'alimentation (le drop d, le taux de recharge α et la constante de temps de l'exponentielle τ) ainsi que du type de rafale (largeur(s) d'impulsion et temps de répétition).

5.3 INFLUENCE DE LA VARIATION DE TENSION D'ALIMENTATION SUR LA STABILITE DE PHASE ET D'AMPLITUDE

5.3.1 Etude qualitative

Concernant les caractéristiques de l'alimentation électrique (d, τ et α), elles peuvent être illustrées par l'exemple de l'alimentation d'un module T/R référencé MES110. Pour ce module T/R bande S, les trois caractéristiques sont les suivantes :

- d = 2 200 V/s
- τ = 90µs
- α = 0.17

Connaissant la valeur des trois caractéristiques de l'alimentation du module T/R, l'évolution d'impulsion à impulsion de la tension d'alimentation peut être comparée à l'évolution de sa stabilité d'impulsion à impulsion. Cette comparaison est réalisée pour un séquencement radar comprenant deux types de rafales : La première rafale est à PRF fixe avec douze impulsions (C1 à C12) de $\tau 1$ = 35µs de largeur et un facteur de forme de 10%. La deuxième rafale est en staggering (voir chapitre 1) avec quatre impulsions (L1 à L4) de $\tau 2$ = 95µs et un temps de répétition variable (Tr2, Tr3, Tr4 et Tr5) :

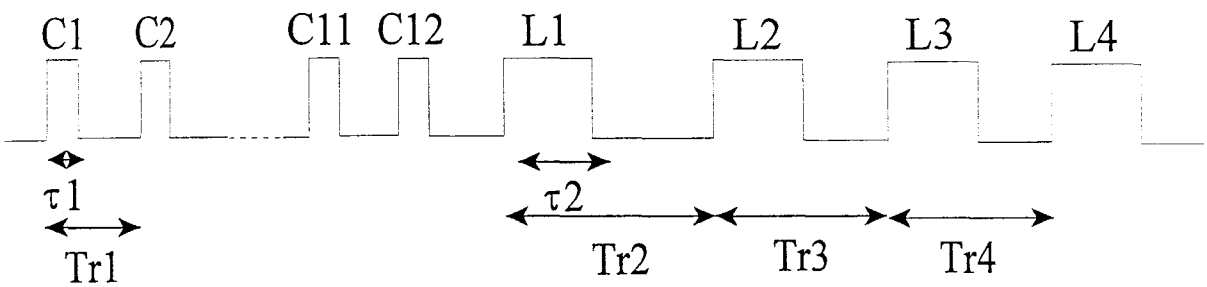


Figure III-25 : Représentation d'un séquencement radar

Les résultats de stabilité et de variations de tension d'alimentation pour les premières impulsions de 35µs sont données tableau III-10 et figure III-24 :

Impulsions	Stabilité (en dB)	Variation tension (mV)
1 - 2	41.0	- 0.76
2 - 3	53.7	- 0.13
3 - 4	55.6	- 0.022
4 - 5	58.4	- 0.004
5 - 6	62.3	- 0.006
6 - 7	62.1	- 0.0001

Tableau III-10 : Résultats de stabilité et de variation de tension de l'alimentation d'un module

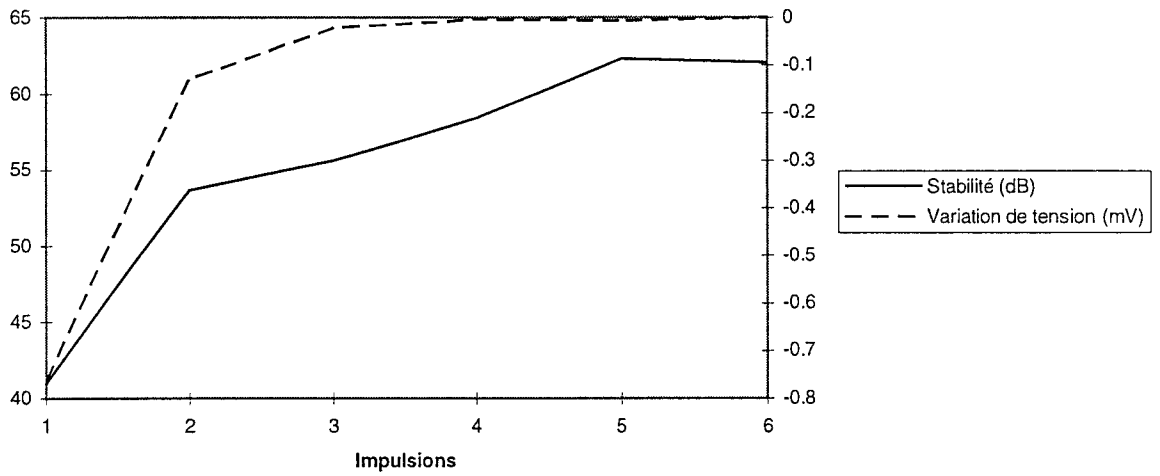


Figure III-24 : Evolution de la stabilité et de la variation de tension en fonction du rang des impulsions dans la rafale

Ces résultats montrent la corrélation entre l'évolution de la stabilité d'impulsion à impulsion et l'évolution de la tension de l'alimentation des composants de puissance utilisés dans ce module état solide.

5.3.2 Méthodologie pour une étude quantitative

Nous cherchons à quantifier la variation de la phase et de l'amplitude d'impulsion à impulsion due aux fluctuations de l'alimentation électrique. Pour cela, nous avons alimenté un amplificateur de puissance en faisant varier sa tension d'alimentation d'impulsion en impulsion :

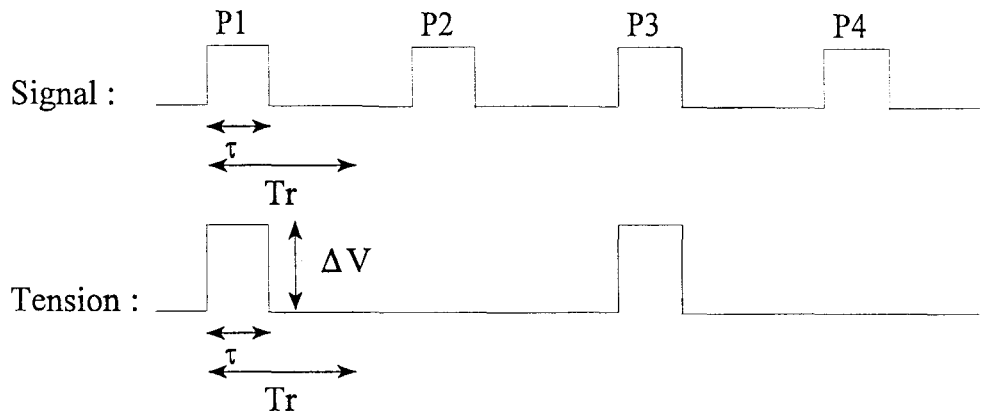


Figure III-25 : Représentation du séquencement radar de test et de la variation de la tension d'alimentation

En mesurant la variation de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion à l'aide de notre banc de stabilité, nous pouvons alors établir un lien entre cette variation ($\Delta\varphi$ et ΔA) et la variation de la tension d'alimentation (ΔV) :

$$\frac{\Delta\varphi}{\Delta V} \; et \; \frac{\Delta A}{\Delta V}$$

5.3.2 Résultats de mesures

Les taux de variations de la phase et de l'amplitude en fonction de la variation de la tension d'alimentation ont été évalués pour un amplificateur de puissance 10W en classe C (PHILIPS BLS2731-10).

Pour cette mesure, le séquencement pris en compte comprend des impulsions de 95µs et un temps de répétition de 1ms, soit un facteur de forme de 9.5%. La variation de phase et d'amplitude entre impulsions successives (sous l'effet des variations de tension) a été moyennée pour toutes les mesures sur 1024 impulsions (limite d'enregistrement du banc de mesure).

Dans un premier temps, des variations de tensions réalistes, rencontrées couramment en pratique, de 10mV, 20mV, 30mV et 50mV d'impulsion à impulsion ont été utilisées. Les fluctuations de phase et d'amplitude résultantes n'ont pu être mesurées car inférieures à la résolution du banc de test.

Nous avons alors implémenté des variations de tension plus importantes (dans la limite des possibilité du montage) de 100mV et 150mV. Les résultats des mesures de variations moyennes de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsions sont les suivantes :

Variation de tension	100mV	150mv
Variation phase (mrad)	0.048	0.07
Variation amplitude (dB)	0.235	0.39

Tableau III-11 : Mesures des variations de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion

Soit pour une variation de 1V, une variation de phase et d'amplitude de :

Variation de phase (mrad) / V	**Variation d'amplitude (dB) / V**
4.7	2.5

Tableau III-12 : Variation de phase et d'amplitude pour une variation de tension d'alimentation normalisée à 1V

Vu les faibles fluctuations de tension rencontrées en pratique (Cf tableau III-10), les résultats montrent la contribution peu significative des fluctuations des tensions d'alimentation sur la stabilité de phase et d'amplitude d'un module T/R.

6 L'EFFET D'UNE DESADAPTATION EN SORTIE D'UN AMPLIFICATEUR SUR LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION

6.1 INTRODUCTION

Lors d'une phase d'investigation d'un problème d'instabilité d'impulsion à impulsion d'un module pré-amplificateur état solide (PA DRIVER MES110 de l'émetteur STAR2000), l'influence de la désadaptation en sortie d'un amplificateur de puissance a été mise en cause. En effet, une dégradation de la stabilité d'impulsion à impulsion a été constatée à la sortie d'un amplificateur de puissance comportant pourtant un isolateur. Ce dernier présentait un coefficient de réflexion de valeur élevée et créait donc une désadaptation en sortie de l'amplificateur de puissance. En utilisant un autre isolateur, ayant un coefficient de réflexion de valeur correcte, la dégradation de la stabilité d'impulsion à impulsion a disparu. Suite à ce constat, nous avons émis l'idée qu'une des causes d'instabilité d'impulsion à impulsion au niveau d'un module émetteur état solide pouvait provenir d'une désadaptation en sortie des amplificateurs de puissance. Par conséquent, ce point a été approfondie, différents types d'amplificateurs ont été étudiés et de nombreuses mesures effectuées. Les résultats des mesures les plus représentatives effectuées pour un amplificateur de puissance 50W en classe C (PHILIPS, le BLS2731-50) sont présentées.

6.2 INFLUENCE DE LA DESADAPTATION DE SORTIE D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE 50W SUR SA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION

6.2.1 Les conditions de mesures

Pour l'étude de cet effet, le montage expérimental suivant a été utilisé :

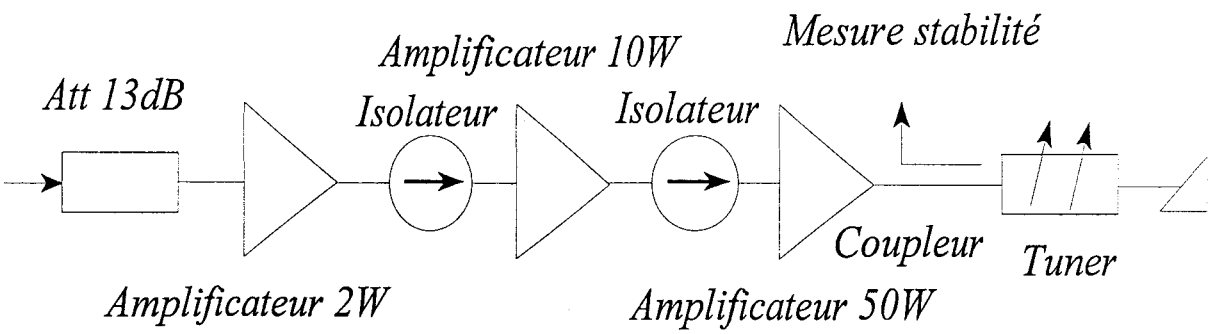


Figure III-26 : Synoptique de mesure de l'amplificateur 50W utilisé pour connaître l'influence de la désadaptation

Précisons que le coupleur placé en sortie de l'amplificateur de puissance 50W a une très forte directivité afin d'éviter de fausser les résultats.

Pour cet amplificateur de puissance, la mesure de stabilité d'impulsion à impulsion de phase et d'amplitude a été réalisée pour quatre TOS différents de la charge de sortie : 1.26, 1.6, 1.8 et 2. Pour chaque TOS, quatre points de déphasage ont été utilisés. Ils correspondent à quatre groupes, numérotés de 1 à 4 :

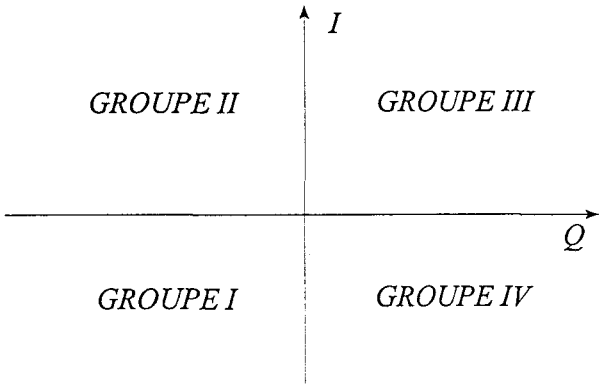


Figure III-27 : Groupes de désadaptation de l'amplificateur 50W

Les autres conditions de mesure sont les suivantes :

- La rafale utilisée est à PRF variable et comporte une impulsion de 170µs suivie de huit impulsions de 35µs et un facteur de forme de 10 %. La mesure de stabilité s'effectue sur les huit impulsions de 35µs.

- Fréquence de mesure : **2.7GHz**. Au cours des études précédentes, nous avons constaté que les phénomènes d'instabilité d'impulsion à impulsion étaient sensiblement indépendantes de la fréquences. C'est pourquoi nous nous sommes limités à une seule valeur de fréquence.

- Le résultat de stabilité est obtenu à l'aide de **la méthode de la moyenne quadratique**, présentée au cours du chapitre 2.

- Pour l'amplificateur de puissance en classe C, les mesures sont réalisées à 4dB au-dessus du point de compression. Par ailleurs, les amplificateurs de puissance comportent une alimentation électrique filtrée et continue (CW) qui n'est pas découpée.

6.2.2 Résultats de mesure

Pour chaque point d'impédance de charge, nous mesurons la stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion, la puissance de sortie, la température de la semelle et le courant Ic de l'amplificateur de puissance 50W :

- Sans désadaptation en sortie, l'amplificateur à 2.7GHz a les caractéristiques suivantes :

S phase	S amplitude	S totale	P sortie	T°C	Ic
56.7dB	62.4dB	55.7dB	45.4W	67°C	3.95A

Tableau III-13 : Mesure de la stabilité de phase et d'amplitude de l'amplificateur de puissance 50W adapté en sortie

- Avec une charge ayant un TOS égal à **1.26,** l'amplificateur 50W présente les caractéristiques suivantes :

Groupe	S phase	S amplitude	S totale	P sortie	T°C	Ic
I	57dB	62.9dB	56dB	43.7W	67.1°C	3.95A
II	56.1dB	**63.1dB**	55.3dB	44.2W	67.4°C	3.99A
III	57.1dB	62.9dB	56.1dB	43.2W	**67.5°C**	4A
IV	**57.5dB**	62.7dB	**56.4dB**	**45W**	67.4°C	**4.02A**

Tableau III-14 : Mesure stabilité de phase et d'amplitude de l'amplificateur de puissance 50W avec un TOS de la charge de sortie de 1.26

- Avec une charge ayant un TOS égal à **1.6,** l'amplificateur 50W présente les caractéristiques suivantes :

Groupe	S phase	S ampl.	S totale	P sortie	T°C	Ic
I	57.4dB	60.9dB	55.8dB	**46.1W**	67°C	3.87A
II	55.8dB	**63.5dB**	55.1dB	43W	67.6°C	3.9A
III	57.2dB	63dB	56.2dB	40.3W	**67.7°C**	3.98A
IV	**58.6dB**	60.5dB	**56.4dB**	45.1W	66.6°C	**4.03A**

Tableau III-15 : Mesure stabilité de phase et d'amplitude de l'amplificateur de puissance 50W avec un TOS de la charge de sortie de 1.6

- Avec une charge ayant un TOS égal à **1.8,** l'amplificateur 50W présente les caractéristiques suivantes :

Groupe	S phase	S ampl.	S totale	P sortie	T°C	Ic
I	57.9dB	60.8dB	56.1dB	**45.8W**	66.6°C	3.82A
II	55.5dB	**63.9dB**	54.9dB	42.3W	67.6°C	3.87A
III	57.2dB	62.8dB	56.1dB	38.8W	68.2°C	**4A**
IV	**58.6dB**	60dB	**56.2dB**	44.8W	**68.4°C**	**4A**

Tableau III-16 : Mesure stabilité de phase et d'amplitude de l'amplificateur de puissance 50W avec un TOS de la charge de sortie de 1.8

- Avec une charge ayant un TOS égal à **2,** l'amplificateur 50W présente les caractéristiques suivantes :

Groupe	S phase	S ampl.	S totale	P sortie	T°C	Ic
I	58.5dB	61dB	56.6dB	45W	67.2°C	3.8A
II	55.6dB	**64.3dB**	55.1dB	42.1W	68.3°C	3.9A
III	57.7dB	62.8dB	56.5dB	37.7W	68.8°C	4A
IV	**59.4dB**	59.7dB	56.5dB	44W	68.9°C	4.02A

Tableau III-17 : Mesure stabilité de phase et d'amplitude de l'amplificateur de puissance 50W ave un TOS de la charge de sortie de 2

En analysant les tableaux présentés précédemment, de nombreuses remarques peuvent être faites:

- Les résultats du GROUPE II montrent que l'amplificateur de puissance quelque soit le TOS de la charge de sortie présente la moins bonne stabilité en phase mais la meilleure en amplitude. Pour le GROUPE IV, l'inverse est obtenu : l'amplificateur de puissance a la meilleure stabilité de phase et la moins bonne d'amplitude. Concernant la stabilité totale de l'amplificateur de puissance, le meilleur résultat obtenu est pour le GROUPE IV et le moins bon pour le GROUPE II quelque soit le TOS de la charge de sortie.

- En comparaison avec le résultat de mesure de l'amplificateur de puissance de référence, adapté en sortie, les résultats de stabilité de phase obtenues avec désadaptation sont meilleurs pour les différents groupes sauf pour le GROUPE II. Pour la stabilité d'amplitude, les résultats avec désadaptation sont toujours meilleurs que le résultats de référence pour le TOS de 1.26. Pour les autres TOS, ils sont meilleurs pour les GROUPES II et III et moins bons pour les GROUPES I et IV.

Concernant le stabilité totale, les résultats sont moins bons que celui de référence uniquement pour le GROUPE II. En résumé, les variations du résultat de stabilité par rapport à celui de référence sont comprises :

- Entre -1.2dB et +2.7dB pour la stabilité de phase.
- Entre -2.7dB et +1.9dB pour la stabilité d'amplitude.
- Entre -0.8dB et +0.9dB pour la stabilité totale.

Ces valeurs sont non négligeables par rapport aux performances en stabilité d'impulsion à impulsion souhaitées.

- La puissance de sortie de l'amplificateur de puissance varie en fonction du TOS de la charge et du groupe de déphasage. La puissance de sortie la plus importante est obtenue pour les charges du GROUPE IV pour un TOS de 1.26 et celle du GROUPE I pour les trois autres TOS. La moins importante est celle du GROUPE I pour un TOS de 1.26 et celle du GROUPE IV pour les autres TOS. Ceci peut indiquer que l'amplificateur de référence n'est pas parfaitement adapté.

- Le courant Ic de l'amplificateur de puissance varie aussi en fonction de ces conditions de fonctionnement. Le plus important est celui du GROUPE IV pour les quatre TOS. Le plus réduit est celui du GROUPE I.

- Concernant la température de la semelle de l'amplificateur de puissance, une variation très réduite est obtenue. Cette caractéristique n'est donc pas à prendre en compte pour l'étude de l'effet de la désadaptation de sortie des amplificateurs de puissance.

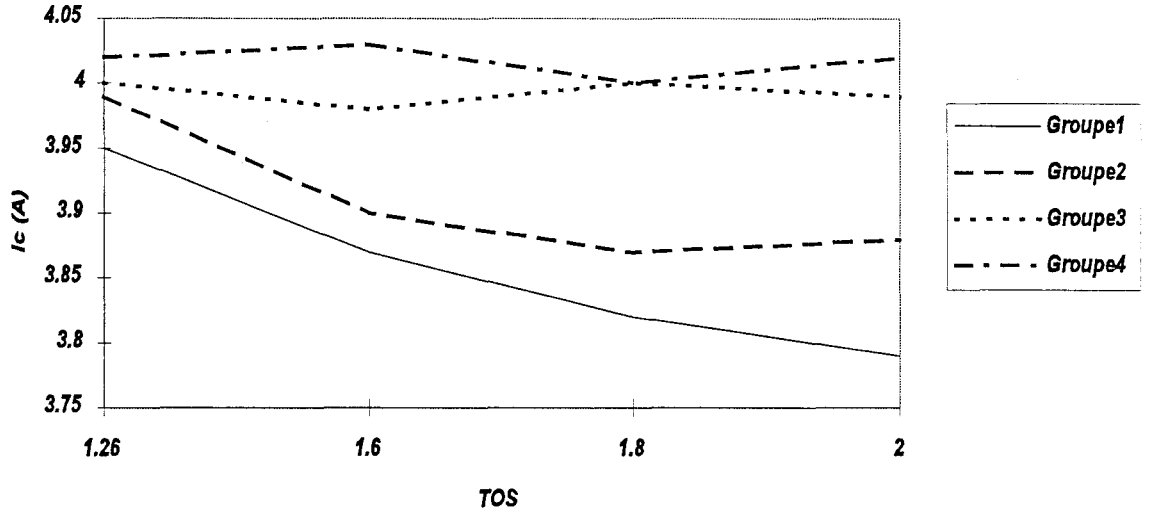


Figure III-32 : Courant Ic en fonction du TOS de la charge de sortie

L'analyse des mesures peut être résumée ainsi :

- Pour le **GROUPE I**, l'augmentation du TOS de la charge de sortie de l'amplificateur de puissance s'accompagne d'une amélioration de sa stabilité de phase, alors que sa stabilité d'amplitude se dégrade et que sa stabilité totale reste sensiblement constante. Les mêmes évolutions sont constatées pour le **GROUPE IV**.

- Concernant le **GROUPE II**, l'inverse est obtenu : en augmentant le TOS de la charge de sortie, nous dégradons la stabilité de phase de l'amplificateur de puissance, alors que la stabilité d'amplitude s'améliore et que sa stabilité totale reste constante.

- Pour le **GROUPE III**, les résultats de stabilité d'impulsion à impulsion de phase, d'amplitude et totale de l'amplificateur de puissance restent constants quelque soit le TOS de la charge de sortie.

- Concernant la **puissance de sortie de l'amplificateur de puissance**, elle augmente pour des TOS de la charge de sortie variant entre 1.26 et 1.6 puis diminue pour les GROUPES I et IV. Pour les GROUPES II et III, la puissance de sortie diminue lorsque nous augmentons le TOS de la charge de sortie de l'amplificateur de puissance.

- Pour le **courant Ic**, il diminue lorsque nous augmentons le TOS de la charge de sortie pour les GROUPES I et II. Par contre, il reste constant pour les GROUPES III et IV.

Notons enfin que ces mesures ont été réalisées pour d'autres TOS et plusieurs fois. Les résultats confirment toujours ceux présentés précédemment.

6.3 CONCLUSION

Ces mesures caractérisant l'effet de la désadaptation en sortie d'un amplificateur de puissance sur sa stabilité d'impulsion à impulsion nous montrent que cet effet existe. Il n'est pas à négliger car il peut entraîner des variations de la stabilité d'impulsion à impulsion de phase et d'amplitude de l'ordre des performances recherchées.

Ces variations ont aussi été retrouvées pour un amplificateur de puissance de 10W et un amplificateur de faible puissance en classe A. Nous avons constaté que ces variations sont aussi fonction du type d'amplificateur et du niveau de la puissance de sortie. Les amplificateurs faible bruit en classe A sont plus sensibles à cet effet que ceux de puissance en classe C et pour ces derniers, les variations sont plus importantes lorsque la puissance de sortie augmente, de 10W

à 50W dans nos mesures.

Mais en quantifiant l'impact de l'effet de la désadaptation sur la stabilité d'impulsion à impulsion, nous constatons que cette source d'instabilité reste secondaire. Le risque de dégradation est au maximum de 3 à 4dB. Ces chiffres sont très inférieurs aux conséquences de l'effet thermique des composants de puissances sur la stabilité.

Par conséquent et pour conclure, nous pouvons affirmer suite à cette étude que la désadaptation en sortie d'un amplificateur est une source d'instabilité non négligeable mais secondaire pour des modules amplificateurs état solide pour applications Radar.

BIBLIOGRAPHIE :

[3.1] : Semi-conducteurs pour hyperfréquence de A. CAPPY, Technique de l'Ingénieur, traité Electronique E 2490.

[3.2] : Les composants Semi-conducteurs, livre de B.BOITTIAUX, édition LAVOISIER.

[3.3] : Les transistors bipolaires hyperfréquences RTC, de A. VILLEGAS, TLE, janvier 1998 N°530.

[3.4] : Théorie approfondie du transistor bipolaire de G. REY et PH. LETURCQ

[3.5] : Silicon bipolar microwave power transmitter de R. ALLISON, IEEE MTT-27, N°5 may 1979.

[3.6] : Contribution à la modélisation non-linéaire des TECs pour applications de puissance, thèse de Y. MOUQUET IEMN.

[3.7] : S-band module delivers 300 W peak power levels, de W.L. PEACE, Microwave & RF, october 1995.

[3.8] : Devices and amps raise standars for solid state power, de B. MANZ, Microwave & RF, october 1988.

[3.9] : Pulse to pulse instability causes of solid state transmitter module for radars par C. SALMER, PH. EUDELINE et P.A. ROLLAND, International Radar Symposium IRS'98, Munich.

[3.10] : New generation of S Band T/R module par JP. LEMETTE, C. SALMER, T. SCHOTT et Ph. EUDELINE, RADAR for the next millenium, BOSTON 99.

[3.11] : Modélisation électronique des transistors bipolaire à hétérojonction pour les applications de puissance à haut rendement en bande X, thèse de F. DHONDT IEMN.

[3.12] : Heat transfert (4th ed.), de A.J. CHAPMAN, Macmillon, New-York, p. 358, 1984.

[3.13] : Microelectronics packaging handbook, de R.R. TUMMALA et E.J. RYMASZEWSKI, Van Nostrand Reinhard, New-York, p. 171, 1989.

[3.14] : Thermal modeling aids the design of packaging amplifiers, par T. KOLE and Co, Microwave and RF, october 1997.

[3.15] : Thermal design ensures RF power-amp reliability, de M. LOY, M. BUSCHBOM, M. PETERSON and K. NGUYEN, Microwave and RF, July 1998.

[3.16] : Intégration de la méthode "ΔV_{BE} hyperfréquence" dans un système de "Load-Pull" passif pour caractérisation thermo-électrique des transistors bipolaires RF de puissance pour applications RADAR, de J.M COUPAT, J. DURANT et PH. EUDELINE, JNM97.

[3.17] : Mesure automatique du comportement thermique des semi-conducteurs de puissance par M. BAIRANZADE et A. BESSE, Electronique Applications N°41.

[3.18] : Température de surface Mesure par contact, de J-P BARDON et B. CASSAGNE, Techniques de l'Ingénieur, R 2 730.

[3.19] : Solid State Elect. de G. ASZODI, J. SCABON, I. JNOSSI et V. SZEKELYSTATE, vol. 24, 1981.

[3.20] : G.L. HILL, proceedings du '20th Intern. Symp. for Testing and Failure Analysis (ISTFA 83), Ohio, 1983.

[3.21] : D.B. BURGESS et P. TAN, proceedings du '10th Intern. Symp. for Testing and Failure Analysis (ISTFA 84), Ohio, 1984.

[3.22] : A. CSENDES, V. SZEKELY et M. RENCZ, proceedings du '5th European Conference on Electron and Potical Beam Testing of Electronics Devices (EOBT'95), 1995.

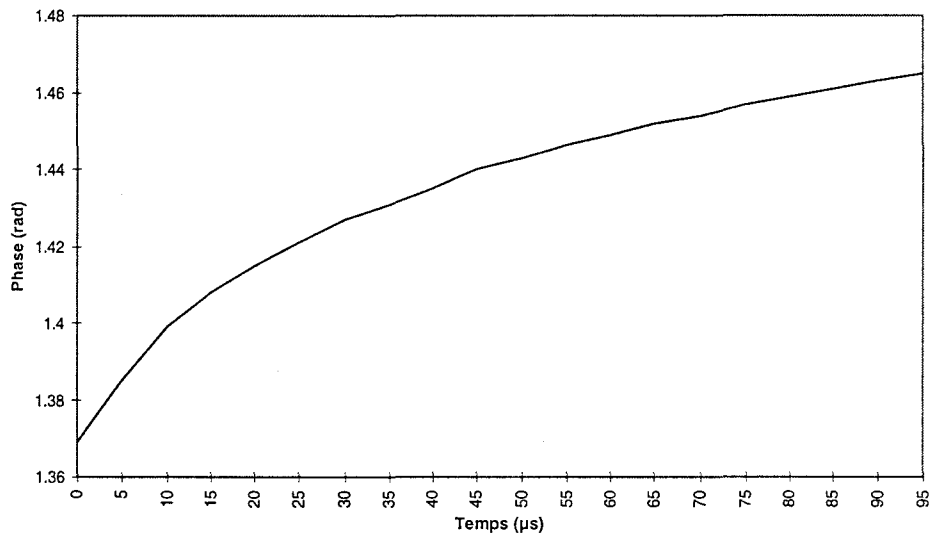
[3.23] : V. BRUCE, proceedings du '20th Intern. Symp. for Testing and Failure Analysis (ISTFA 94), Ohio, 1994.

[3.24] : P. KOLONDNER et J.A. TYSON, Appl. Phys. Letters, vol.42, 1983

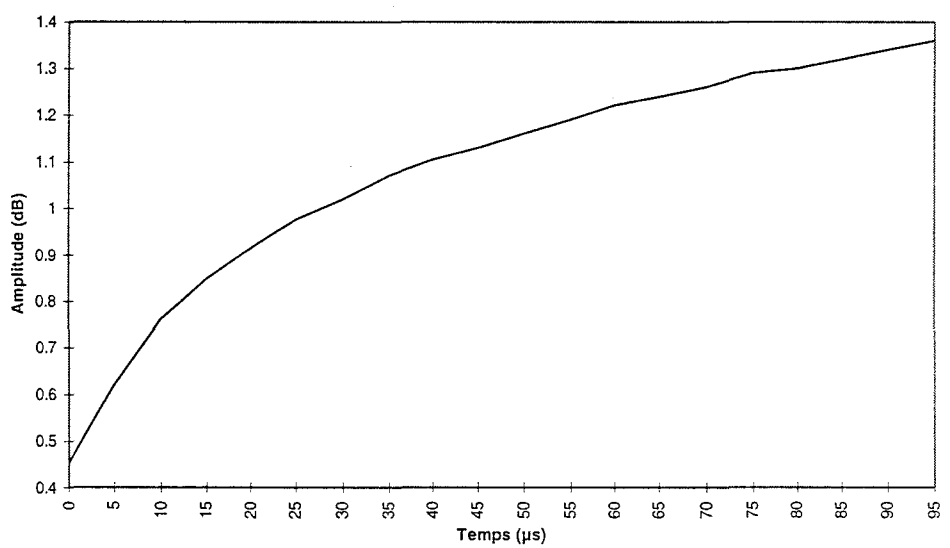
[3.25] : D.L. BARTON, proceedings du '20th Intern. Symp. for Testing and Failure Analysis (ISTFA 94), Ohio, 1994.

ANNEXE 1

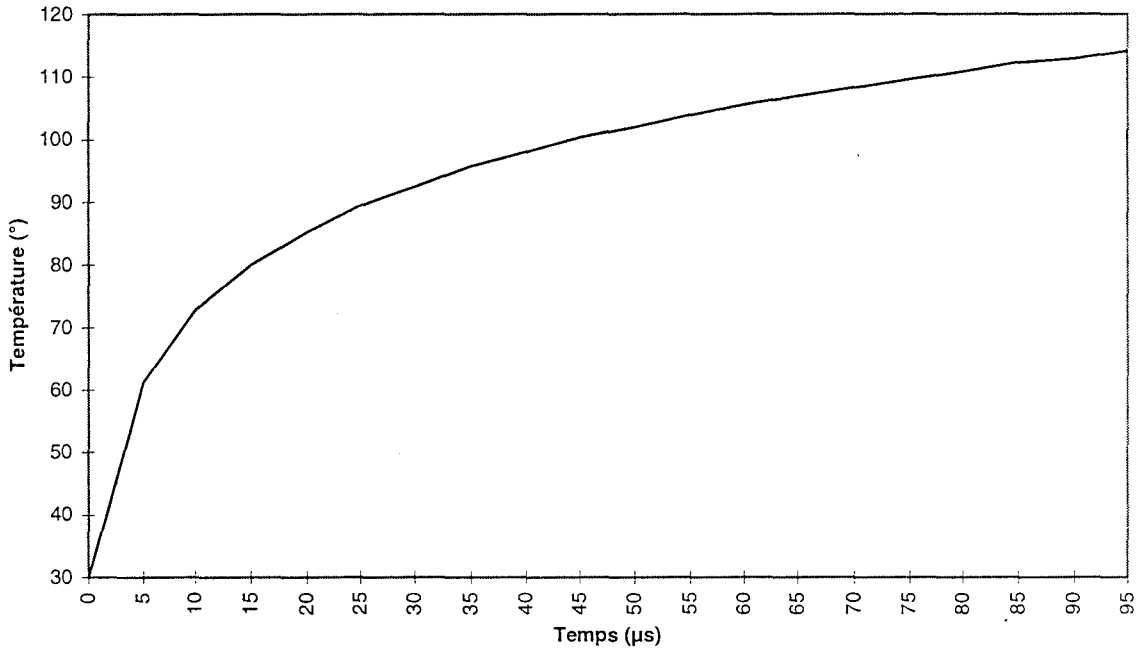
La variation de phase d'un amplificateur de puissance de 10W pour une impulsion de 95µs, un facteur de forme de 10% et une température de semelle de 30° :



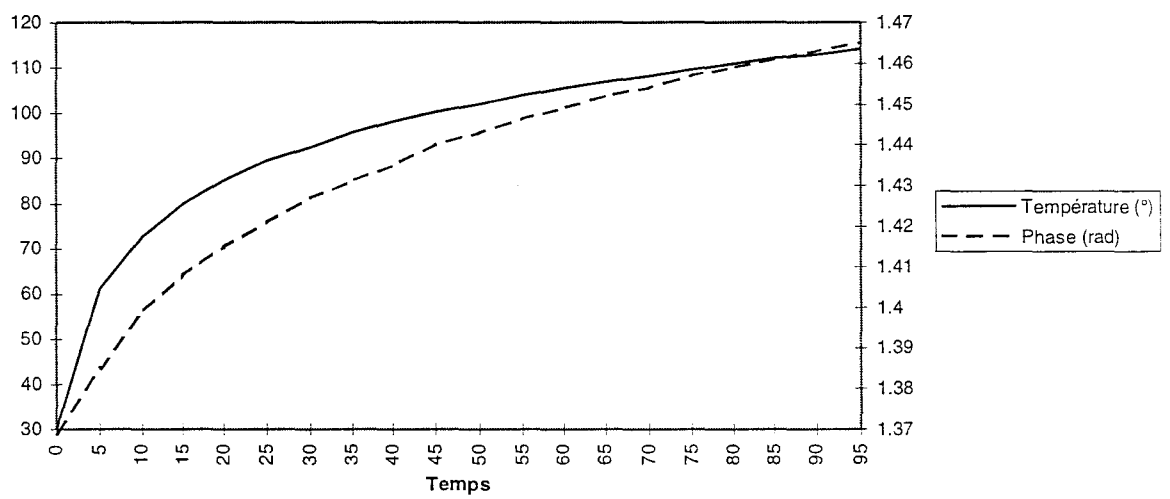
La variation d'amplitude d'un amplificateur de puissance de 10W pour une impulsion de 95µs, un facteur de forme de 10% et une température de semelle de 30° :



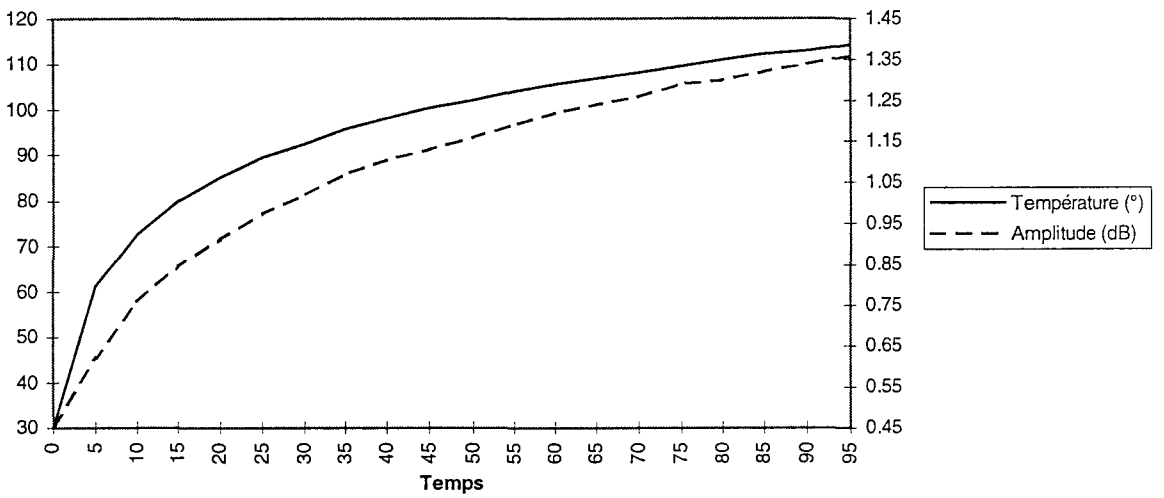
La variation de la température d'un amplificateur de puissance de 10W pour une impulsion de 95µs, un facteur de forme de 10% et une température de semelle de 30° :



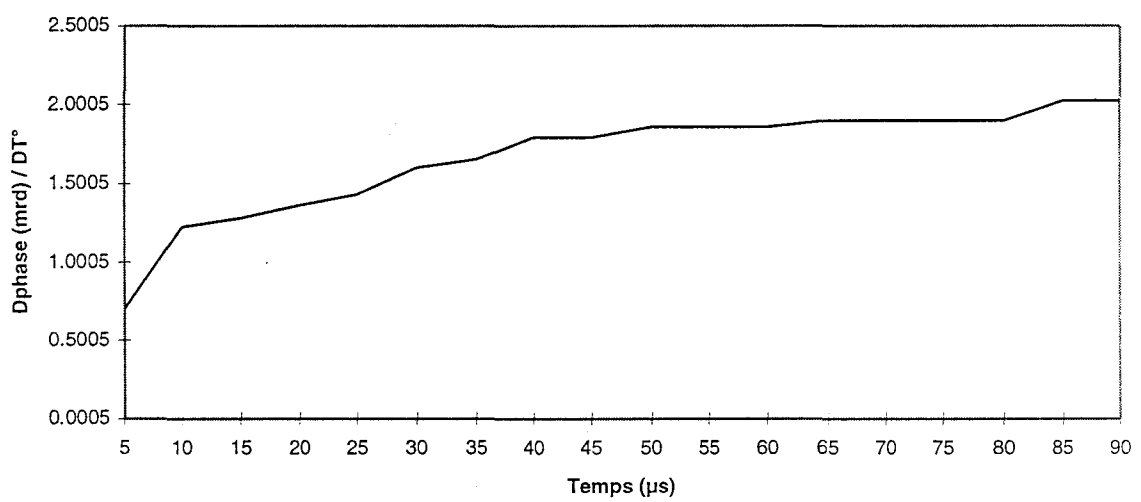
La variation de phase et celle de la température d'un amplificateur de puissance de 10W pour une impulsion de 95µs, un facteur de forme de 10% et une température de semelle de 30° :



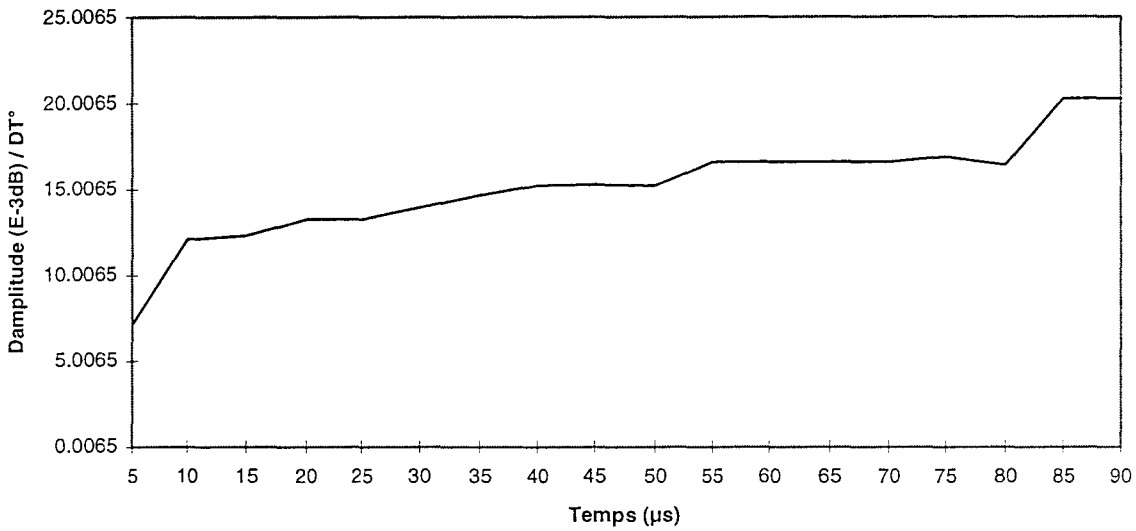
La variation d'amplitude et celle de la température d'un amplificateur de puissance de 10W pour une impulsion de 95µs, un facteur de forme de 10% et une température de semelle de 30° :



Le rapport de la variation de phase en fonction de la variation de température pour plusieurs points d'une impulsion de 95µs et un facteur de forme de 10% :



Le rapport de la variation d'amplitude en fonction de la variation de température pour plusieurs points d'une impulsion de 95µs et un facteur de forme de 10% :



Variation mesurée de la phase et l'amplitude de l'amplificateur de puissance entre impulsions successifs en fonction de la température de semelle pour la rafale 1:

- de la phase, en mrad :

Impulsions	1-2	2-3	3-4	4-5	5-6	6-7	7-8
30°C	0.818	0.321	0.176	0.028	0.011	0.046	0.002
40°C	0.903	0.453	0.142	0.0.09	0.01	0.008	0.005
50°C	0.753	0.404	0.133	0.071	0.081	0.041	0.006
60°C	0.576	0.439	0.074	0.075	0.001	0.049	0.018
70°C	0.504	0.325	0.087	0.079	0.028	0.037	0.046
80°C	0.446	0.262	0.089	0.013	0.046	0.014	0.009

- de l'amplitude en dB :

Impulsions	1-2	2-3	3-4	4-5	5-6	6-7	7-8
30°C	0.999	0.329	0.133	0.074	0.047	0.03	0.01
40°C	1.01	0.331	0.14	0.091	0.027	0.058	0.011
50°C	1.096	0.36	0.148	0.091	0.048	0.002	0.06
60°C	1.131	0.38	0.148	0.097	0.037	0.044	0.018
70°C	1.22	0.35	0.21	0.09	0.049	0.09	0.017
80°C	1.24	0.448	0.198	0.07	0.017	0.078	0.036

Variation mesurée de la phase et l'amplitude de l'amplificateur de puissance entre impulsions successifs en fonction de la température de semelle pour la rafale 2 :

- de la phase, en mrad :

Impulsions	1-2	2-3	3-4	4-5	5-6	6-7	7-8
30°C	0.368	0.001	0.01	0.0037	0.002	0.075	0.024
40°C	0.448	0.014	0.027	0.008	0.058	0.05	0.043
50°C	0.415	0.008	0.03	0.002	0.032	0.066	0.01
60°C	0.312	0.047	0.006	0.006	0.004	0.055	0.038
70°C	0.238	0.071	0.088	0.033	0.005	0.075	0.08
80°C	0.249	0.039	0.026	0.036	0.01	0.041	0.02

- de l'amplitude, en dB :

Impulsions	1-2	2-3	3-4	4-5	5-6	6-7	7-8
30°C	0.392	0.072	0.021	0.01	0.024	0.018	0.025
40°C	0.387	0.09	0.001	0.029	0.005	0.004	0.021
50°C	0.417	0.092	0.01	0.005	0.028	0.026	0.013
60°C	0.43	0.098	0.009	0.001	0.018	0.039	0.019
70°C	0.41	0.133	0.005	0.004	0.006	0.002	0.012
80°C	0.467	0.09	0.03	0.001	0.02	0.008	0.015

ANNEXE 2

Les tableaux suivants présentent les résultats de stabilité d'impulsion à impulsion de phase, d'amplitude et totale, la puissance de sortie et le courant Ic en fonction du GROUPE de déphasage :

- La stabilité d'impulsion à impulsion de phase en dB :

TOS	1.26	1.6	1.8	2
GROUPE I	57	57.4	57.9	**58.5**
GROUPE II	**56.1**	55.8	55.5	55.6
GROUPE III	57.1	57.2	57.2	**57.7**
GROUPE IV	57.5	58.6	58.6	**59.4**

- La stabilité d'impulsion à impulsion d'amplitude en dB :

TOS	1.26	1.6	1.8	2
GROUPE I	**62.9**	60.9	60.8	61
GROUPE II	63.1	63.5	63.9	**64.3**
GROUPE III	62.9	**63**	62.8	62.8
GROUPE IV	**62.7**	60.5	60	59.7

- La stabilité d'impulsion à impulsion totale en dB :

TOS	1.26	1.6	1.8	2
GROUPE I	56	55.8	56.1	**56.6**
GROUPE II	**55.3**	55.1	54.9	55.1
GROUPE III	56.1	56.2	56.1	**56.5**
GROUPE IV	56.4	56.4	56.2	**56.5**

- La puissance de sortie en Watts :

TOS	1.26	1.6	1.8	2
GROUPE I	43.7	**46.1**	45.8	45
GROUPE II	**44.2**	43	42.3	42.1
GROUPE III	**43.2**	40.3	38.8	37.7
GROUPE IV	45	**45.1**	44.8	44

- Le courant Ic de l'amplificateur de puissance en A :

TOS	1.26	1.6	1.8	2
GROUPE I	**3.95**	3.87	3.82	3.79
GROUPE II	**3.99**	3.9	3.87	3.88
GROUPE III	**4**	3.98	**4**	3.99
GROUPE IV	4.02	**4.03**	4	4.02

CHAPITRE IV : ETUDE DE L'EFFET DE LA RECOMBINAISON DE PLUSIEURS SIGNAUX SUR LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION

CHAPITRE IV : ETUDE DE L'EFFET DE LA RECOMBINAISON DE PLUSIEURS SIGNAUX SUR LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION

1 INTRODUCTION

Au cours de l'étude de stabilité d'impulsion à impulsion d'une baie émission état solide, par exemple celle du STAR2000 présentée au chapitre 1, différents constats ont été faits. Un des plus importants concerne l'influence de la configuration de la chaîne d'amplification sur la stabilité d'impulsion à impulsion. En effet, deux types de chaînes d'amplification sont utilisés. La première chaîne comporte plusieurs amplificateurs de puissance en série : elle est utilisée pour le module de pré-amplification, nommé MES110. La deuxième chaîne d'amplification comporte elle plusieurs amplificateurs de puissance mis en parallèle : ce montage est utilisé pour le module amplificateur, appelé MES1400. Pour ce dernier, huit amplificateurs de puissance sont recombinés pour donner une puissance de sortie de 1400W. Concernant la stabilité d'impulsion à impulsion, au niveau du premier type de module, de nombreux problèmes ont été rencontrés. Par contre, pour la chaîne d'amplification constituée d'éléments en parallèle, le comportement a été beaucoup plus favorable.

Suite à ce constat, nous pouvons nous interroger sur l'effet bénéfique de la recombinaison de signaux sur le stabilité d'impulsion à impulsion. Est-ce plus intéressant d'utiliser des chaînes d'amplification avec les composants de puissance en parallèle ou en série ? L'objet principal de ce quatrième chapitre est de répondre à cette interrogation.

2 ETUDE PRELIMINAIRE DE L'INFLUENCE DE LA RECOMBINAISON SUR LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION

2.1 INTRODUCTION

Dans la littérature scientifique ([4.1] à [4.3]), il est indiqué que la recombinaison de plusieurs signaux, issus d'amplificateurs de puissance ou de chaîne d'amplification, entraîne une amélioration de la stabilité d'impulsion à impulsion de l'ensemble. Cette amélioration a même été évaluée : pour un ensemble de N éléments de puissance supposés identiques, l'amélioration serait égale en dB à :

$$10.\log N \qquad (4.1)$$

Mais, cette formule n'a jamais été démontrée ni de façon théorique, ni de façon expérimentale. D'autre part, les publications traitant ce sujet ne sont pas très nombreuses ([4.4] à [4.6])

Par conséquent, nous avons cherché à étudier dans un premier temps l'évolution de la stabilité d'impulsion à impulsion liée à la recombinaison de signaux issus de modules et à confirmer cette amélioration. Dans un deuxième temps, les travaux se sont orientés sur une quantification de cette amélioration. Pour cette étude, de nombreuses mesures ont été réalisées.

2.2 EXPERIMENTATION DE LA RECOMBINAISON ENTRE MODULES ETAT SOLIDE

2.2.1 Les conditions de mesures

Les différentes conditions de mesures pour cette étude expérimentale de la recombinaison de modules amplificateurs état solide sont les suivantes :

- Le moyen de mesure est le banc de stabilité décrit précédemment. Ses performances sont détaillées dans l'annexe 1 du chapitre 2.

- La mesure est réalisée pour des modules état solide de 1300W de puissance de sortie, référencés MES110.

- Les fréquences de mesure évoluent de 2.7GHz à 3.0GHz par pas de 100MHz.

- Le séquencement utilisé est à PRF variable et comporte deux types de rafales successives. Une première rafale est constituée d'une impulsion de 170µs (facteur de forme de 10%) suivie de dix-huit impulsions de 35µs avec un facteur de forme de 9% pour les huit premières impulsions et de

10 % pour les suivantes. La deuxième rafale est similaire mais les impulsions de 35µs sont remplacées par des impulsions de 15µs. La mesure de stabilité s'effectue sur les huit impulsions de 35µs avec un facteur de forme de 9% : de la N°1 à la N°8. Ce séquencement a été choisi car il est utilisé pour qualifier en stabilité le module pris en compte pour l'étude.

- Le résultat de stabilité totale (phase plus amplitude) est obtenu à l'aide de la méthode de l'analyse spectrale avec une pondération de TCHEBYCHEFF -100dB, présentée au cours du chapitre 2. Rappelons que pour une rafale comprenant huit impulsions, une amélioration du résultat de stabilité de l'ordre de 4dB est obtenu par rapport à un résultat issu d'une méthode temporelle (écart-type ou moyenne quadratique).

2.2.2 Les résultats de mesures

Deux séries de mesures ont été réalisées. Dans un premier temps, deux modules recombinés ont été évalués en stabilité. Dans un deuxième temps, la stabilité d'impulsion à impulsion a été mesurée pour quatre modules recombinés :

2.2.2.1 Stabilité de deux modules recombinés

Dans un premier temps, la stabilité propre des modules pris séparément a été mesurée : il s'agit des modules numérotés 63, 69, 70 et 98. Puis, dans un deuxième temps la stabilité de deux modules recombinés a été mesurée. Nous avons considéré l'ensemble des modules 69 et 70, puis 98 et 63 et enfin 69 et 63.

Afin d'analyser les nombreux résultats obtenus, seul l'exemple de la recombinaison des modules 63 et 69 est présenté. En effet, ces résultats sont bien représentatifs des différentes mesures et ils sont résumés dans le tableau IV-1 :

Fréquence (GHz)	Module N°63	Module N°69	Modules recombinés -prédiction*	Modules recombinés - mesure	Différence prédiction / mesure
2.7	65.0dB	67.0dB	65.9dB	67.2dB	1.3dB
2.8	66.6dB	66.9dB	66.7dB	68.1dB	1.4dB
2.9	66.3dB	66.2dB	66.2dB	68.6dB	2.4dB
3.0	64.7dB	68.6dB	66.2dB	67.6dB	1.4dB

Tableau IV-1 : Résultats concernant les mesures de stabilité de modules N°63 et N°69 recombinés

* Nous avons introduit dans notre tableau une évaluation, appelée "prédiction", de la stabilité globale après recombinaison, à partir des valeurs des stabilités des deux modules. La "prédiction" est définie à l'aide de l'équation suivante :

$$S_{TOTALE} = 10 \log \left(\frac{10^{\left[\frac{-S_{Module\ 63}}{10}\right]} + 10^{\left[\frac{-S_{Module\ 69}}{10}\right]}}{2} \right) \qquad (4.2)$$

Cette formule est basée sur les hypothèses suivantes :

- Les phénomènes d'instabilité sont de nature aléatoire.

- Aucune corrélation entre les instabilités des deux éléments n'existe.

En analysant les résultats, nous constatons que la stabilité d'impulsion à impulsion mesurée après recombinaison est en général meilleure que celle des deux modules pris individuellement ou évaluée en utilisant la formule précédente (4.2). La différence par rapport au plus mauvais résultat obtenu pour un module seul est de 2 à 3dB. Par rapport à la "prédiction", la différence est de 1 à 2dB. Il est à signaler que l'utilisation de la formule générale (4.1) conduirait à une amélioration de 3dB (10.log2) pour deux modules identiques.

Par la suite, une analyse spectrale des mesures de phase et d'amplitude de chaque module seul et de deux modules recombinés obtenus en sortie du banc de mesure a été effectuée. Pour réaliser cette analyse spectrale, une rafale à PRF fixe est utilisée. Elle comprend une succession d'impulsions de 95µs avec un facteur de forme de 9.5%. L'analyse spectrale est réalisée à partir de 1024 points d'échantillons représentant les mesures de l'amplitude et de la phase en milieu des impulsions successives. Les figures IV-1, IV-2 et IV-3 présentent les spectres de bruit de phase respectivement du module N°63, du module N°69 et des deux modules précédents recombinés.

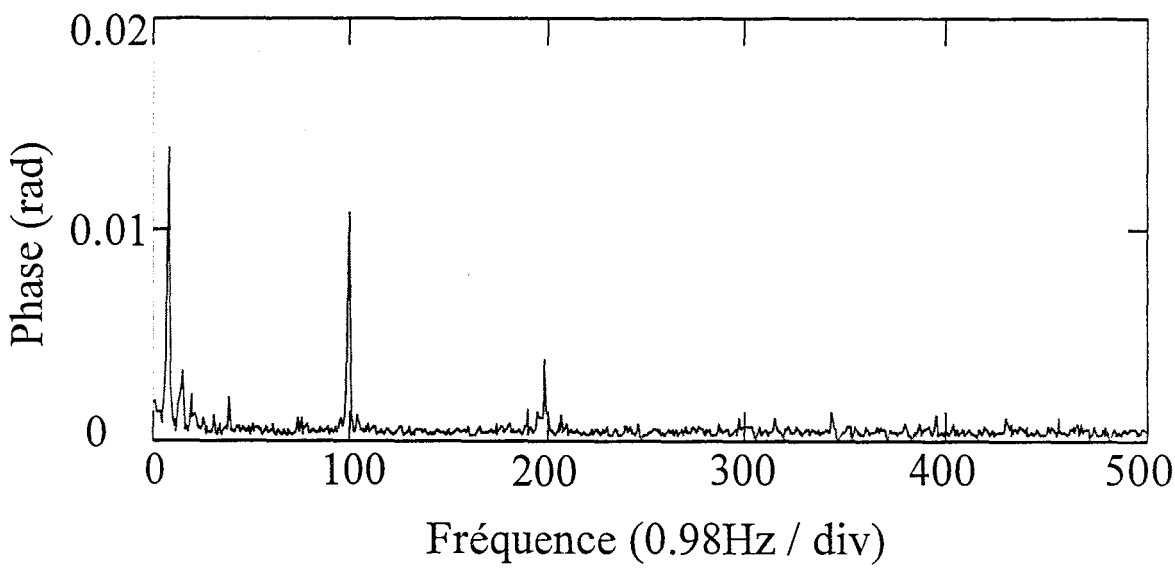


Figure IV-1 : Spectre de bruit de phase du module N°63

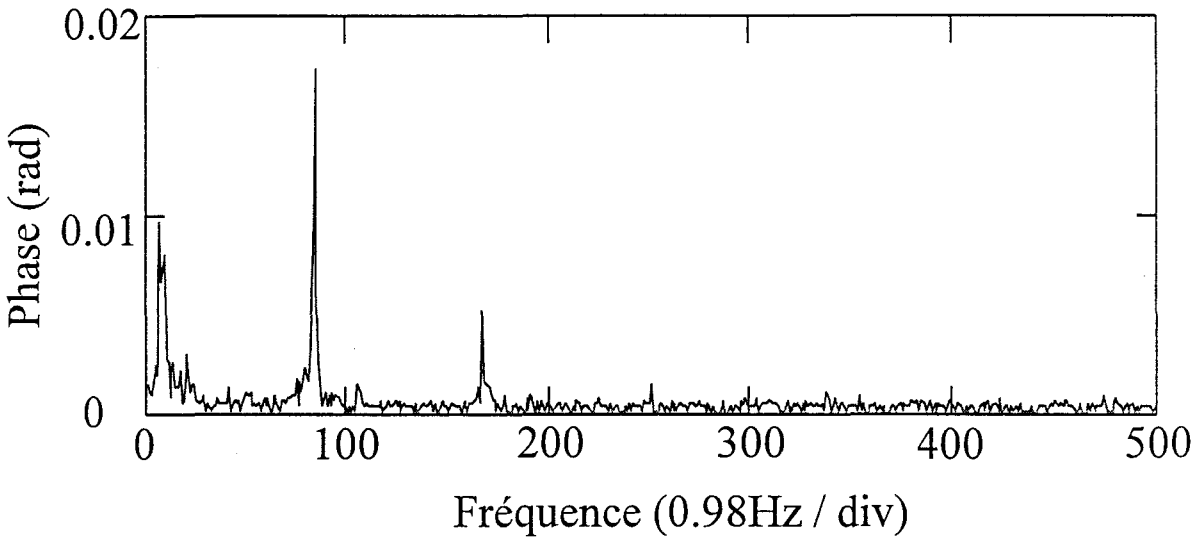


Figure IV-2 : Spectre de bruit de phase du module N°69

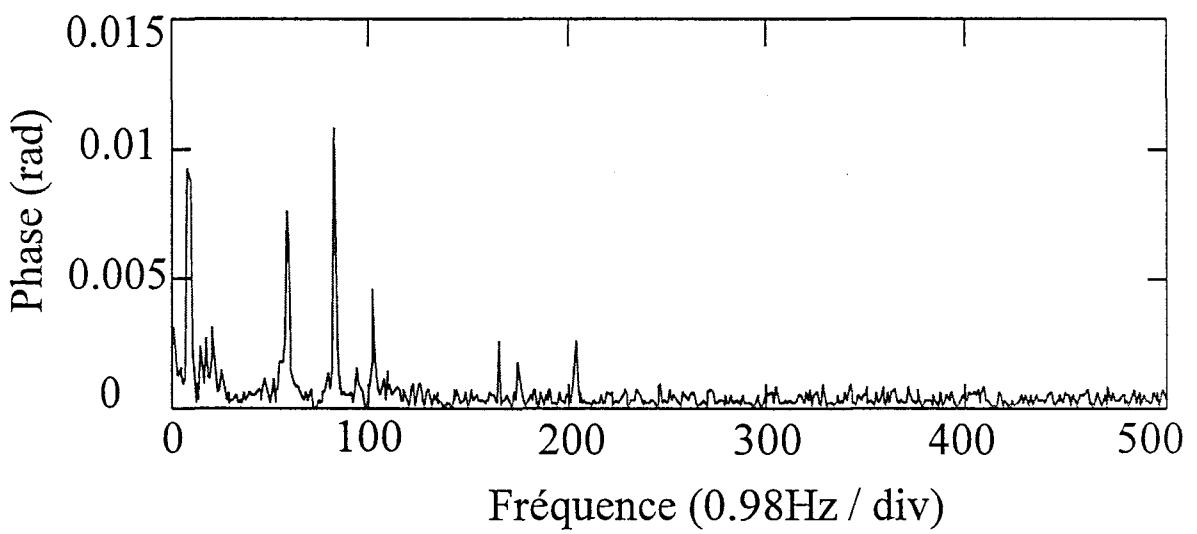


Figure IV-3 : Spectre de bruit de phase des modules N°63 et N°69 recombinés

En analysant les différents résultats, nous constatons l'existence de raies parasite pour les deux modules. Ces raies sont différentes pour chaque module. Elles sont dues à des phénomènes d'instabilité transitoires, intrinsèques au module, principalement issues de l'alimentation électrique du module. Après recombinaison, il semble qu'en régle générale, la présence de ces raies parasites perdure, mais que leur amplitude s'atténue par rapport à celle du signal. Il est clair que ces instabilités n'ont pas le caractère aléatoire pré-cité et que des phénomènes de nature plus déterministe ou de compensation interviennent, sur lesquels la recombinaison semblent avoir une influence bénéfique. Nous pouvons conclure que la stabilité d'impulsion à impulsion des deux modules recombinés est meilleure que celle de chacun des éléments, mais que les mécanismes semblent complexes.

2.2.2.2 Stabilité de quatre modules recombinés

Après avoir réalisé des séries de mesures concernant la recombinaison de deux modules, le même travail a été effectué pour quatre modules. La même méthodologie en deux étapes a été utilisée pour les modules numérotés 39, 69, 70 et 98. Les différent résultats sont résumés à l'aide du tableau suivant :

F (GHz)	Mod. N°39	Mod. N°69	Mod. N°70	Mod N°98	Modules recomb. - prédiction	Modules recomb. - mesure	Δ prédiction / mesure
2.7	67.7dB	67.0dB	67.0dB	65.4dB	66.7dB	67.9dB	1.3dB
2.8	67.1dB	67.7dB	68.3dB	69.0dB	68.0dB	69.3dB	1.3dB
2.9	60.5dB	68.1dB	66.4dB	67.1dB	64.3dB	67.6dB	3.3dB
3.0	66.7dB	68.3dB	62.9dB	67.0dB	65.7dB	65.9dB	0.2dB

Tableau IV-2 : Mesures de stabilité de quatre modules recombinés

La prédiction de la stabilité de quatre modules après recombinaison est obtenue en utilisant une équation similaire à la précédentes (mêmes hypothèses) :

$$S_{TOTALE} = 10 \log \left(\frac{10^{\left[\frac{-S_{Module\,39}}{10}\right]} + 10^{\left[\frac{-S_{Module\,69}}{10}\right]} + 10^{\left[\frac{-S_{Module\,70}}{10}\right]} + 10^{\left[\frac{-S_{Module\,98}}{10}\right]}}{4} \right) \qquad (4.3)$$

En analysant les résultats, nous constatons, en régle générale, une amélioration sensible de la stabilité après recombinaison. Mais, cette amélioration ne suit absolument pas la loi donnée par la formule (4.1) qui prévoyait une valeur de 6dB (10.log4) pour des modules identiques.

Toutefois, tous ces résultats doivent être pris avec quelques précautions. En particulier, le module 39 a un comportement assez curieux en terme de stabilité d'impulsion à impulsion : rappelons que ces modules comportent huit amplificateurs de puissance en parallèle et il est possible que l'un d'entre eux ait été détérioré, ce qui explique les résultats à 2.9GHz. D'autre part, les résultats de stabilité des quatre modules recombinés sont très proches de la limite du banc de mesure de stabilité utilisé (environ 70dB).

Comme précédemment, une étude par analyse spectrale a été effectuée. Les mêmes constatations que pour la recombinaison des signaux de deux modules ont été faites.

2.3 CONCLUSION DE L'EXPERIMENTATION

En conclusion, ces différents mesures de stabilité d'impulsion à impulsion pour deux ou quatre modules recombinés nous prouvent l'existence d'un gain de recombinaison en ce qui concerne la stabilité totale, de phase et d'amplitude. Les résultats ne nous permettent cependant pas d'établir des formulations simples concernant ce gain de recombinaison. Par contre, l'analyse spectrale nous donne des premières explications à ce phénomène de gain par recombinaison. Une étude plus approfondies a du être réalisée.

3 ETUDE DE L'INFLUENCE DE LA RECOMBINAISON ENTRE AMPLIFICATEURS SUR LA STABILITE D'IMPULSION A IMPULSION

3.1 INTRODUCTION

Suite aux premières constatations, une analyse plus précise de l'influence de la recombinaison sur la stabilité d'impulsion à impulsion s'est avérée nécessaire. Dans ce but, nous proposons d'utiliser des amplificateurs isolés.

Dans un premier temps, l'étude est réalisée à l'aide de deux amplificateurs 2W en classe A. Dans un deuxième temps, un travail similaire est effectué pour des amplificateurs de puissance 10W fonctionnant en classe C. Notons que les puissances de sortie sont nettement moins élevées que celles présentées dans le paragraphe précédent.

3.2 ETUDE DE LA RECOMBINAISON DE DEUX AMPLIFICATEURS 2W

Pour cette étude, la méthode retenue est le couplage de deux amplificateurs sous forme équilibrée à l'aide de coupleurs Wilkinson 3dB. Cet étage équilibré est décrit figure IV-4 :

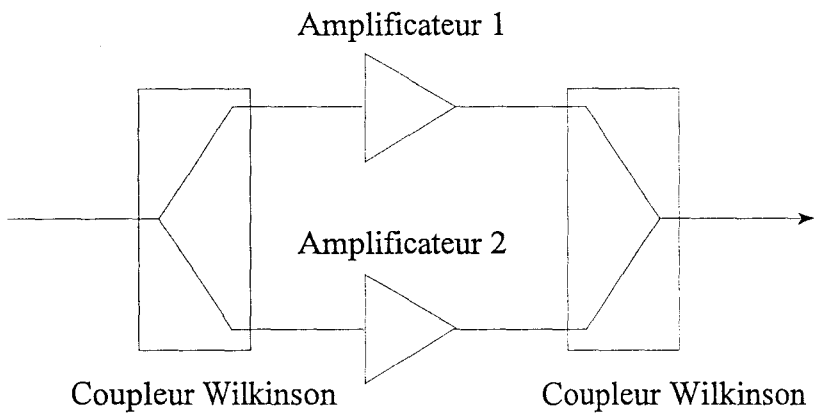


Figure IV-4 : Montage de deux amplificateurs 2W mis en parallèle

Les amplificateurs combinés délivrent une puissance de 2 Watts en classe A (NUCLETUDE M 31.32.18) et comportent deux transistors AsGa (FUJITSU FLL171ME et FLL55MK) en cascade, un isolateur en sortie et un boîtier hermétique.

Les déphasages apportés par les deux amplificateurs différent de 20° : par exemple, à 2.7GHz, la phase du coefficient de transmission (S21) de l'amplificateur N°2 est de -147,81°, alors que celle du N°1 est de -135,27°. Il est à préciser enfin que les autres éléments du montage (coupleurs et câbles de connexion) sont symétriques.

3.2.1 Les conditions de mesures

Les différentes conditions de mesures de recombinaison de deux amplificateurs 2W sont pratiquement identiques aux précédentes :

- Le banc de mesures de stabilité est toujours employé.

- La rafale utilisée est une rafale à PRF variable. Elle comporte une impulsion de 170µs suivie de dix-huit impulsions de 35µs avec un facteur de forme de 10 % (Tr = 350µs). La mesure de stabilité s'effectue sur huit impulsions de 35µs; de la N°3 à la N°10.

- Fréquence de mesure : principalement 2.8GHz. Au cours des études précédentes, nous avons constaté que les phénomènes d'instabilité d'impulsion à impulsion sont peu dépendants des fréquences utilisables au niveau du banc de mesure (2.7GHz à 3.1GHz). Donc, pour étudier les phénomènes de stabilité, l'utilisation d'une seule fréquence peut donc sembler suffisante. Cependant, pour une confirmation des résultats, une série de mesures à des fréquences entre 2.7 et 3.1GHz par pas de 100MHz a été entreprise.

- La stabilité est calculée à l'aide de la méthode de la moyenne quadratique, présentée au cours du chapitre 2. Les formules sont les suivantes :

  - Stabilité de phase (en dB) :

$$S_{\varphi} = -10 \log \frac{1}{N-1} \sum_{j-1}^{N-1} (\varphi_{j+1} - \varphi_j)^2 \quad avec \quad \varphi = Arctg \frac{Q}{I} \qquad (4.4)$$

  - Stabilité d'amplitude (en dB) :

$$S_A = -10 \log \left[\frac{\frac{1}{N-1} \sum_{j-1}^{N-1} (A_{j+1} - A_j)^2}{\left(\frac{1}{N} \sum A_j \right)^2} \right] \quad avec : A_j = \sqrt{I_j^2 + Q_j^2} \qquad (4.5)$$

Le résultat est moyenné sur soixante rafales. Ce nombre de rafales permet d'obtenir un résultat convergent et reproductible. L'imprécision obtenue est en général de l'ordre de 0.1dB.

- Les amplificateurs de puissance, les mesures sont réalisées à 4dB au-dessus du point de compression. D'autre part, les amplificateurs ont des alimentations électriques séparées.

- Réalisations des mesures en deux étapes : Dans un premier temps, les amplificateurs de puissance sont mesurés séparément en stabilité d'impulsion à impulsion (phase et amplitude). Pour être dans les mêmes conditions que lorsque les deux amplificateurs sont recombinés, leurs niveaux d'entrée sont inférieurs de 3dB au niveau appliqué sur l'ensemble : nous tenons compte des pertes du coupleur utilisé comme diviseur dans le montage équilibré. Dans un deuxième temps, la stabilité est mesurée lorsque les deux amplificateurs sont recombinés. D'autre part, un déphaseur est placé devant l'un des deux amplificateurs conformément au schéma de la figure IV-5 :

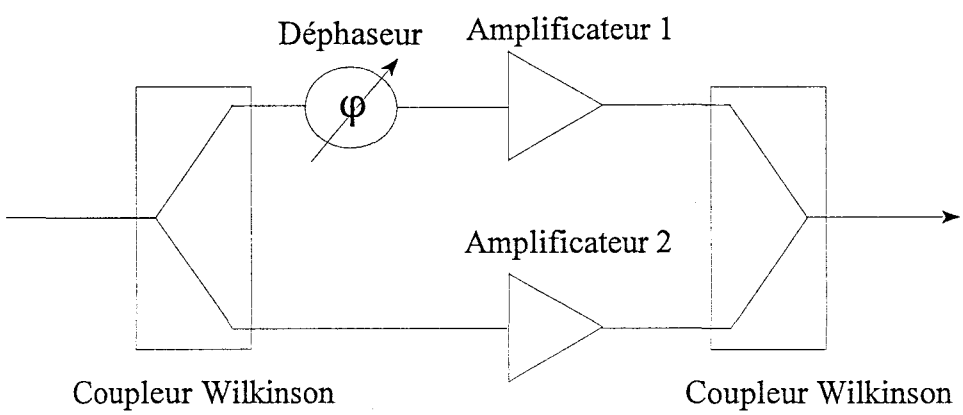


Figure IV-5 : Montage de deux amplificateurs 2W mis en parallèle avec déphasage à l'entrée de l'amplificateur N°1

La stabilité est mesurée pour un déphasage évoluant entre 0° et 360° par pas de 10°.

3.2.2 Les résultats de mesures

Dans un premier temps, la stabilité d'impulsion à impulsion est évaluée pour les amplificateurs 1 et 2 à 2.8GHz. Les résultats sont donnés tableau IV-3 :

Stabilité :	Phase (dB)	Amplitude (dB)
Amplificateur N°1	63.1	66.4
Amplificateur N°2	61.4	68.5

Tableau IV-3 : Mesure de stabilité des deux amplificateurs 2W

La précision des résultats obtenue est toujours de 0.1dB. Notons que ces résultats sont intéressants et exploitables car leurs valeurs restent supérieures à la limite du banc qui est environ de 70dB.

Par la suite, la stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion est mesurée avec les deux amplificateurs de puissance recombinés et avec un déphaseur placé devant l'amplificateur N°1. Le déphasage réalisé varie de 0° à 360°.

L'ensemble des résultats est présenté sous forme de tableau en annexe 1 et résumé par les figures IV-6 à IV-8 :

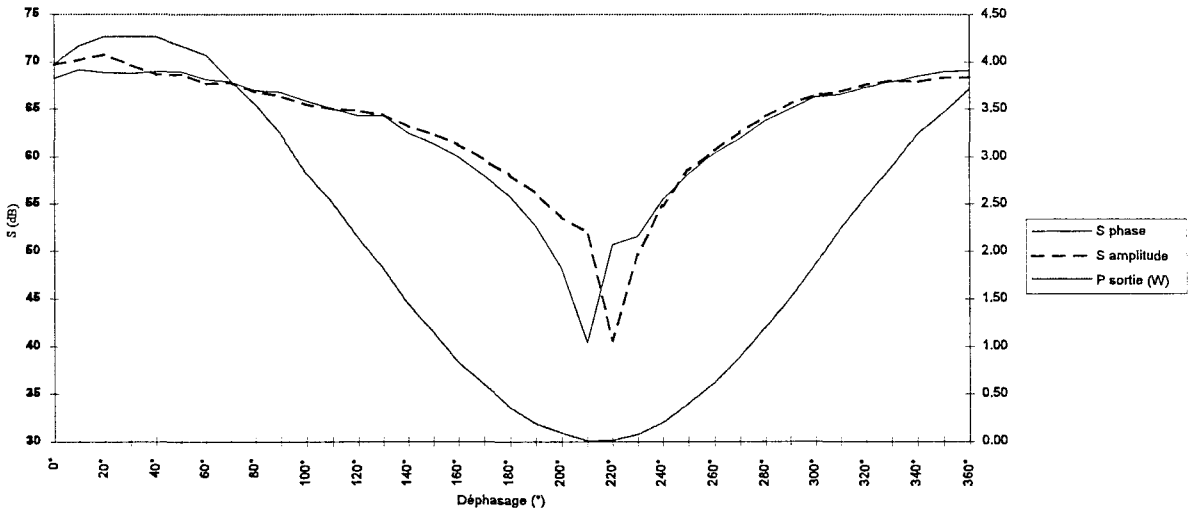


Figure IV-6 : Evolutions de la stabilité de phase, d'amplitude et de la puissance de sortie de deux amplificateurs recombinés en fonction du déphasage en entrée de l'amplificateur N°1

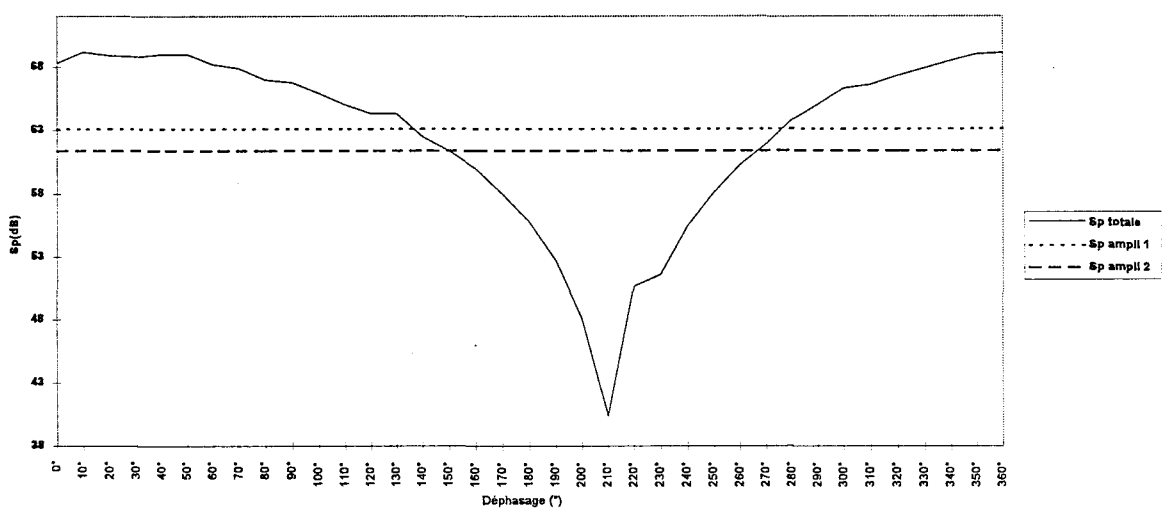


Figure IV-7 : Evolutions de la stabilité de phase de deux amplificateurs recombinés en fonction du déphasage d'entrée de l'amplificateur N°1, ainsi que la stabilité de phase des deux amplificateurs seuls

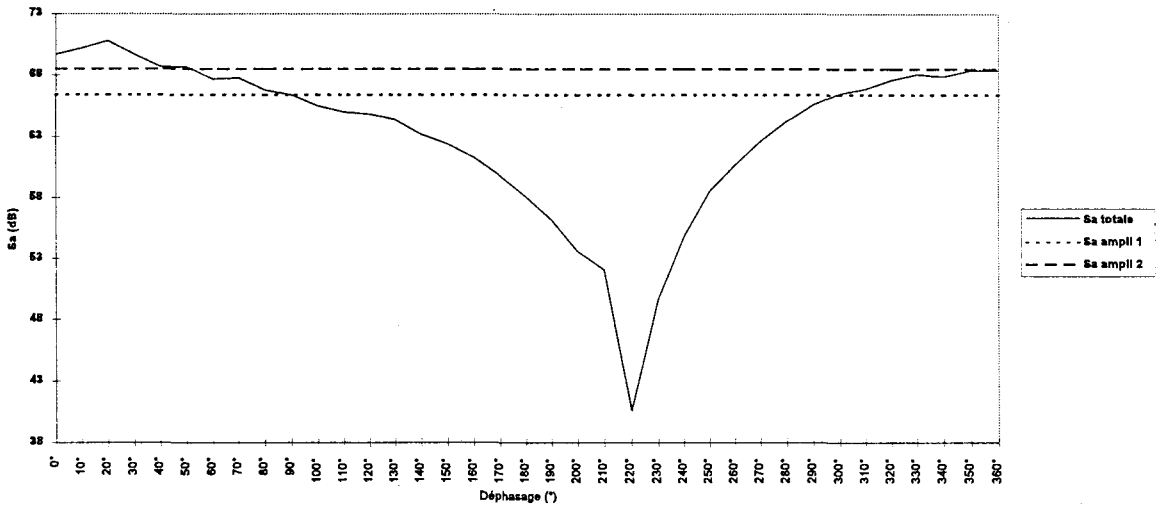


Figure IV-8 : Evolutions de la stabilité d'amplitude de deux amplificateurs recombinés en fonction du déphasage d'entrée de l'amplificateur N°1, ainsi que la stabilité d'amplitude des deux amplificateurs seuls

En analysant les résultats, de nombreuses remarques peuvent être faites :

- Les meilleurs résultats de stabilité de phase et d'amplitude et de puissance de sortie sont obtenus quand les deux amplificateurs sont en phase (compte tenu du déphasage initial).

- Nous constatons un gain de recombinaison important, surtout pour la stabilité de phase : En effet, la stabilité de phase de l'amplificateur N°1 est de **63.1dB** et celle de l'amplificateur N°2 de **61.4dB**. En recombinant les deux amplificateurs et en les phasant de 10°, une stabilité de **69.2dB** est obtenue, soit un gain **7.8dB** par rapport au plus mauvais résultat de stabilité (amplificateur N°1) et de 6.1dB par rapport au meilleur résultat (amplificateur N°2).

Concernant la stabilité d'amplitude, elle est de **66.4dB** pour l'amplificateur N°1, de **68.5dB** pour l'amplificateur N°2 et de **70.8dB** en recombinaison dans le cas optimum. Le gain en recombinaison est donc plus réduit que pour la stabilité de phase mais reste conséquent. Nous remarquons cependant que la stabilité d'amplitude de l'amplificateur N°2 est proche de la limite du banc de mesure (environ 70dB).

Ces mesures confirment bien l'existence d'un gain de recombinaison sur la stabilité d'impulsion à impulsion, principalement sur la stabilité de phase, ce qui peut s'expliquer par le fait que les amplificateurs sont fortement compressés.

- Il existe un lien entre l'évolution de la stabilité de phase et d'amplitude et la puissance de sortie. La stabilité de phase et d'amplitude présente les valeurs les plus élevées lorsque la puissance de sortie est maximale. Par contre, elle se détériore lorsque la puissance de sortie diminue.

- Notons que tant pour la stabilité de phase que d'amplitude, un déphasage de plus ou moins 20° autour de la phase optimal, ne se traduit que par une dégradation de 1dB pour la stabilité de phase et d'environ 2dB pour celle d'amplitude. Ce résultat est important car il montre que le déphasage optimal ne présente pas une valeur critique.

Suite à cette analyse, les mêmes mesures ont été réalisées plusieurs fois pour en vérifier leur reproductibilité. De plus, pour confirmer le gain de recombinaison obtenu, qui est très important, la même étude a été réalisée pour cinq fréquences différentes; de 2.7GHz à 3.1GHz par pas de 100MHz. Seuls les résultats de stabilité d'impulsion à impulsion de phase et d'amplitude à puissance de sortie maximale (les deux amplificateurs en phase) ont été quantifiés. Les résultats sont résumés dans les tableaux IV-4 à IV-8 :

- Amplificateur de puissance N°1 seul :

Fréquence	S. phase (dB)	S. amplitude (dB)	P. de sortie (W)
2.7GHz	63.5	62.8	2.1
2.8GHz	63.1	66.4	2.4
2.9GHz	65.8	68.1	2.8
3.0GHz	66.2	61.6	2.6
3.1GHz	67.4	71	2.9

Tableau IV-4 : Résultats de mesure de stabilité de l'amplificateur N°1

- Amplificateur de puissance N°2 seul :

Fréquence	S. phase (dB)	S. amplitude (dB)	P. de sortie (W)
2.7GHz	61.8	69	2.4
2.8GHz	61.4	68.5	2.8
2.9GHz	61.7	66.2	2.7
3.0GHz	59.5	64.5	2.3
3.1GHz	63.3	64.6	2.6

Tableau IV-5 : Résultats de mesure de stabilité de l'amplificateur N°2

Nous utilisons la même formule que précédemment (4.2) pour obtenir une valeur prédite de stabilité pour les amplificateurs recombinés (avec les mêmes hypothèses) :

$$S_{TOTALE} = 10 \log \left(\frac{10^{\left[\frac{-S_{AMPLI1}}{10}\right]} + 10^{\left[\frac{-S_{AMPLI2}}{10}\right]}}{2} \right) \qquad (4.6)$$

Les résultats de calculs sont résumés à l'aide du tableau suivant :

Fréquence	S. phase (dB)	S. amplitude (dB)
2.7GHz	62.6	64.9
2.8GHz	62.2	67.3
2.9GHz	63.3	67
3.0GHz	61.7	62.8
3.1GHz	64.9	66.7

Tableau IV-6 : Prédiction de la stabilité des deux amplificateurs recombinés à partir des résultats de mesure effectués pour les amplificateurs seuls

Avec les amplificateurs de puissance N°1 et N°2 recombinés et un déphasage optimal en entrée de l' amplificateur N°1 pour obtenir une puissance de sortie maximale, la stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion ainsi que la puissance de sortie mesurée à l'aide du banc de mesures sont les suivantes :

Fréquence	S. phase (dB)	S. amplitude (dB)	P. de sortie (W)
2.7GHz	67.1	66.3	3.7
2.8GHz	69.2	70.8	4.3
2.9GHz	68.1	69	4.3
3.0GHz	69	64	3.9
3.1GHz	69.3	69.9	3.9

Tableau IV-7 : Mesures de stabilité des deux amplificateurs recombinés

Le tableau IV-8 présente une comparaison des résultats prédits et mesurés concernant la stabilité de phase et d'amplitude :

Le gain maximum de recombinaison est la différence entre la stabilité mesurée après recombinaison et la stabilité de l'amplificateur le moins performant à ce niveau.

Fréquence	Sp mesurée - Sp calculée	Amélioration maximum Sp	Sa mesurée - Sa calculée	Amélioration maximum Sa
2.7GHz	4.5dB	5.3dB	1.4dB	3.5dB
2.8GHz	7.0dB	7.8dB	3.5dB	4.4dB
2.9GHz	4.8dB	6.3dB	2dB	2.8dB
3.0GHz	7.3dB	9.5dB	1.2dB	2.4dB
3.1GHz	4.4dB	6dB	3.2dB	5.3dB

Tableau IV-8 : Différences entre les valeurs de stabilité avec recombinaison (calculés et mesurées) et l'amélioration maximum

Les différents mesures montrent que l'effet de recombinaison est bénéfique pour la stabilité d'impulsion à impulsion tant de phase que d'amplitude aux cinq fréquences considérées. L'amélioration maximum est d'environ **6dB** pour la stabilité de phase et de **3 et à 4dB** pour la stabilité d'amplitude.

Nous constatons cependant une différence entre les résultats de stabilité après recombinaison mesurés et prédits à partir de la formule (4.6). Ceci est tout à fait normal car pour établir cette formule nous avons supposé qu'il n'existait aucune corrélation entre les phénomènes d'instabilité dans les deux amplificateurs.

D'autre part, nous remarquons que le gain de recombinaison est supérieur au gain défini par la formule (4.1) : 10.logN avec N le nombre d'éléments recombinés, soit dans notre cas 3dB.

Pour confirmer ces mesures, nous avons inversé les deux amplificateurs de puissance et les deux alimentations électriques des amplificateurs de puissance et obtenu les mêmes résultats. Ce gain de recombinaison n'est donc lié ni aux alimentations, ni au type d'amplificateur.

Par la suite, pour tenter de comprendre les phénomènes qui déterminent le gain de recombinaison, différentes études complémentaires ont été entreprises :

3.2.3 L'étude de la recombinaison à puissance de sortie constante

Une étude de stabilité d'impulsion à impulsion a été menée pour les amplificateurs 1 et 2 à 2.8GHz avec une puissance à la sortie du montage équilibré constante et égale à 1W, grâce à un atténuateur variable en entrée comme illustré figure IV-9 :

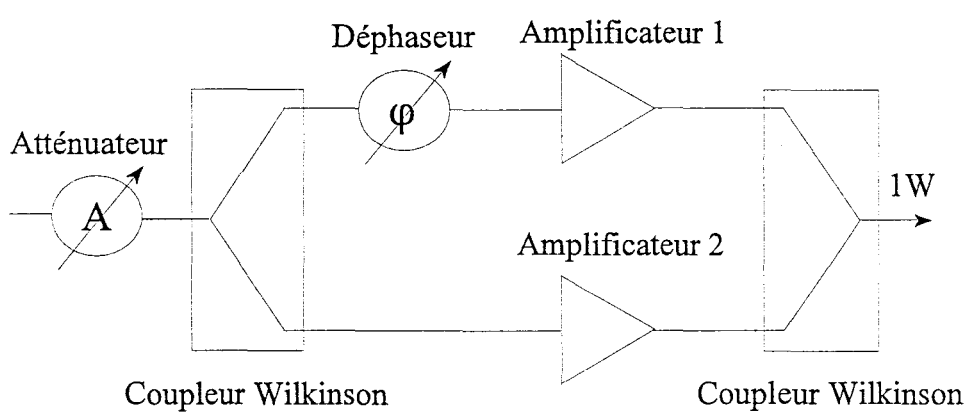


Figure IV-9 : Montage équilibré à puissance de sortie constante

Les stabilités obtenues pour les amplificateurs seuls sont données tableau IV-9 pour une puissance constante de 1W :

Stabilité	Phase (dB)	Amplitude (dB)
Amplificateur N°1	67.5	67.9
Amplificateur N°2	67	69.8

Tableau IV-9 : Mesure de stabilité des deux amplificateurs seuls

La précision des résultats est toujours de ±0.1dB. Les résultats sont donnés en tableau en annexe 1 et présenté ici à l'aide figures IV-10 et IV-11 :

Figure IV-10 : Evolution de la stabilité de phase de deux amplificateurs recombinés en fonction du déphasage d'entrée de l'amplificateur N°1 à puissance de sortie constante de 1W

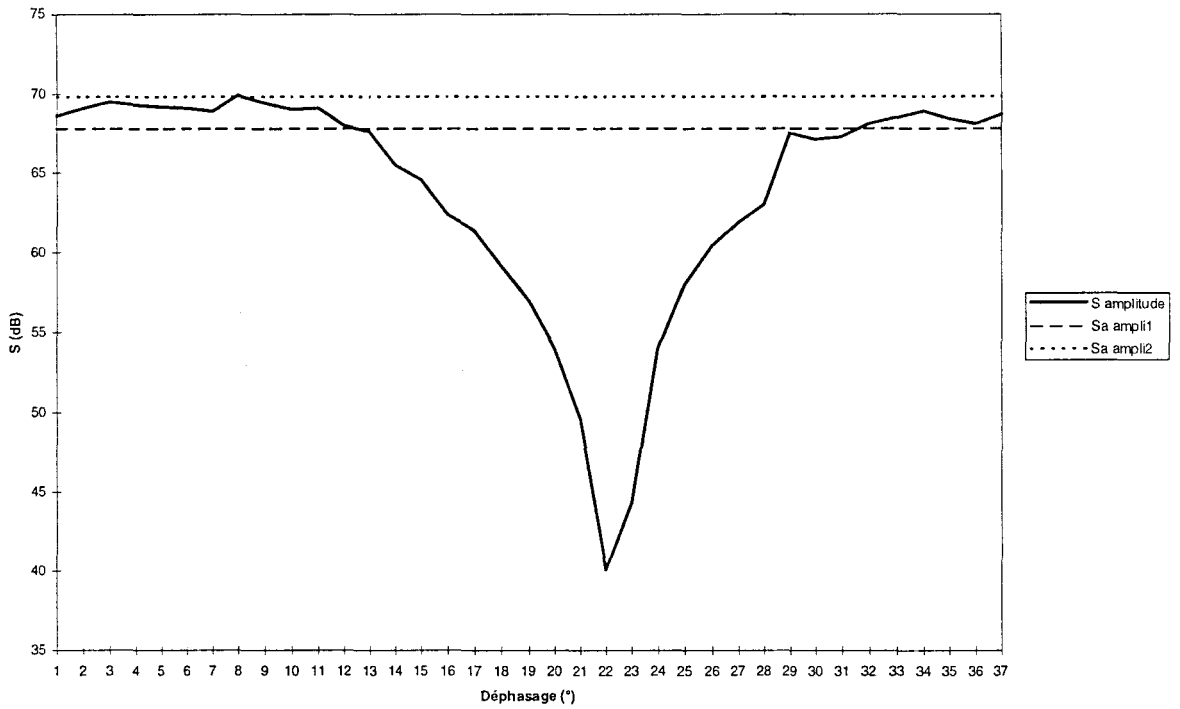


Figure IV-11 : Evolution de la stabilité d'amplitude de deux amplificateurs recombinés en fonction du déphasage d'entrée de l'amplificateur N°1 à puissance de sortie constante de 1W

Notons que les résultats de stabilité de phase et d'amplitude sont proches de la limite du banc de mesure.

En analysant les résultats, des remarques peuvent être faites :

- Un léger gain de recombinaison sur la stabilité d'impulsion à impulsion est obtenue.

- L'évolution d'impulsion à impulsion de la stabilité de phase et d'amplitude en fonction du déphasage à l'entrée de l'amplificateur de puissance N°1 est similaire à celles observées précédemment sans régulation de la puissance de sortie.

Nous pouvons donc conclure que la régulation de puissance de sortie du montage équilibré n'a peu d'effet sur l'amélioration de la stabilité d'impulsion à impulsion. En diminuant la puissance de sortie du montage de recombinaison, le gain de recombinaison sur la stabilité se réduit.

3.2.4 L'étude statistique des résultats de mesures de recombinaison

Une étude statistique des premiers résultats a ensuite été réalisée afin d'analyser l'effet de la recombinaison sur la stabilité d'impulsion à impulsion. Pour cela, la composante déterministe et la composante aléatoire de la stabilité de phase et d'amplitude ont été évaluées. Les calculs de ces deux composantes sont présentés au cours du chapitre 2. Le calcul est réalisé à partir de la mesure de la phase et de l'amplitude en milieu d'impulsion pour huit impulsions par rafale. Le fichier de mesures comprend 1024 points de mesures et donc 128 rafales ont été considérées pour le calcul de la stabilité des composantes déterministes et des composantes aléatoires. L'exploitation des mesures a été réalisée à l'aide d'un programme développé en interne avec le logiciel MATHCAD.

Il est à préciser que la stabilité est mesurée pour une rafale un peu différente de la précédente : elle comprend une impulsion de 170µs suivie de huit impulsions de 35µs avec mesures sur les huit impulsions de 35µs. Le facteur de forme est de 10%.

Les résultats sont résumés tableau IV-10 :

Stabilité	Amplificateur N°1	Amplificateur N°2
Stabilité totale de phase	**58dB**	**59.8dB**
Composante déterministe	58.6dB	60.7dB
Composante aléatoire	67.6dB	66.9dB
Stabilité totale d'amplitude	**62.7dB**	**65dB**
Composante déterministe	64dB	68.9dB
Composante aléatoire	68.5dB	67.3dB

Tableau IV-10 : Stabilité des deux amplificateurs 2W seuls

En analysant ces résultats, différentes remarques peuvent être faites :

- La composante déterministe est dominante tant pour la stabilité de phase que pour celle d'amplitude.

- La stabilité en phase est l'élément déterminant.

Les résultats de stabilité de phase et d'amplitude, de leurs composantes déterministe et aléatoire sont donnés sous forme d'un tableau en annexe 1 et présentés par les figures IV-11 et IV-12 respectivement pour la stabilité de phase et pour la stabilité d'amplitude :

- **La stabilité de phase :**

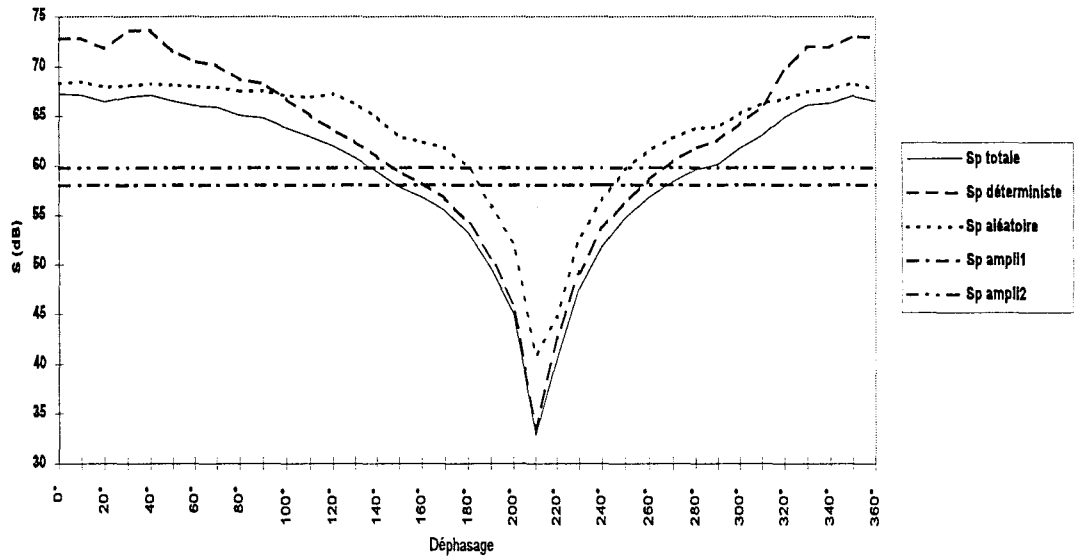


Figure IV-11 : Stabilité de phase totale, composante déterministe et composante aléatoire en fonction du déphasage à l'entrée de l'amplificateur N°1 après recombinaison

- **La stabilité d'amplitude :**

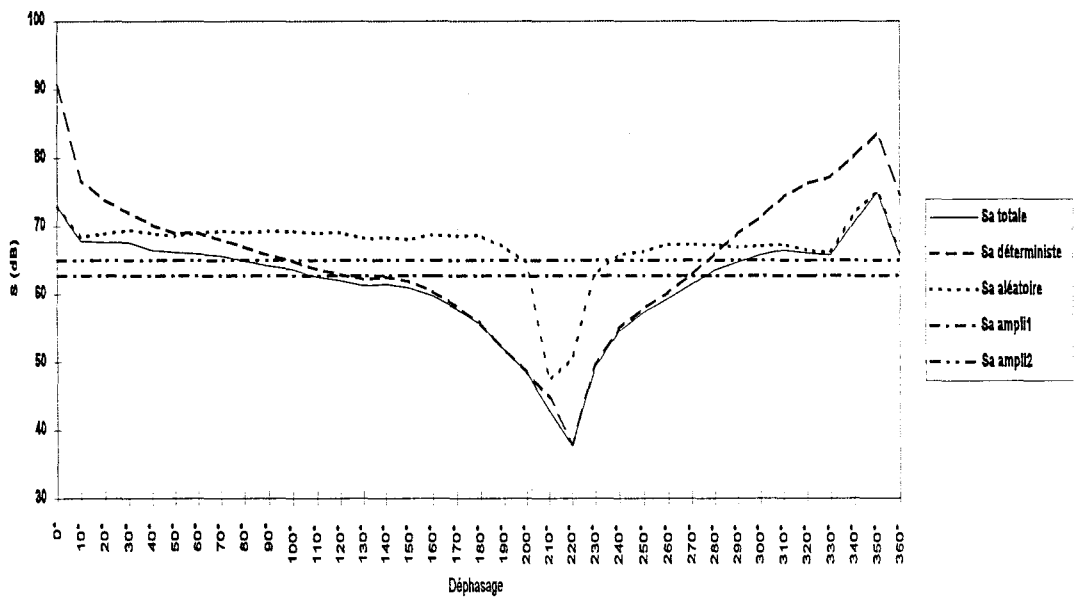


Figure IV-12 : Stabilité d'amplitude totale, composante déterministe et composante aléatoire en fonction du déphasage à l'entrée de l'amplificateur N°1 après recombinaison

Il est aussi intéressant de présenter séparément la composante déterministe et la composante aléatoire de la stabilité de phase et d'amplitude. Ces résultats sont présentés figure IV-13 et IV-14 respectivement pour la composante déterministe et pour la composante aléatoire :

- La composante déterministe :

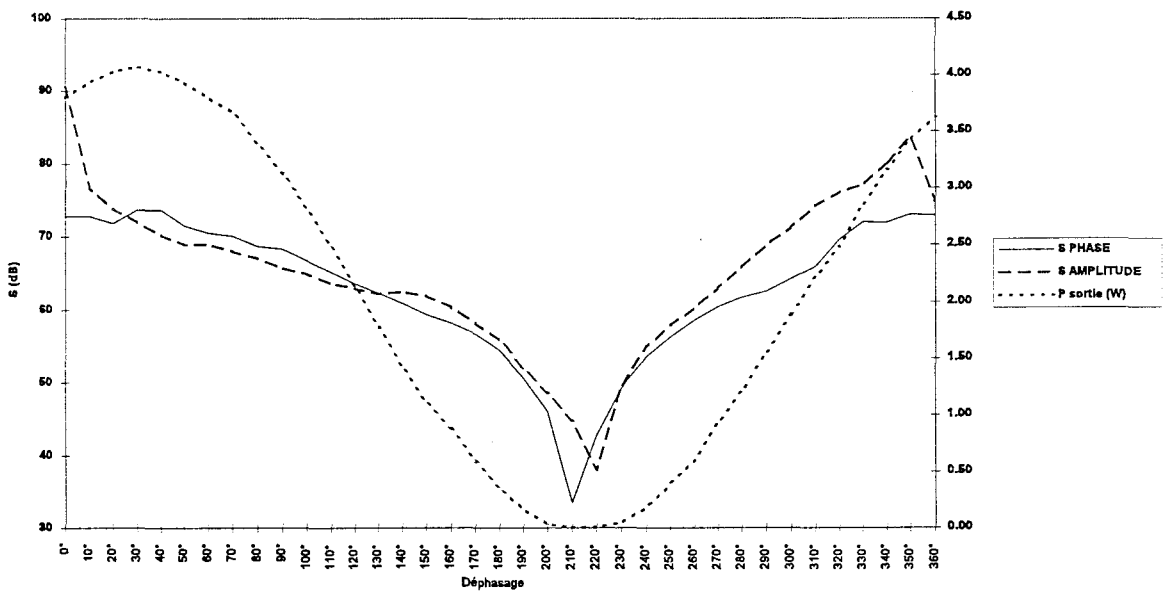


Figure IV-13 : Composante déterministe de la stabilité de phase et d'amplitude et puissance de sortie en fonction du déphasage à l'entrée de l'amplificateur N°1 après recombinaison

- La composante aléatoire :

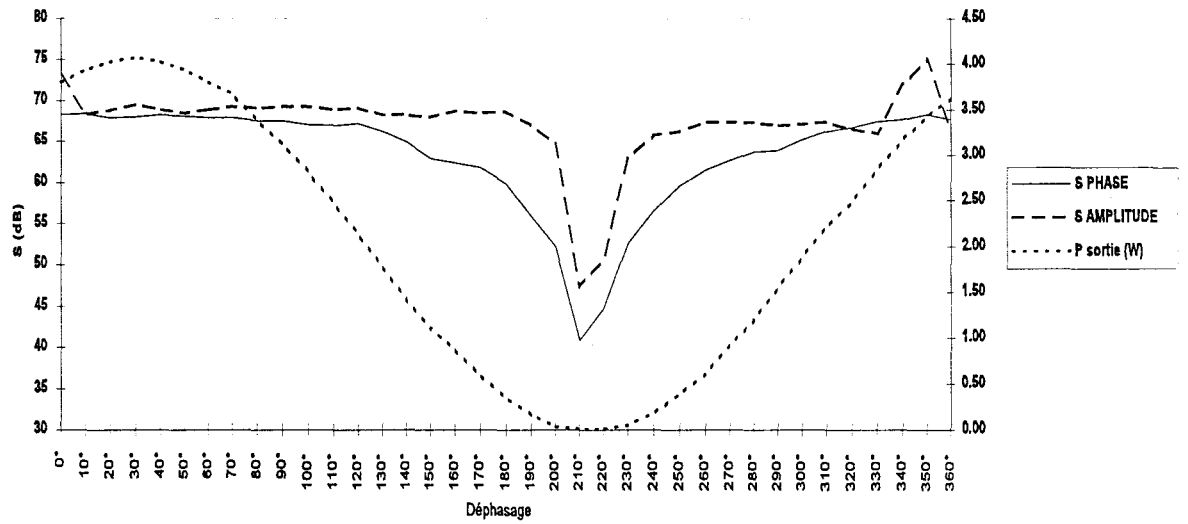


Figure IV-14 : Composante aléatoire de la stabilité de phase et d'amplitude et puissance de sortie en fonction du déphasage à l'entrée de l'amplificateur N°1 après recombinaison

Ces résultats montrent que :

- Après recombinaison dans le cas du rendement d'association optimal en puissance (puissance recombinée maximale), la composante aléatoire de la stabilité domine. Ceci provient du fait que l'ensemble du mécanisme de recombinaison améliore considérablement la composante déterministe de la stabilité (de l'ordre de 15dB) alors que l'amélioration de la composante aléatoire est naturellement très faible.

- La composante aléatoire de la stabilité, tant en phase qu'en amplitude, est quasi indépendante du déphasage, ce qui est logique.

- La composante déterministe de la stabilité de phase et celle de la stabilité d'amplitude s'améliorent par recombinaison de la même façon que la stabilité totale.

En conclusion, l'effet bénéfique de la recombinaison de deux amplificateurs de puissance sur la stabilité d'impulsion à impulsion semble uniquement du à l'amélioration de la composante déterministe, composante moyenne, de la stabilité d'impulsion à impulsion.

3.2.5 L'étude de l'utilisation d'isolateurs dans le montage équilibré

Des isolateurs en entrée et sortie des amplificateurs ont été utilisés dans le montage équilibré pour deux raisons. Le premier objectif est d'étudier l'intérêt d'utiliser un isolateur en sortie et/ou en entrée sur les chaînes d'amplification en parallèle. Le deuxième objectif est d'essayer d'expliquer le gain de recombinaison rencontré. En effet, l'utilisation d'isolateurs en entrée et/ou sortie pour des amplificateurs en parallèle atténue les effet de couplage entre amplificateurs et donc un possible autoverrouillage en phase.

Pour ce travail, cinq configurations ont ainsi été définies :

- MESURE 1 : Les deux amplificateurs de puissance montés en parallèle sans isolation (figure IV-4).

- MESURE 2 : Les deux amplificateurs de puissance montés en parallèle avec un isolateur en sortie (figure IV-15).

- MESURE 3 : Les deux amplificateurs de puissance montés en parallèle avec deux isolateurs en sortie mis en série.

- MESURE 4 : Les deux amplificateurs de puissance montés en parallèle avec un isolateur en entrée et en sortie (figure IV-16).

- MESURE 5 : Les deux amplificateurs de puissance montés en parallèle avec un isolateur en entrée (figure IV-17).

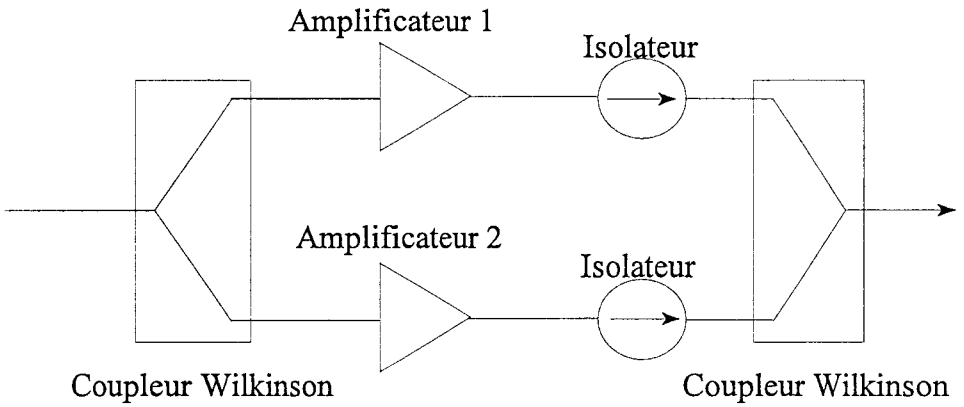


Figure IV-15 : Montage de deux amplificateurs de puissance mis en parallèle avec un isolateur en sortie de chaque amplificateur

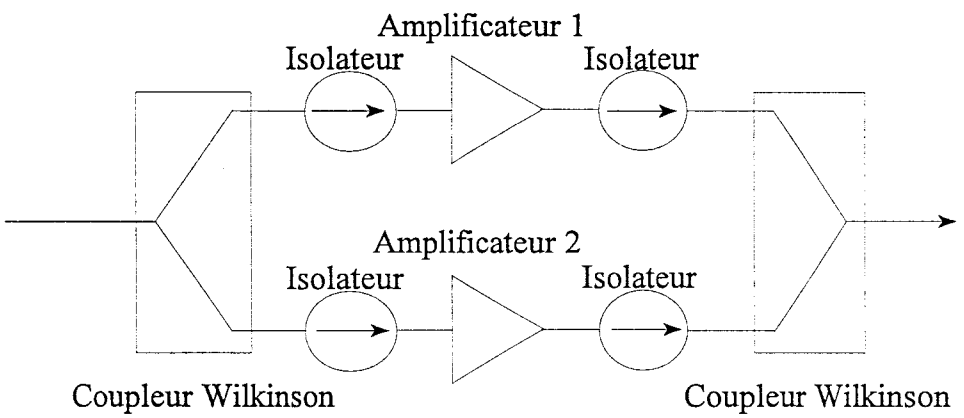


Figure IV-16 : Montage de deux amplificateurs de puissance mis en parallèle avec un isolateur en entrée et en sortie de chaque amplificateur

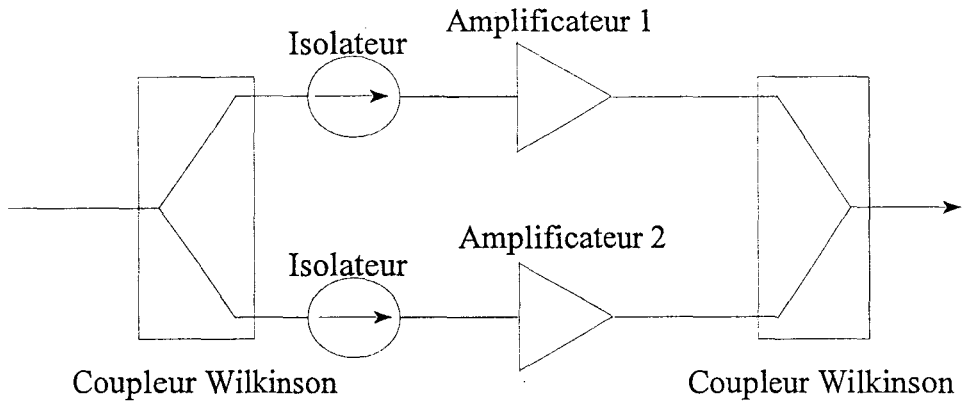


Figure IV-17 : Montage de deux amplificateurs de puissance mis en parallèle avec un isolateur en entrée de chaque amplificateur

Les isolateurs utilisés (Tekelec) présentent une isolation est de 20dB entre 2.7GHz et 3.1GHz. Leurs caractéristiques sont reproductibles, de moins aux niveaux des paramètres Sij.

Ensuite, les mêmes mesures ont été réalisées en remplaçant l'amplificateur N°1 par une charge 50Ω pour terminer les lignes d'entrée et de sortie par des charges non réfléchissantes :

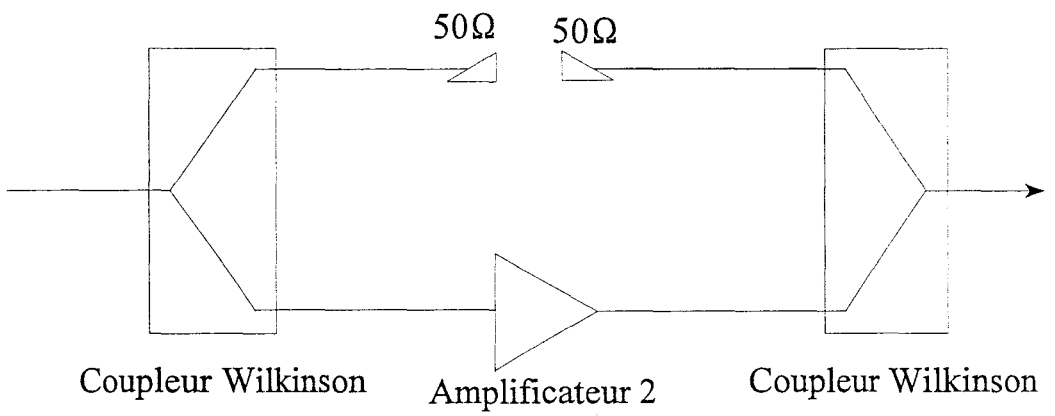


Figure IV-18 : Montage d'un amplificateur de puissance mis en parallèle avec deux charges 50Ω

Les mesures ont été réalisées à 2.9GHz. La rafale de test utilisée est une rafale à PRF variable. Elle comporte une impulsion de 170µs suivie de dix-huit impulsions de 35µs avec un facteur de forme de 10 % (Tr = 350µs). La mesure de stabilité s'effectue sur huit impulsions de 35µs : de la N°3 à la N°10. Les résultats sont résumé tableaux IV-11 à IV-14 :

- Mesures des deux amplificateurs seuls. La précision des résultats est de 0.1dB :

Stabilité	Stabilité de phase	Stabilité d'amplitude
Amplificateur 1	66.1dB	66.2dB
Amplificateur 2	63.4dB	66.7dB

Tableau IV-11 : Stabilité des deux amplificateurs de puissance utilisés pour l'étude de l'influence des isolateurs

- Mesures des deux amplificateurs recombinés suivant les cinq configurations de mesure. La précision des résultats est 0.2dB :

Mesure	S. phase (dB)	S. amplitude (dB)	P. sortie (W)
1	66.2	65.4	2.73
2	67.1	66	2.79
3	67.7	66.3	2.37
4	68.3	70.5	2.74
5	**69.6**	**71.5**	**3.54**

Tableau IV-12 : Stabilité des deux amplificateurs recombinés à 2.9GHz suivant les différentes positions des isolateurs

Un gain de recombinaison pour la stabilité de phase et d'amplitude est constaté dans les différentes configurations. Le gain en stabilité de phase et d'amplitude le plus important est obtenu avec un isolateur en entrée des deux amplificateurs. Nous constatons également que la puissance de sortie après recombinaison du signal est maximale dans cette même configuration.

Notons que les résultats de mesure de la stabilité des deux amplificateurs seuls avec ou sans isolateur en entrée et/ou en sortie évoluent. Un isolateur en entrée de l'amplificateur permet d'améliorer de 1dB la stabilité de phase et dégrade d'autant la stabilité d'amplitude. Par contre, un isolateur en sortie n'a aucune conséquence sur le résultat de stabilité de phase et d'amplitude. D'autre part, les mêmes mesures ont été réalisées à 2.8GHz. Des résultats similaires ont été obtenus.

- Mesures de l'amplificateur N°2 recombinés avec deux charges 50Ω à la place de l'amplificateur N°1 suivant les cinq configurations de mesure à 2.9GHz. La précision des résultats est 0.1dB. Rappelons que la stabilité de l'amplificateur N°2 seul est pour la phase de 63.4dB et pour l'amplitude de 66.7dB :

Mesures	S. phase (dB)	S. amplitude (dB)	P. sortie (W)
1	63.7	67.7	**0.97**
2	63.9	67.4	0.87
3	64	67.3	0.8
4	**65.5**	68.1	0.85
5	65.4	**68.6**	0.93

Tableau IV-13 : Stabilité de l'amplificateur N°2 recombiné avec deux charges 50Ω à la place de l'amplificateur N°1 à 2.9GHz

Nous observons une amélioration significative de la stabilité de phase et d'amplitude que quand un isolateur est ajouté à l'entrée de l'amplificateur.

Ces deux séries de mesures semblent conduire aux mêmes conclusions :

- La stabilité d'amplitude d'impulsion à impulsion est améliorée par recombinaison notamment dans le cas où un isolateur est placé en entrée des deux amplificateurs de puissance. Ceci peut s'expliquer par une dégradation de la stabilité d'amplitude de ces amplificateurs en classe A due à une désadaptation en entrée.

- La stabilité de phase d'impulsion à impulsion est améliorée par recombinaison avec présence d'isolateurs en entrée et en sortie des deux amplificateurs en parallèle.

Ces résultats semblent donc montrer que contrairement aux cas des oscillateurs recombinés, il n'existe pas de phénomène d'autoverrouillage améliorant la stabilité de phase et d'amplitude. Mais, au contraire il faut veiller à isoler au mieux les étages d'amplification, tant en entrée qu'en sortie pour limiter la réflexion des ondes sur les charges non parfaitement adaptées d'entrée et de sortie.

3.2.6 L'étude de l'effet de la recombinaison avec deux déphasages

D'autres mesures complémentaires en utilisant deux déphaseurs ont été réalisées afin de mieux analyser cet effet de recombinaison sur la stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion. Un premier test consiste à réaliser un déphasage (de 0° à 360°) similaire en sortie des deux amplificateurs mis en parallèle :

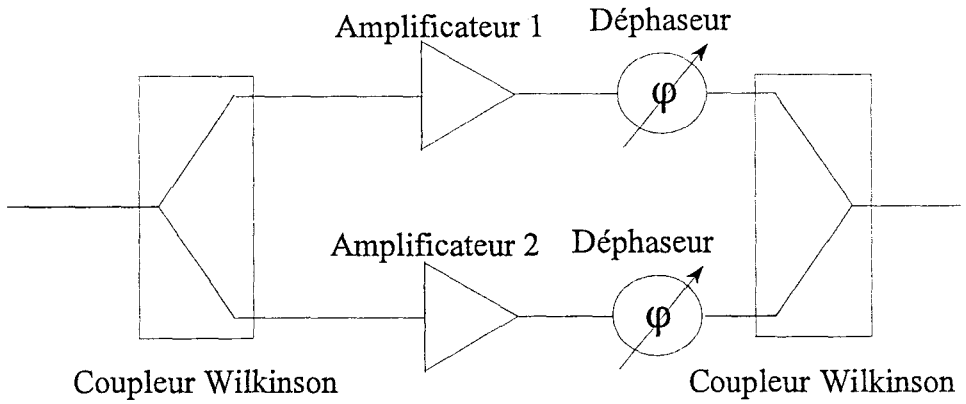


Figure IV-19 : Montage de deux amplificateurs en parallèle avec un déphaseurs en sortie

Les résultats de stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion restent constants en fonction du déphasage (voir annexe 1). Une légère variation relativement lente de la puissance de sortie est obtenue : d'environ 0.2W entre les valeurs minimale et maximale de la puissance.

L'autre mesure consiste à réaliser un déphasage en entrée de l'amplificateur N°1 et en sortie de l'amplificateur N°2 :

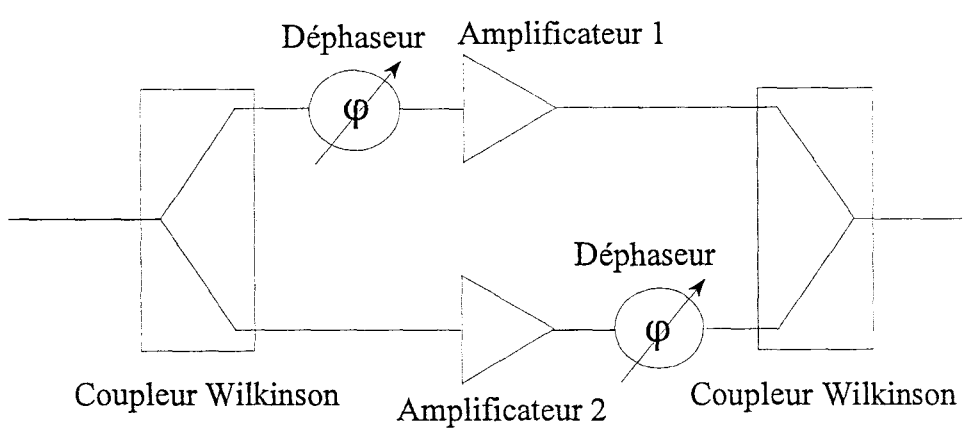


Figure IV-20 : Montage de deux amplificateurs en parallèle avec un déphaseurs en entrée de l'amplificateur N°1 et un en sortie de l'amplificateur N°2

Comme pour la mesure précédente, les résultats de stabilité d'impulsion à impulsion de phase et d'amplitude restent constants en faisant varier les deux déphaseurs en même temps de 0° à 360° (voir annexe 1). La puissance de sortie varie de façon lente d'environ 0.3W crête.

3.2.7 Synthèse des mesures de recombinaison des deux amplificateurs 2W

Les différentes mesures de l'influence de la recombinaison de deux amplificateurs de puissance 2W sur la stabilité d'impulsion à impulsion de phase et d'amplitude ont permis de montrer son effet bénéfique. Un gain important a été obtenue et confirmé par différentes séries de mesures. Mais, ces résultats expérimentaux ici encore ne nous ont pas permis de quantifier analytiquement de façon simple ce gain de stabilité.

3.3 ETUDE DE LA RECOMBINAISON DE DEUX AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE 10W

Suite aux différents résultats de mesures obtenus avec des amplificateurs 2W en classe A, l'étude s'est poursuivie avec des amplificateurs de puissance en classe C. Des mesures similaires à celles réalisées précédemment ont été effectuées :

- Etude de la variation des résultats de stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion de deux amplificateurs recombinés en fonction du déphasage (0° et 360°) en entrée d'un des deux amplificateurs.

- Etude statistique des résultats de recombinaison. La composante déterministe et la composante aléatoire de la stabilité de phase et d'amplitude sont calculées.

- Mesures de la stabilité de phase et d'amplitude de deux amplificateurs montés en parallèle avec ou sans isolateurs en entrée et/ou sortie.

3.3.1 Les conditions de mesures

Pour ce travail, nous avons utilisé des amplificateurs de puissance délivrant une puissance de 10Watts en classe C (BLS2731-10 de chez PHILIPS). Précisons qu'au cours des différentes séries de mesures, les amplificateurs numérotés N°1 et N°2 bien que de la même série n'ont pas été toujours les mêmes car ce type de mesures peut conduire à la détérioration, voir à la destruction des amplificateurs.

Le montage de recombinaison est proche du précédent :

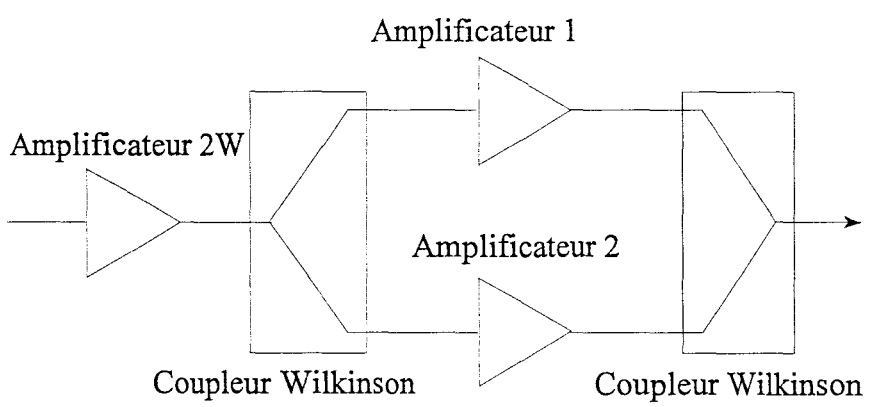


Figure IV-21 : Montage des deux amplificateurs de puissance 10W mis en parallèle

La préamplification est réalisée à l'aide de l'amplificateur 2W utilisé précédemment.

Les conditions de mesures sont identiques à celles utilisées pour l'étude de la recombinaison de deux amplificateurs 2W. Seule la rafale est un peu différente. Elle comporte une impulsion de 200µs suivie de dix-huit impulsions de 35µs avec un facteur de forme de 10 % (Tr = 350µs). La mesure de stabilité s'effectue sur huit impulsions de 35µs : de la N°3 à la N°10.

3.3.2 Les résultats de mesures

Au préalable à toute mesure, la stabilité d'impulsion à impulsion des amplificateurs 1 et 2 seuls à 3.0GHz a été mesurée. Les résultats sont donnés tableau IV-14 :

Stabilité :	Phase (dB)	Amplitude (dB)
Amplificateur N°1	64.0	63.6
Amplificateur N°2	61.9	65.0

Tableau IV-14 : Mesure de stabilité des deux amplificateurs de puissance 10W

La première série de mesures de la recombinaison de deux amplificateurs de puissance 10W en classe C a consisté à créer un déphasage en entrée d'un des deux amplificateurs mis en parallèle. Ce déphasage, variable et compris entre 0° et 360° par pas de 10°, a été réalisé en entrée de l'amplificateur N°1.

La précision de mesure est toujours de ±0.1dB. Les résultats sont présentés en tableau en annexe 2 et sur les figures IV-22 à IV-24 :

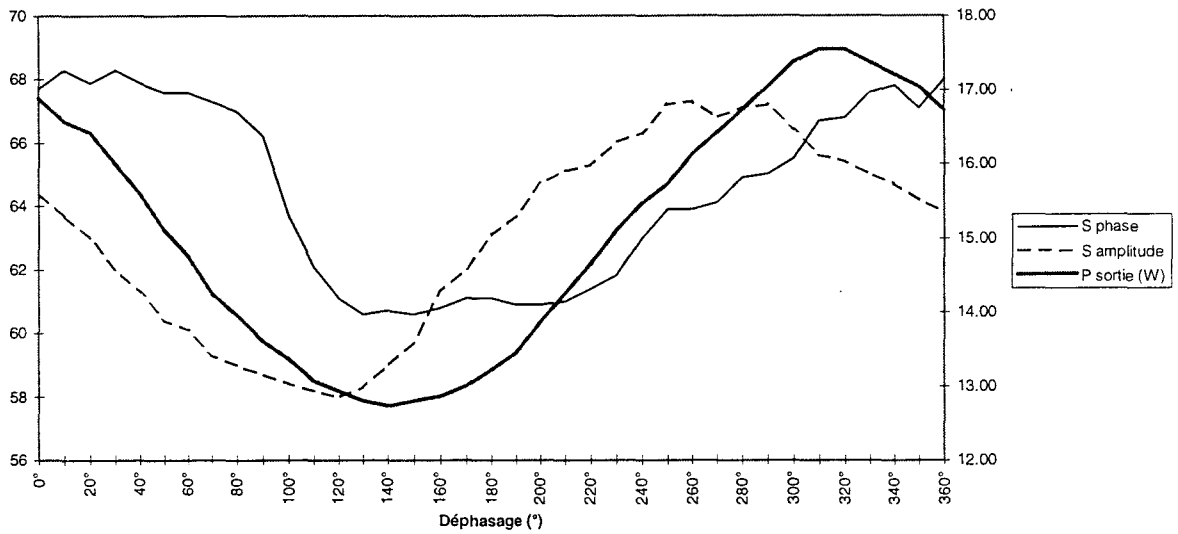


Figure IV-22 : Evolution des résultats de stabilité de phase et d'amplitude et de la puissance de sortie de deux amplificateurs de puissance 10W en parallèle en fonction du déphasage en entrée de l'amplificateur N°1

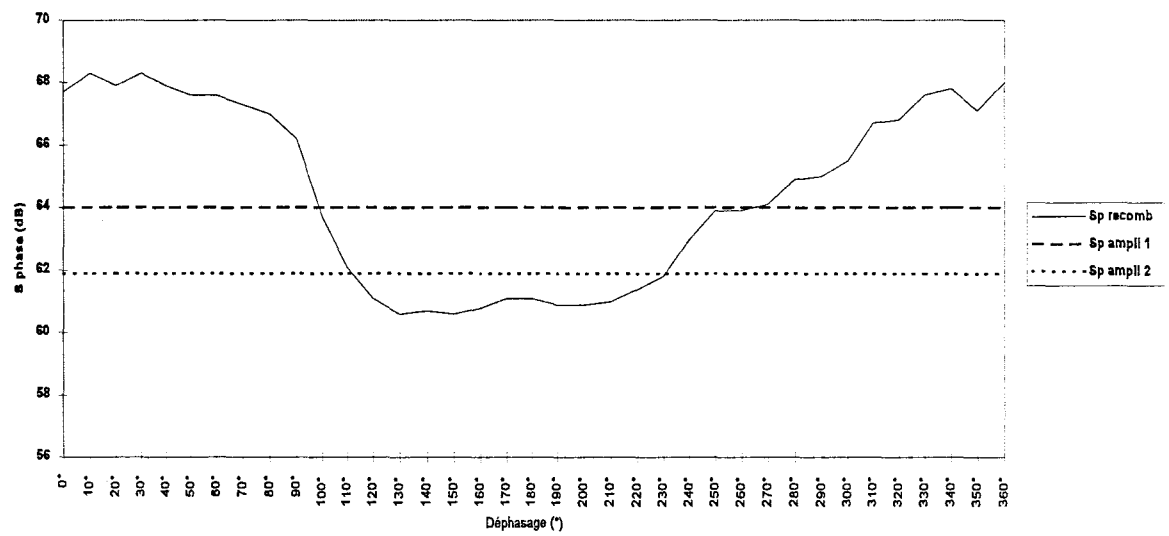


Figure IV-23 : Evolution des résultats de stabilité de phase de deux amplificateurs de puissance 10W montés en parallèle en fonction du déphasage en entrée de l'amplificateur N°1

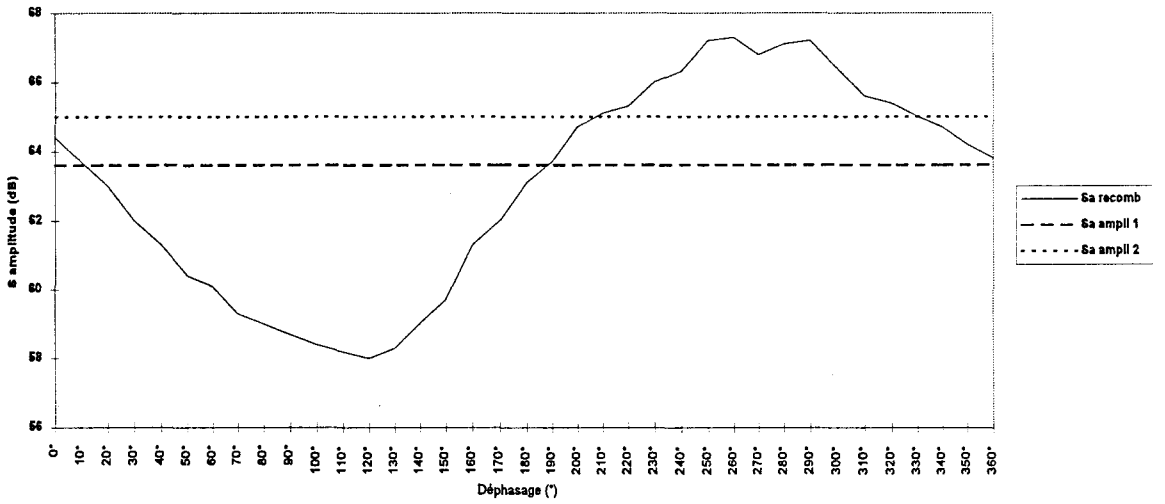


Figure IV-24 : Evolution des résultats de stabilité d'amplitude de deux amplificateurs de puissance 10W montés en parallèle en fonction du déphasage en entrée de l'amplificateur N°1

Ces trois figures nous montrent les éléments suivants :

- Un gain de recombinaison pour la stabilité de phase et d'amplitude est obtenu quand les deux amplificateurs sont en phase. Le meilleurs résultats de stabilité de phase est de **68.3dB** avec des stabilités de phase de l'amplificateur N°1 seul de **64dB** et de l'amplificateur N°2 de **61.9dB**. Pour la stabilité d'amplitude, le meilleur résultat est de **67.3dB** pour des stabilité des amplificateurs seuls de **63.6dB** pour le N°1 et de **65dB** pour l'amplificateur N°2 respectivement. Le gain de recombinaison pour la stabilité de phase est plus important que pour la stabilité d'amplitude.

Le gain pour la stabilité de phase est supérieur à celui donné par la formule 10.logN, soit 3dB dans notre cas. Par contre, concernant la stabilité d'amplitude, ce gain est proche de 3dB.

Les résultats obtenus avec deux amplificateurs de puissance 10W fonctionnant en classe C et recombinés conduisent qualitativement aux mêmes conclusions que celles tirées de la recombinaison de deux amplificateurs 2W en classe A. Mais, le gain de recombinaison sur la stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion est moins important pour l'amplificateur 10W que pour celui de 2W, ce qui peut s'expliquer par le fonctionnement en saturation des amplificateurs en classe C.

- Un autre point très important est que la meilleure stabilité de phase et d'amplitude est sensiblement obtenue pour la maximum de puissance recombinée.

- De plus, autour du point optimal en stabilité de phase et d'amplitude, un déphasage variant de plus ou moins 20° par rapport à ce point n'est pas critique et se traduit par des variations de 0.5dB pour la stabilité de phase et d'environ 1dB pour celle d'amplitude. Ces deux résultats sont importants car les amplificateurs de puissance utilisés présentes des variations de ±20°.

Pour confirmer la reproductibilité de ces résultats, une deuxième série de mesures a été effectués pour des fréquences : 2.7GHz, 2.8GHz, 2.9GHz et 3.1GHz. Les mêmes valeurs ont été observées.

Dans un deuxième temps, sur la base des premiers résultats, une étude statistique a été menée pour déterminer les composantes déterministes et les composantes aléatoires de la stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion.

Précisons que cette stabilité a été mesurée pour une rafale un peu différente que la précédente : elle comprend une impulsion de 200µs suivie de huit impulsions de 35µs avec mesures sur les huit impulsions de 35µs. Le facteur de forme de la rafale est de 10%.

Les résultats de mesures à 3.0GHz sont résumés à l'aide des tableaux IV-15 et IV-16. Notons que des mesures réalisées à d'autres fréquences : 2.7GHz, 2.8GHz, 2.9GHz et 3.1GHz ont donné les mêmes résultats :

Stabilité	Amplificateur N°1	Amplificateur N°2	Amplificateurs N°1 + N°2
Stabilité totale de phase	**60.2dB**	**58dB**	**64.6dB**
Composante déterministe	61.0dB	58.6dB	67.4dB
Composante aléatoire	68.1dB	67.5dB	67.9dB
Stabilité totale d'amplitude	**58.7dB**	**64.4dB**	**67.6dB**
Composante déterministe	58.9dB	65.1dB	69.4dB
Composante aléatoire	73.4dB	73dB	72.5dB

Tableau IV-15 : Stabilité des deux amplificateurs de puissance 10W seuls et recombinés

Pour les amplificateurs de puissance seuls, la composante déterministe de la stabilité de phase et d'amplitude est prédominante. Par recombinaison des deux amplificateurs, la composante aléatoire de la stabilité de phase et d'amplitude reste constante. Par contre, la composante déterministe s'améliore, ce qui conduit à une amélioration de la stabilité de phase et d'amplitude.

Dans un troisième temps, des isolateurs dans le montage de recombinaison ont été utilisés. Quatre configurations différentes ont été définies comme précédemment :

- MESURE 1 : Les deux amplificateurs de puissance montés en parallèle sans isolation.

- MESURE 2 : Les deux amplificateurs de puissance montés en parallèle avec un isolateur en sortie.

- MESURE 3 : Les deux amplificateurs de puissance montés en parallèle avec un isolateur en entrée et en sortie.

- MESURE 4 : Les deux amplificateurs de puissance montés en parallèle avec un isolateur en entrée.

Les mesures ont été réalisées entre 2.7GHz et 3.1GHz par pas de 100MHz. Seuls les résultats à 3.0GHz sont présentés à l'aide des deux tableaux suivants :

- Mesures d'un amplificateur seul. La précision des résultats est toujours de 0.1dB :

Stabilité	Stabilité de phase	Stabilité d'amplitude
Amplificateur 1	64.0dB	63.6dB
Amplificateur 2	61.9dB	65.0dB

Tableau IV-16 : Stabilité des deux amplificateurs de puissance seuls à 3.0GHz

- Mesures des deux amplificateurs recombinés suivant les quatre configurations considérées :

Mesure	Stabilité de phase	Stabilité d'amplitude
1	67.8dB	64.3dB
2	68.0dB	65.2dB
3	**68.4dB**	68.5dB
4	68.3dB	**69.2dB**

Tableau IV-17 : Stabilité des deux amplificateurs recombinés à 3.0GHz

Après recombinaison et pour les différentes configurations, un gain de recombinaison de la stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion est observé. Concernant la stabilité de phase, le gain le plus important est obtenu avec un isolateur en entrée ou avec un isolateur en entrée et en sortie des deux amplificateurs de puissance. Pour la stabilité d'amplitude, le gain est maximum avec un isolateur en entrée des deux amplificateurs de puissance.

Notons que les résultats de mesure de la stabilité des deux amplificateurs seuls avec ou sans isolateur en entrée et/ou en sortie n'évoluent pas. D'autre part, les mêmes mesures ont été réalisées à 2.7GHz, 2.8GHz, 2.9GHz et 3.1GHz. Elles confirment les résultats présentés précédemment.

En conclusion, les différents résultats relatifs aux amplificateurs de puissance 10W fonctionnant en classe C confirment ceux observés avec des amplificateurs 2W fonctionnant en classe A. Rappelons que ces différents types d'amplificateurs sont utilisés au niveau de nos chaîne d'amplification des modules état solide. Au niveau de ces chaînes, seuls les amplificateurs de puissance fonctionnant en classe C sont mis en parallèle. Cette configuration a donc un intérêt particulier en terme de stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion pour l'ensemble.

4 CONCLUSION GENERALE

Différentes études ont permis de montrer l'effet de la recombinaison spatiale de signaux issus soit de modules état solide, soit en amplification moyenne puissance en classe A, soit en amplification de puissance en classe C, sur leur stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion. Cette effet est bénéfique car un gain particulièrement important pour la stabilité de phase est obtenu. Mais, ces études expérimentales ne nous ont pas encore permis d'exprimer de façon analytique simple le comportement électronique sous-jacent vu la complexité des phénomènes.

D'autres part, nous avons remarqué l'importance de la composante déterministe de la stabilité de phase et d'amplitude dans l'effet de recombinaison. Le gain de recombinaison est principalement obtenu par l'amélioration de la composante déterministe ce qui apparait normal dans la mesure où les composantes aléatoires ne sont pas correlées.

Enfin, d'autres hypothèses expliquant le gain par recombinaison de la stabilité ont été émises. L'effet de la désadaptation en entrée et sortie des amplificateurs sur la dégradation de la stabilité a été démontré ce qui tendrait à invalider l'hypothèse que l'autoverrouillage en phase des amplificateurs pourrait être à l'origine d'une amélioration de la stabilité de phase.

L'analyse des différents résultats importants acquis au cours de ce travail montre cependant clairement la nécessite de poursuivre cette étude, pour aboutir à des modèles simples utilisables dès la conception des émetteurs radar.

BIBLIOGRAPHIE :

[4.1] : 12-kW S-band solid-state transmitter for modern radar systems by M. HANCZOR and Co, IEEE MTT-s (dec. 1993), p. 2237-42.

[4.2] : Active phased array design for high clutter improvement, by E.L. HOLZMAN and Co, IEEE 1996

[4.3] : Solid-State Radar Transmitter by J. CURTIS and Co, Artech House, 1985.

[4.4] : Noise and spectral properties of Actives Phased Arrays, by S.C. IGLEHART, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic systems, nov. 1975, PP 1307-1315.

[4.5] : Fluctuation characteristics of Active Phased Antenna Arrays, by V.L. GOSTYKHIN, Telecom Radio E, july 1986, pp 136-139.

[4.6] : Spectral characteristics of Active Phased Antenna Arrays, by V.L. GOSTYKHIN, Radioelectronics and Communication systems, vol. 30 N°2, 1987.

ANNEXE 1

Différents résultats issus de la partie concernant l'étude de la recombinaison de deux amplificateurs 2W en classe A sont présentés sous forme de tableau :

- Mesures de stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion de deux amplificateurs de puissance recombinés en fonction du déphasage à l'entrée de l'amplificateur N°1 :

Déphasage	Stabilité de phase (dB)	Stabilité d'amplitude (dB)	Puissance de sortie crête (W)
0°	68.3	69.7	3.98
10°	**69.2**	70.2	4.17
20°	68.9	**70.8**	**4.27**
30°	68.8	69.7	**4.27**
40°	69.0	68.7	**4.27**
50°	68.4	68.7	4.17
60°	68.2	67.7	4.07
70°	67.9	67.8	3.80
80°	67.0	66.8	3.55
90°	66.8	66.4	3.24
100°	65.9	65.5	2.82
110°	65.0	65.0	2.51
120°	64.3	64.8	2.14
130°	64.3	64.4	1.82
140°	62.5	63.2	1.45
150°	61.4	62.4	1.15
160°	60.0	61.3	0.83

170°	58.0	59.8	0.60
180°	55.8	58.1	0.35
190°	52.7	56.2	0.19
200°	48.2	53.6	0.09
210°	**40.4**	52.1	**0.01**
220°	50.7	**40.6**	**0.01**
230°	51.6	49.7	0.08
240°	55.4	54.8	0.20
250°	58.1	58.5	0.40
260°	60.3	60.6	0.62
270°	61.9	62.6	0.89
280°	63.8	64.2	1.20
290°	65.0	65.6	1.51
300°	66.3	66.5	1.86
310°	66.6	66.9	2.24
320°	67.3	67.6	2.57
330°	67.9	68.1	2.88
340°	68.5	67.9	3.24
350°	69.0	68.4	3.47
360°	69.1	68.4	3.72

- Mesures de stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion de deux amplificateurs de puissance recombinés en fonction du déphasage à l'entrée de l'amplificateur N°1 avec une puissance constante en sortie du montage :

Déphasage	Stabilité de phase (dB)	Stabilité d'amplitude (dB)	Puissance de sortie crête (W)
0°	68.7	68.6	1
10°	67.6	69.1	1
20°	67.5	69.5	1
30°	67.7	69.3	1
40°	67.8	69.2	1
50°	67.9	69.1	1
60°	67.5	68.9	1
70°	67	69.9	1
80°	66.5	69.4	1
90°	65.9	69	1
100°	65.2	69.1	1
110°	64.2	68	1
120°	63.4	67.6	1
130°	61.4	65.5	1
140°	60	64.6	1
150°	58.3	62.4	1
160°	57.4	61.4	<1
170°	55.6	59.2	<1
180°	53.6	57	<1
190°	49.9	54	<1
200°	44.6	49.6	<1
210°	**34**	**40.1**	<1
220°	43	44.3	<1
230°	49.9	54	<1
240°	53.9	58	<1
250°	56.8	60.4	<1

260°	59.5	61.9	<1
270°	60.8	63	<1
280°	64.1	67.5	1
290°	66.3	67.1	1
300°	67.5	68.3	1
310°	67.7	68.1	1
320°	67.8	68.5	1
330°	68.4	68.9	1
340°	67.3	68.4	1
350°	68.3	68.1	1
360°	68.4	68.7	1

- Mesures de stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion de deux amplificateurs de puissance recombinés en fonction du déphasage à l'entrée de l'amplificateur N°1 avec estimation de la partie déterministe et de la partie aléatoire :

Déphasage	Stabilité de phase (dB)			Stabilité d'amplitude (dB)			Puissance de sortie crête (W)
	Totale	Comp. déter.	Comp. aléat.	Totale	Comp. déter.	Comp. aléat.	
0°	**67.2**	**72.8**	68.3	**72.9**	**90.6**	**73**	3.8
10°	67.1	**72.8**	**68.4**	67.8	76.7	68.4	3.94
20°	66.4	71.8	67.9	67.6	73.8	68.8	4.03
30°	66.9	73.6	68	67.6	72	69.5	**4.07**
40°	67.1	73.6	68.2	66.5	70.2	68.9	4.03
50°	66.5	71.5	68.1	66.1	68.9	68.5	3.94
60°	66	70.5	67.9	65.9	69	68.9	3.8
70°	65.9	70.1	67.9	65.6	68	69.3	3.67
80°	65.1	68.7	67.5	64.9	67	69	3.39
90°	64.8	68.3	67.5	64.2	65.7	69.3	3.13
100°	63.8	66.7	67	63.6	64.9	69.3	2.82
110°	62.9	65.1	66.9	62.5	63.6	68.9	2.48
120°	62	63.6	67.2	62	62.9	69.1	2.14
130°	60.8	62.3	66.2	61.3	62.2	68.2	1.78
140°	59.4	60.9	64.9	61.5	62.5	68.3	1.43
150°	57.8	59.4	62.9	60.9	61.9	68	1.11
160°	56.8	58.2	62.4	59.8	60.4	68.7	0.88
170°	55.5	56.7	61.8	57.8	58.2	68.5	0.59
180°	53.3	54.4	59.9	55.7	55.9	68.6	0.35
190°	49.6	50.7	55.9	51.9	52	67	0.16
200°	45.1	46.1	52.2	48.5	48.7	64.7	0.04
210°	**32.8**	**33.5**	**40.9**	42.9	44.8	**47.4**	**0.01**
220°	40.6	42.7	44.7	**37.7**	**38**	50.5	**0.01**

230°	47.7	49.2	52.6	49.3	49.5	62.9	0.05
240°	51.8	53.6	56.5	54.5	54.9	65.7	0.18
250°	54.7	56.3	59.6	57.3	57.9	66.2	0.39
260°	56.8	58.6	61.5	59.4	60.2	67.3	0.6
270°	58.4	60.4	62.7	61.5	62.9	67.3	0.93
280°	59.6	61.7	63.7	63.5	65.8	67.3	1.2
290°	60.1	62.5	63.9	64.7	68.8	66.9	1.55
300°	61.7	64.2	65.2	65.7	71.2	67.1	1.88
310°	63	65.9	66.2	66.5	74.2	67.3	2.21
320°	64.9	69.6	66.7	66	76.1	66.5	2.48
330°	66.1	72	67.4	65.7	77.1	66	2.85
340°	66.3	71.9	67.7	70.5	80.1	71.9	3.16
350°	67	73	68.3	75	83.5	75.1	3.43
360°	66.5	72.9	67.7	65.7	74.7	66.3	3.63

La précision des résultats est de 0.1dB.

- Résultats de stabilité de phase, d'amplitude et de la puissance de sortie de deux amplificateurs en parallèle avec un déphaseurs en sortie des deux amplificateur :

- Résultats de stabilité de phase, d'amplitude et de la puissance de sortie de deux amplificateurs en parallèle avec un déphaseurs en entrée de l'amplificateur N°1 et un en sortie de l'amplificateur N°2 :

ANNEXE 2

Des résultats issus de la partie concernant l'étude de la recombinaison de deux amplificateurs 10W en classe C sont présentés sous forme de tableau :

- Mesures de stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion de deux amplificateurs de puissance recombinés en fonction du déphasage à l'entrée de l'amplificateur N°1 :

Déphasage	Stabilité de phase (dB)	Stabilité d'amplitude (dB)	Puissance de sortie crête (W)
0°	67.7	64.4	16.9
10°	**68.3**	63.7	16.6
20°	67.9	63.0	16.4
30°	68.2	62.0	16.0
40°	67.9	61.3	15.6
50°	67.6	60.4	15.1
60°	67.6	60.1	14.8
70°	67.3	59.3	14.2
80°	67.0	59	14.0
90°	66.2	58.7	13.6
100°	63.7	58.4	13.4
110°	62.1	58.2	13.1
120°	61.1	**58**	12.9
130°	60.7	58.3	12.8
140°	60.7	59	**12.7**
150°	60.6	59.7	12.8
160°	60.8	61.3	12.9

170°	61.1	62.0	13.0
180°	61.1	63.1	13.2
190°	60.9	63.7	13.5
200°	60.9	64.7	13.9
210°	61.0	65.1	14.2
220°	61.4	65.3	14.7
230°	61.8	66.0	15.1
240°	63.0	66.3	15.5
250°	63.9	67.2	15.7
260°	63.9	**67.3**	16.1
270°	64.1	66.8	16.4
280°	64.9	67.1	16.7
290°	65.0	67.2	17.0
300°	65.5	66.4	17.4
310°	66.7	65.6	**17.6**
320°	66.8	65.4	**17.6**
330°	67.6	65.0	17.4
340°	67.8	64.7	17.2
350°	67.1	64.2	17.0
360°	68.0	63.8	16.7

CONCLUSION GENERALE

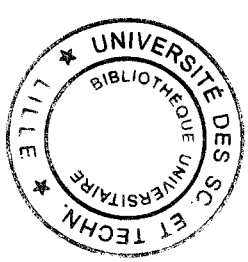
CONCLUSION

La stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion d'un émetteur radar cohérent impulsionnel est un point clé dans la réalisation d'un équipement moderne pour une bonne discrimination de la signature Doppler des cibles analysées. Notre travail a principalement consisté en une meilleure définition et compréhension de ce complexe problème de stabilité qui présente une importance capitale lors de la conception et de la certification d'un équipement radar.

Après un bref rappel du principe général de fonctionnement d'un radar impulsionnel à détection cohérente, nous avons défini la stabilité de phase et d'amplitude d'impulsion à impulsion, introduit les différentes causes d'instabilité d'un émetteur impulsionnel et présenté ses conséquences. Nous avons aussi insisté sur les différentes approches mathématiques permettant de quantifier ce phénomène et montré en particulier que suivant le type de méthode retenue (temporelle ou fréquentielle) les résultats obtenus pouvaient varier de façon significative. Précisons que des différences entre résultats peuvent atteindre jusqu'à 4dB. Nous avons expliqué ces écarts par le fait que les méthodes temporelles caractérisent principalement la stabilité de l'émetteur seul alors que la méthode fréquentielle caractérise plutôt la stabilité du système radar puisqu'elle inclue déjà un pré-traitement de signal.

L'essentiel de notre travail a cependant été consacré à l'analyse des causes d'instabilité des modules émetteurs impulsionnels à l'état solide et à la mise en oeuvre de méthodologies spécifiques pour les caractériser, tant d'un point de vue théorique qu'expérimental. Nous avons en particulier montré l'influence prédominante des effets thermiques transitoires sur la stabilité de phase et

d'amplitude d'un émetteur état solide loin devant les effets de fluctuation de tension d'alimentation et de désadaptation d'impédance.

L'étude des phénomènes de recombinaison de plusieurs signaux issus d'amplificateurs ou de chaînes d'amplification utilisés dans nos modules émetteurs et des conséquences sur la stabilité de phase et d'amplitude a permis d'obtenir des résultats très significatifs et nouveaux. Nous avons confirmé que dans la quasi totalité des cas, la recombinaison s'accompagnait d'une amélioration de la stabilité, quelles que soient les conditions ou le type d'équipement. Cette amélioration qui peut atteindre 7dB est surtout notable pour la stabilité de phase. Elle semble liée surtout à la compensation des composantes déterministes de l'instabilité. L'hypothèse d'un possible autoverrouillage de phase des émetteurs améliorant la stabilité a été écartée puisque les meilleurs résultats ont été obtenus avec la plus grande isolation entre étages.

Si de nombreux résultats expérimentaux ont été obtenus et quelques explications physiques proposées, nous n'avons pu cependant aboutir à un modèle prédictif, but ultime de cette étude de stabilité, permettant, au vu d'un cahier des charges, de conditionner de façon optimale l'architecture du ou des émetteurs radar. Il reste donc encore beaucoup de travail pour interpréter plus finement les nombreux résultats, notamment le gain de stabilité par recombinaison, et les traduire sous forme de régles quantitatives simples utilisable dès la conception des modules. Une telle étude devrait de plus être étendue aux autres sous ensembles de la chaîne radar même si la dégradation principale de la stabilité d'impulsion à impulsion semble provenir des modules d'amplification de puissance des émetteurs.