

CANADIAN THESES ON MICROFICHE

I.S.B.N.

THESES CANADIENNES SUR MICROFICHE



National Library of Canada
Collections Development Branch

Canadian Theses on
Microfiche Service

Ottawa, Canada
K1A 0N4

Bibliothèque nationale du Canada
Direction du développement des collections

Service des thèses canadiennes
sur microfiche

NOTICE

The quality of this microfiche is heavily dependent upon the quality of the original thesis submitted for microfilming. Every effort has been made to ensure the highest quality of reproduction possible.

If pages are missing, contact the university which granted the degree.

Some pages may have indistinct print especially if the original pages were typed with a poor typewriter ribbon or if the university sent us a poor photocopy.

Previously copyrighted materials (journal articles, published tests, etc.) are not filmed.

Reproduction in full or in part of this film is governed by the Canadian Copyright Act, R.S.C. 1970, c. C-30. Please read the authorization forms which accompany this thesis.

THIS DISSERTATION
HAS BEEN MICROFILMED
EXACTLY AS RECEIVED

AVIS

La qualité de cette microfiche dépend grandement de la qualité de la thèse soumise au microfilmage. Nous avons tout fait pour assurer une qualité supérieure de reproduction.

S'il manque des pages, veuillez communiquer avec l'université qui a conféré le grade.

La qualité d'impression de certaines pages peut laisser à désirer, surtout si les pages originales ont été dactylographiées à l'aide d'un ruban usé ou si l'université nous a fait parvenir une photocopie de mauvaise qualité.

Les documents qui font déjà l'objet d'un droit d'auteur (articles de revue, examens publiés, etc.) ne sont pas microfilmés.

La reproduction, même partielle, de ce microfilm est soumise à la Loi canadienne sur le droit d'auteur, SRC 1970, c. C-30. Veuillez prendre connaissance des formules d'autorisation qui accompagnent cette thèse.

LA THÈSE A ÉTÉ
MICROFILMÉE TELLE QUE
NOUS L'AVONS REÇUE

UTILISATION PLUS EFFICACE DES AMPLIFICATEURS
DE STATION TERRIENNE ET AMELIORATIONS DE LA
QUALITE DE TRANSMISSION PAR L'UTILISATION
D'UN LINEARISEUR EN BANDE DE BASE

par

Henri Girard

Thèse soumise à l'Ecole des Etudes
supérieures, Université d'Ottawa comme
une partie des exigences pour l'obtention
du grade de Maîtrise en Science Appliquée

Département de Génie Electrique
Université d'Ottawa
Ottawa, Ontario
Septembre 1981

Henri Girard, Ottawa, Canada, 1981



H. Girard, Ottawa, Canada, 1982

RESUME

Une nouvelle méthode de linéarisation des amplificateurs de puissance et son impact sur un système de communication numérique par satellite sont présentés dans cette thèse. La simulation numérique est utilisée pour prouver les avantages de la technique de linéarisation. Le système de communication numérique par satellite Intelsat V est choisi comme exemple. Ce système de communication émet un signal QPSK avec un débit de 120 Mb/s. Nous démontrons que dans un milieu incluant plusieurs sources d'interférence, des améliorations sensibles sont obtenues tant du point de vue de l'utilisation efficace des amplificateurs de stations terrienne que de l'amélioration du taux d'erreur binaire. L'avantage de la méthode présentée ici par rapport à des réalisations équivalentes en microonde est sa réalisation plus facile.

Pour obtenir les résultats énoncés plus haut, des sous programmes pour faire la simulation du canal ont été développés. Un de ceux ci, le sous programme de calcul de la probabilité d'erreur optimise l'instant d'échantillonnage. Enfin, le sous programme de calcul de spectre de puissance s'est avéré utile pour comprendre pourquoi la nouvelle méthode présentée réduit la dégradation de probabilité d'erreur due aux canaux adjacents.

ABSTRACT

The principles, applications and advantages of a new baseband linearizer are described in this thesis. The numerical example chosen is the 120 Mb/s Intelsat V satellite communication system, and the modulation used is QPSK. Computer simulation is used to show that in a complex interference environment, significant improvements are obtained both for the efficient use of earth station high power amplifiers as well as for the bit error rate. The advantage of the method presented here over its equivalent microwave realisation is its ease of realisation.

In order to achieve the above mentioned results, a number of subroutines for channel simulation were developed. One of these, the subroutine to compute the probability of error, computes the optimum sampling instant. Finally, the subroutine to compute and plot the power spectrum explains why the baseband linearizer reduces the bit error rate degradation in an adjacent channel environment.

REMERCIEMENTS

L'auteur tient à remercier chaleureusement Patrick Vandamme du CNET de France pour ses discussions enrichissantes et ses conseils utiles. L'auteur remercie aussi le professeur Feher pour lui avoir suggéré le problème de la linéarisation en bande de base et pour ses conseils sur les aspects systèmes des communications par satellite. Des remerciements vont aussi au professeur Steenart et aux étudiants gradués pour leurs discussions utiles. Le travail de développement du logiciel utilisé dans cette thèse a été facilité par les conseils pratiques concernant WYLBUR et CMS qu'ont donnés les membres du département d'application du centre de calcul. Je remercie aussi Téléglobe Canada pour leur bourse annuelle. Enfin, je remercie Linda Zsar, ma fiancée, pour sa compréhension et sa patience pendant mes études, en plus de bon travail qu'elle a fait pour dactylographier ce texte.

TABLE DES MATIERES

	<u>PAGE</u>
Résumé	ii
Remerciements	iv
Table des matières	v
Liste des Figures	vii
Liste des symboles	xi
1 INTRODUCTION	1
1.1 Position du problème	1
1.2 Modèle de système utilisé	8
1.3 Linéarisation des amplificateurs non linéaires	16
1.3.1 Amplificateurs non linéaires	16
1.3.2 Les linéariseurs par prédistorsion	22
2 SIMULATION DE SYSTEMES DE COMMUNICATIONS NUMERIQUES PAR ORDINATEUR	26
2.1 Introduction	26
2.2 Relevé de littérature sur la simulation par ordinateur	32
2.3 Méthodes utilisées pour filtrer le signal échantillonné	35
2.4 Calcul du signal après son passage dans un non-linéarité sans mémoire	39
2.5 Calcul de la probabilité d'erreur	40
2.6 Calcul de l'effet des canaux adjacents	49
2.7 Simulation des évanouissements dans le trajet ascendant	53
2.8 Conclusion	54
3 EVALUATION DU SPECTRE	55
3.1 Introduction	55
3.1.1 Pourquoi évaluer le spectre	55
3.1.2 Objectifs de ce chapitre	59

	<u>PAGE</u>
3.2 Estimation du spectre	60
3.2.1 Introduction	60
3.2.2 Méthode de calcul	65
3.2.3 Compromis à faire dans l'estimation du spectre	72
3.2.4 Sources d'erreurs	75
3.3 Application de la méthode	77
3.3.1 Notes préliminaires	77
3.3.2 Cas du QPSK sans filtrage	79
3.3.3 Cas du QPSK filtré	87
3.3.4 Cas du QPSK filtré suivi de non-linéarité	88
3.4 Conclusion	94
4 LE LINARISEUR EN BANDE DE BASE	95
4.1 Introduction	95
4.2 Description du linéariseur en bande de base	98
4.3 Réduction de la recroissance spectrale avec un linéariseur en bande de base	110
4.4 Amélioration de la probabilité d'erreur en présence de canaux adjacents	115
4.5 Probabilité d'erreur en présence de canaux interférents sur la même voie	121
4.6 Réduction de l'effet perturbateur des évanouissements par l'utilisation d'un linéariseur en bande de base	124
4.7 Conclusion	132
5 CONCLUSION ET PROBLEMES DE RECHERCHE FUTURE	133
Références	135
Appendice A	
Appendice B	

LISTE DES FIGURES

Figure	Page
1.1 Diagramme synoptique d'un satellite utilisé comme répéteur dans un système de communication	9
1.2 Diagramme synoptique du modèle de système utilisé	10
1.3 Diagramme synoptique d'un linéariseur ayant déjà fait l'objet de publication	26
1.4 Visualisation du fonctionnement du linéariseur de la Figure 1.3 par phaseurs.	26
2.1 Organigramme du sous programme utilisé pour filtrer le signal échantillonné	37
2.2 Organigramme du sous programme général pour le calcul de la probabilité d'erreur.	40
2.3 Calcul de la dispersion entre les symboles échantillonnés	44
2.4 Organigramme pour l'optimisation jointe de l'instant d'échantillonnage et de la phase	48
2.5 Organigramme du programme pour le calcul de la probabilité d'erreur en présence de canaux adjacents	51
2.6 Organigramme du programme utilisé par simuler les évanouissements	53
3.1 Modèle utilisé pour le calcul du spectre	60
3.2 Diagramme synoptique d'un analyseur de spectre superhétérodyne à balayage	61
3.3 Organigramme de la méthode des périodogrammes modifiés	65
3.4 Organigramme de la réalisation de l'algorithme de Welch utilisée pour de grands nombres de symboles	68
3.5 Tableau des compromis pour la méthode d'estimation du spectre de Welch	72

- 3.6 Spectre de puissance du QPSK sans filtrage avec un seul estimé de 1024 symboles. Le nombre de points par FFT est $L = 128$ et la fenêtre de Parzen est utilisée. 79
- 3.7 Spectre de puissance du QPSK sans filtrage avec un seul estimé de 1024 symboles. Le nombre de points par FFT est $L = 256$ et la fenêtre de Parzen est utilisée. 80
- 3.8 Spectre de puissance du QPSK sans filtrage avec 200 moyennes de 1024 symboles QPSK. Le nombre de points par FFT est $L = 4096$ et la fenêtre de Kayser-Bessel avec paramètre 1.5 est utilisé. 81
- 3.9 Spectre de puissance du QPSK sans filtrage avec 1 moyenne de 1024 symboles QPSK. Le nombre de points par FFT est $L = 4096$ et la fenêtre de Kayser-Bessel avec paramètre 1.5 est utilisé. 82
- 3.10 Spectre de puissance du QPSK sans filtrage avec 1 moyenne de 128 symboles QPSK. Le nombre de points par FFT est $L = 256$. La fenêtre de Parzen est utilisé. 84
- 3.11 Spectre de puissance du QPSK filtré avec 1 seule moyenne de 1024 symboles. Le nombre de points par FFT est $L = 256$ et la fenêtre de Parzen est utilisé. 85
- 3.12 Spectre de puissance du QPSK filtré avec 1 moyenne de 25 estimés de 1024 symboles QPSK. Le nombre de points par FFT est $L = 4096$ et la fenêtre de Kayser-Bessel est laissé comme paramètre. 86
- 3.13 Spectre de puissance du QPSK filtré après passage dans un non-linéarité typique de station terrienne avec 1 moyenne de 128 symboles QPSK. Les reculs illustrés sont mesurés par rapport à l'entrée. La fenêtre de Parzen est utilisée avec 128 points par FFT. 89
- 3.14 Spectre de puissance du QPSK filtré après passage dans une non-linéarité typique de station terrienne. Une moyenne de 1024 symboles est utilisée avec $L = 256$ points par FFT. La fenêtre de Kayser-Bessel avec paramètre 3.0 est utilisée. 90

3.15	Spectre du QPSK filtré après passage dans un amplificateur de puissance de station terrienne avec 14 dB de recul par rapport à l'entrée. Un total de 25 moyennes de 1024 symboles chacun a été fait pour chaque valeur du paramètre de Kayser-Bessel. Ce dernier a été varié entre 1 et 2.5. Le nombre de points par FFT est $L = 4096$.	91
3.16	Famille des courbes de spectre de puissance du QPSK avec 25 moyennes de 1024 symboles. Le nombre de points par FFT est $L = 4096$. La fenêtre de Kayser-Bessel avec paramètre 1.5 est utilisée.	92
4.0	Exemple de mesure de la dégradation de probabilité d'erreur.	97A
4.1	Diagramme synoptique du linéariseur en bande de base.	99
4.2	Courbes caractéristiques d'un amplificateur de puissance de station terrienne typique. La courbe sert à l'inversion graphique de la non-linéarité.	102
4.3	Courbes caractéristiques de l'amplificateur de station terrienne pour de faibles amplitudes.	103
4.4	Table de non-linéarité utilisée pour faire la prédistorsion d'amplitude et de phase.	104
4.5	Courbes caractéristiques d'un amplificateur de puissance avant et après linéarisation en bande de base.	105
4.6	Réalisation de la caractéristique de transfert utilisée pour faire la prédistorsion d'amplitude.	108
4.7	Organigramme de la réalisation en logiciel du linéariseur en bande de base.	109
4.8	Spectre de puissance pour du QPSK de 120 Mb/s après passage dans une non-linéarité typique de station terrienne. Les reculs sont mesurés par rapport à la sortie et aucun linéariseur n'est utilisé.	112
4.9	Spectre de puissance du QPSK filtré de 120 Mb/s après passage dans un amplificateur typique de station terrienne en régime saturé. La figure montre l'amélioration obtenue en incluant le linéariseur en bande de base.	113

Figure

Page

4.10	Spectre de puissance du QPSK filtré de 120 Mb/s après passage dans un amplificateur typique de station terrienne. Le linéariseur en bande de base est inclu et les reculs sont mesurés par rapport à la sortie.	114
4.11	Dégradation avec et sans canaux adjacents dans le cas avec et sans linéariseur en bande de base.	116
4.12	Dégradation en présence de canaux adjacents avec et sans linéariseur.	120
4.13	Dégradation combinée de l'interférence entre canaux adjacents en fréquence et du brouillage dans la même voie.	123
4.14	Tableau des résultats de dégradation en fonction de la profondeur de l'évanouissement.	129
4.15	Courbes caractéristiques du TOP utilisé à bord du satellite.	130
4.16	Perte nette de puissance en fonction de la profondeur de l'évanouissement lorsque 2 techniques sont utilisées pour combattre l'évanouissement.	131

LISTE DES SYMBOLES

C	puissance du signal modulé
C/I	carrier to interference ratio
C/N	carrier to noise ratio
dB	decibel
dBW	nombre de dB plus puissant que 1 watt
E	espérance mathématique
E _b	énergie moyenne par bit du signal modulé
FFT	transformée de Fourier rapide
FDM	multiplexage par répartition en fréquence
GHz	gigahertz
HPA	amplificateur de haute puissance
kHz	kilohertz
MHz	megahertz
N	puissance du bruit
N ₀	densité du bruit gaussien additif blanc
NRZ	non return to zero
P _e	taux d'erreur binaire
QPSK	quadrature phase shift keying
t	variable temporelle
TDMA	accès multiple par répartition dans le temps
TOP	tube à onde progressive
twt	travelling wave tube

ω_0 fréquence de la porteuse
 $\angle$ angle d'un phaseur
 σ écart type
 μ valeur moyenne

Chapitre 1

INTRODUCTION

1.1 POSITION DU PROBLEME

Il existe plusieurs méthodes d'accès au canal d'un système de communication utilisant un satellite géostationnaire. Parmi ceux-ci mentionnons le multiplexage par répartition en fréquence (FDM), l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA) [SPILKER 1978]. Parmi les facteurs importants [SATO 1981] pour la conception de ce dernier système, mentionnons l'effet important sur le taux d'erreur par bit (BER) du choix des filtres de transmission et de réception. Ce choix n'est pas simple, car dans le canal avec 2 non-linéarités en cascade le principe de superposition ne s'applique pas. Un deuxième facteur est l'utilisation des stations terriennes existantes sans qu'il soit nécessaire d'y faire des changements trop coûteux. En particulier, il serait désavantageux d'avoir à utiliser une puissance de transmission de beaucoup supérieure à celle utilisée présentement. A l'heure actuelle plusieurs stations utilisent pour l'amplification de porteuses multiples une méthode de prédistortion [KUROKAWA 1980] pour réduire le degré d'intermodulation. On peut appliquer cette même technique à la transmission par TDMA en se fixant comme objectif que le taux d'erreur soit amélioré et que la recroissance spectrale soit réduite. Un troisième facteur est la linéarisation de l'amplificateur de puissance à bord du satellite.

L'étude qui suivra exposera une technique pour réduire la recroissance spectrale et améliorer le taux d'erreur par une méthode de prédistortion appliquée sur le signal avant qu'il ne soit modulé, c'est-à-dire en bande de base. Plusieurs autres approches peuvent permettre d'améliorer la qualité de transmission pour le canal non linéaire, en plus des filtres de transmissions et de réception, citons des modulations nouvelles, le codage (FEC), la détection par l'algorithme de Viterbi, ou bien une diminution du taux de transmission. La prédistortion en bande de base présentée plus loin peut être considérée soit comme une méthode d'engendrer l'inverse de la non-linéarité particulière. C'est une approche différente à celle prise habituellement par les chercheurs en modulations. Ces derniers cherchent habituellement à réaliser une modulation à enveloppe constante, indépendamment de la non-linéarité [Feher 1977].

La prédistortion en bande de base peut donc être vue différemment, par les propriétaires de stations terriennes ou bien par les chercheurs en modulations.

La technique présentée sera évaluée par simulation numérique, dans un environnement simulant le canal Intelsat V. Les résultats obtenus montrent l'impact bénéfique sur la performance de transmission que l'on peut obtenir en linéarisant la station terrienne.

On supposera dans les simulations que la récupération de porteuse est idéale et que pour tenir compte de l'effet de la récupération de porteuse on n'aura qu'à rajouter environ .2

dB au résultats de dégradation qui seront présentés plus loin [FANG 1981].

Les amplificateurs non linéaires tant en amplitude qu'en phase, sont un paramètre important dans la conception de systèmes de communications numériques par satellites. Les non linéarités introduisent de la diaphonie entre les voies en phases et en quadratures, cette diaphonie se manifeste par une fermeture accrue du diagramme d'oeil. De plus lorsque les puissances transmises sont élevées, la recroissance spectrale des modulations numériques implique une puissance dans les lobes latéraux qui est nuisible aux usagers des fréquences adjacentes. Dans le cas de stations terriennes les puissances transmises peuvent être très élevées étant donné des pertes considérables de propagation à compenser. Ces pertes sont de l'ordre de 200 dB à 6/4 GHz. Les amplificateurs de haute puissance (HPA) utilisés pour les communications avec le satellite sont habituellement des tubes à ondes progressives (TOP) ou des Klystrons. Les simulations faites dans cette thèse s'appliquent à des tubes à ondes progressives du type hélicoidal (helix type twt) [FINK 1975]. Cette non-linéarité a la caractéristique d'avoir une très grande bande passante par rapport aux signaux que nous étudions ici, c'est-à-dire que l'on a dans ce cas une non-linéarité sans mémoire.

Il y a plusieurs facteurs qui influencent le choix de puissance de l'amplificateur au sol: Plusieurs systèmes

fonctionnent bien avec une grande puissance émise au sol et un récepteur moins sensible dans l'espace, c'est particulièrement vrai dans le cas où le lancement du satellite et le satellite lui même représentent une part important du coût du système. On peut aussi avoir une multiplicité d'émetteurs moins puissants au sol et un récepteur très sensible à bord du satellite. Une fois choisie la puissance au sol désirée, plusieurs contraintes contradictoires sont imposées tant du point de vue système que du point de vue opérationel.

1. Il est désirable d'opérer efficacement (le plus de watts RF pour un courant continu donné)
2. Opérer dans une région linéaire pour avoir peu de distorsion du signal et de recroissance spectrale
3. Utiliser l'amplificateur pour avoir la puissance de dissipation minimale (pas de système de refroidissement compliqué nécessaire), la fiabilité est donc améliorée

Un compromis typique est de fixer la région de fonctionnement dans une région quasi linéaire et ainsi obtenir seulement une partie de la puissance de sortie maximale de l'amplificateur. Une autre solution possible est de transformer le signal avec un circuit possédant la caractéristique inverse à celle de la non-linéarité. Cette technique est souvent appelée prédistorstion dans la littérature. Cette possibilité est particulièrement intéressante dans les systèmes à plus de 10 GHz. Compte tenu de la puissance des tubes d'émissions disponibles et des paramètres envisagés pour ces systèmes, il est vraisemblable que la station terrienne travaillera a faible recul et parfois même en régime saturé [Lombard 1975] .

C'est particulièrement le cas lorsque de fortes précipitations se produisent sur le trajet ascendant. La caractéristique de transfert du circuit de prédistorsion en cascade avec l'amplificateur de puissance devient linéaire jusqu'à la valeur de saturation imposée par les limitations physiques de l'amplificateur. Historiquement cette méthode a été appliquée aux modulation analogiques. Le trafic était composé de téléphonie et de télévision modulant la fréquence d'une porteuse. La performance de la linéarisation était alors mesurée en terme de niveau d'intermodulation. Plusieurs manufacturiers ont fabriqué ces linéariseurs [Kurokawa 1980], [Bremenson 1974] qui sont réalisés avec des techniques de microcircuit à 6 GHz. D'autres méthodes de linéarisations existent mais elles ne sont pas appropriées aux puissances appréciables existant à la sortie de l'amplificateur de puissance [Seidel 1971].

Plus récemment, plusieurs manufacturiers ont développé des petits terminaux pour la transmission de données numériques. De plus certains propriétaires de station terrienne utilisent une seule source par amplificateur de haute puissance (HPA). Ces 2 types de produits ont en commun qu'ils n'utilisent qu'un seul signal par non-linéarité. Aussi devient-il intéressant de linéariser l'amplificateur non-linéaire au niveau de la source individuelle en bande de

base et non plus au niveau de la fréquence intermédiaire où microonde. De plus une réalisation en basse fréquence est moins critique à réaliser qu'une réalisation en microonde où en fréquence intermédiaire. Vue l'utilisation croissante de modulations numériques, il est intéressant de trouver une méthode de prédistorsion spécifique à ces méthodes de modulations. La modulation qui semble jouir de la plus grande popularité en ce moment est le QPSK. Aussi dans la discussion qui suivra cette modulation recevra une attention toute particulière. La méthode de prédistorsion en bande de base qui sera expliquée plus loin est applicable à d'autres modulations telles que le MSK et le OKQPSK par exemple. Dans l'évaluation de la nouvelle méthode on n'utilisera qu'une seule porteuse, par non linéarité, l'extension au cas de porteuses multiples étant laissé à un travail ultérieur.

D'autre part les manufacturiers d'équipement sont intéressés à garder une compatibilité avec l'équipement QPSK déjà existant, la méthode qui sera présentée plus loin assure cette compatibilité.

Les études [Murakami 1979] indiquent que pour un canal à bande étroite avec des non-linéarités en cascade tels celui de Intelsat V, le QPSK est la modulation qui semble donner le moins de dégradation parmi celles qui ont été comparées. L'étude qui suivra a comme objectif de trouver une méthode de prédistorsion qui améliore la performance de transmission du QPSK.

Il est important de réaliser que les 2 types d'utilisation des amplificateurs non linéaires ont une importance sur la conception des linéariseurs. Les courbes caractéristiques des amplificateurs de puissances sont habituellement spécifiées pour une seule porteuse non modulée. Pour une porteuse modulée la caractéristique de la non-linéarité vue par le signal sera semblable à celle de la spécification. Un autre type d'utilisation est le cas où un grand nombre de porteuses sont combinées pour former une enveloppe complexe qui est ensuite amplifiée. On peut prouver que la non-linéarité vue par une des porteuses sera différente de celle du HPA pour une porteuse unique. Cette preuve sera faite dans la section suivante qui traite des amplificateurs non linéaires. Ces 2 types d'utilisations de l'amplificateur de puissance sur terre et dans l'espace correspondent à des exigences de systèmes différentes, c'est-à-dire à l'utilisation en mode TDMA ou en mode FDMA.

1.2 MODELE DE SYSTEME UTILISE

La Figure 1.1 montre un modèle de satellite géostationnaire servant à la communication par satellite. Dans ce modèle, chaque station terrienne émet un signal QPSK à débit binaire élevé dont le spectre occupe un transpondeur au complet à bord du satellite. Les stations opèrent sur des fréquences séparées par 80 MHz. Le satellite ne fait que capter le signal, le convertir en fréquence et ensuite le réémettre. La Figure 1.2 montre un diagramme synoptique du modèle utilisé pour le programme de simulation. Ce programme sera expliqué dans les chapitres suivants. Les caractéristiques pour les filtres et les non-linéarités sont semblables à celle utilisées dans le système Intelsat V. Le temps de groupe dans les filtres de même que les non-linéarités contribuent à réduire la marge de bruit du diagramme d'oeil. L'interférence provenant des canaux adjacents espacés en fréquence de 80 MHz est incluse dans le trajet montant.

Il est à remarquer que l'effet des canaux adjacents dans le trajet descendant est négligé parce que les filtres de transmission après chaque amplificateur de puissance à bord du satellite coupent l'émission hors de bande à des proportions négligeables. Ces filtres ne sont pas placés à la sortie de station terrienne parce que les puissances de sortie y sont considérables (il est difficile de réaliser des filtres microondes ayant des pertes négligeables) et de plus un filtre en bande passante nuirait à l'agilité de fréquence. Cette dernière peut être importante advenant qu'une station terrienne doive utiliser un autre transpondeur.

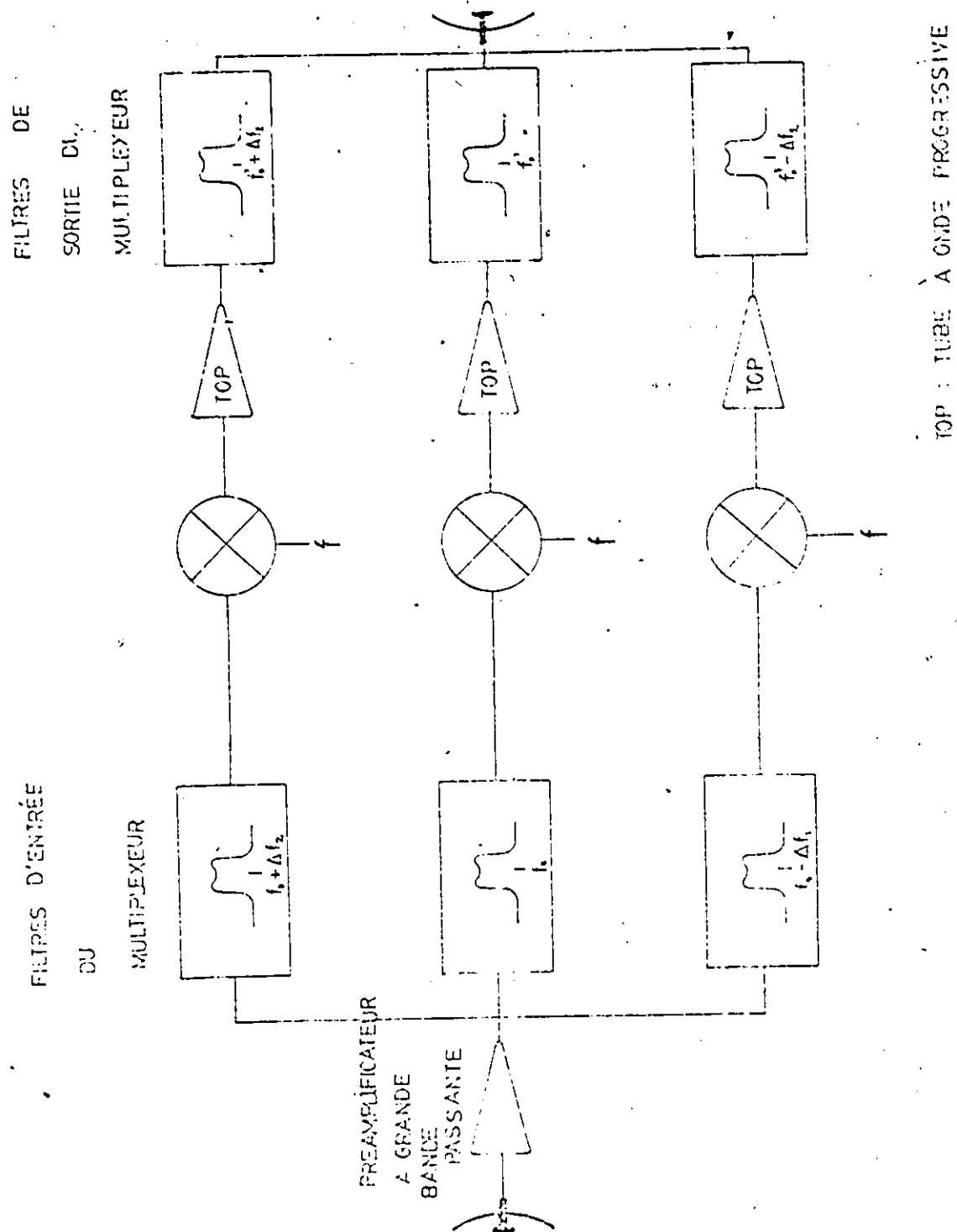


Figure 1.1 - Diagramme synoptique d'un satellite utilisé comme répéteur dans un système de communication

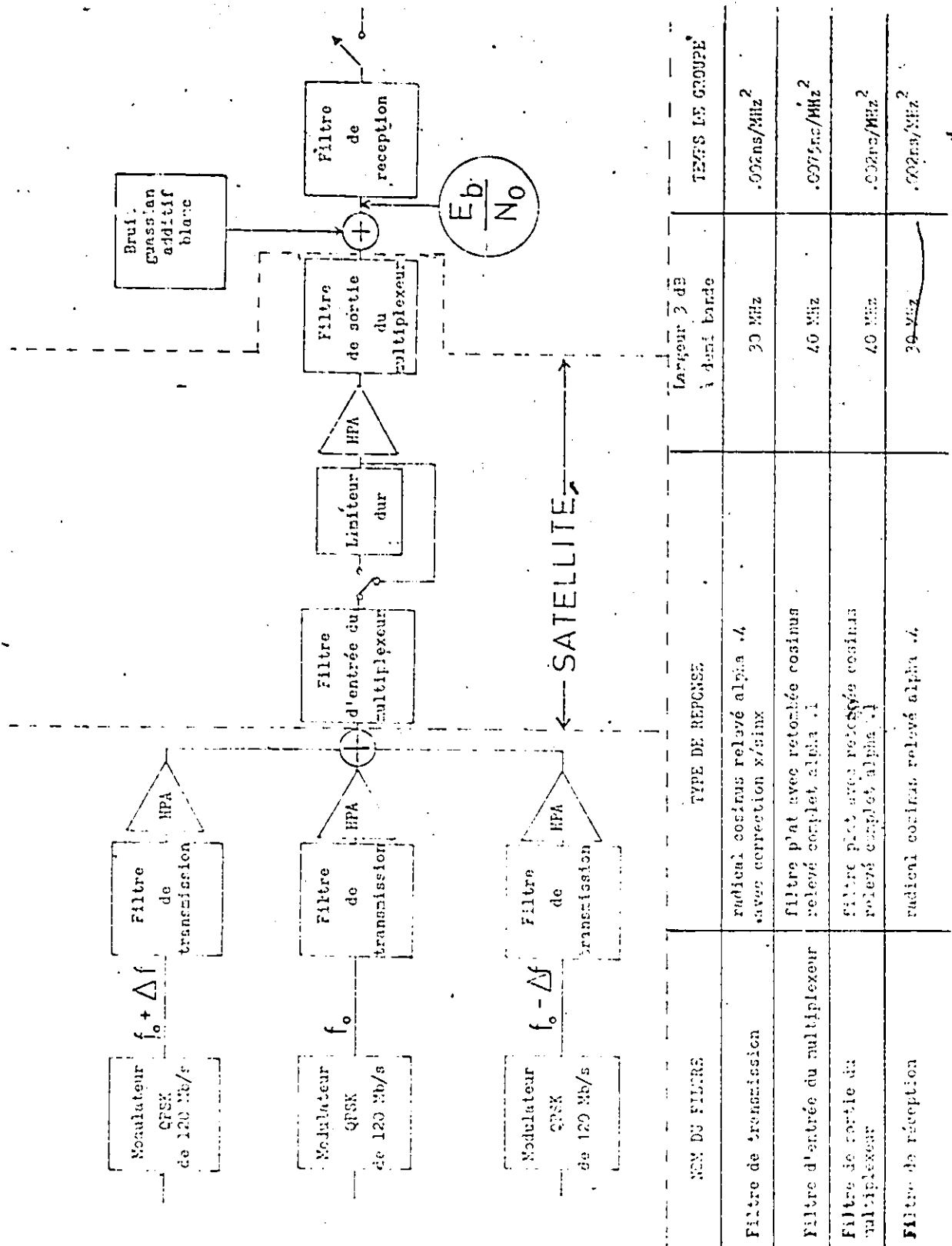


Figure 1.2 - Diagramme synoptique du modèle de système utilisé.

Pour obtenir une plus grande efficacité d'utilisation du spectre les nouveaux systèmes de communications par satellite tels Intelsat V utilisent 2 polarisations et des antennes à 2 faisceaux [Kennedy 1981]. La réutilisation de fréquence est une technique pour transmettre 2 signaux indépendants sur la même fréquence en utilisant 2 réflecteurs (feed horn) alimentés par des polarisation orthogonales [Spilker 1977]. La polarisation peut être circulaire ou linéaire et la diaphonie typique entre 2 polarisations est de l'ordre de 20 dB.

Les antennes de satellites à plusieurs faisceaux peuvent améliorer l'efficacité en fréquence et en puissance du lien par satellite. Des faisceaux étroits fournissent un gain plus élevé à des régions très localisées. Cette technique permet une capacité plus grande pour une puissance émise donnée. La réutilisation de fréquence se généralise pour fournir plusieurs utilisations simultanées de la même fréquence dans le trajet descendant en utilisant des antennes à faisceaux multiples.

La réutilisation de fréquence pour les 2 faisceaux de couverture d'une antenne fait que la même fréquence est réutilisée quatre fois. Le signal désiré constitue une des utilisations. L'utilisation orthogonale au signal désiré sur le même faisceau est la 2e utilisation qui constitue une interférence. Deux autres utilisations de la même fréquence proviennent des 2 autres polarisations de l'autre faisceau, elles sont une interférence pour le canal

désiré. Aussi dans notre programme a-t-on inclus la possibilité de mettre un ou deux canaux interférants sur la même fréquence que le canal désiré.

Alors que dans des conditions normales d'opération l'interférence de canaux adjacents dégrade moins que l'action combinée des filtres et de la non-linéarité, il en est autrement dans des conditions de propagation plus extrêmes. Par exemple si l'un des canaux adjacents devient 8 dB plus puissant que le canal désiré ou si un évanouissement se produit sur le canal principal dans le trajet ascendant. Le premier problème se pose particulièrement dans le cas où des stations terriennes peuvent avoir des puissances de transmission qui sont différentes, tels le système SCPC numérique [Intelsat 1976]. La deuxième source de dégradation est importante pour les systèmes de communications par satellite à 14/11 et 30/20 GHz. Les conditions de propagation à ces fréquences sont très dépendantes des conditions atmosphériques. La pluie et la neige atténuent le signal [Arnold et al 1981]. uniformément en fonction de la fréquence. Le mécanisme d'évanouissement est en effet différent des évanouissements sélectifs en fréquence qui se produisent dans les systèmes à faisceaux hertziens au sol. Dans ces derniers, les trajets multiples du signal arrivent hors de phase au récepteur, provoquant ainsi des interférences destructives (interférence utilisé au sens optique) les évanouissements se produisant dans

les communications par satellite résultent plutôt de la présence d'une source d'atténuation au faisceau microonde. Dans le pire cas la pluie dans le trajet ascendant atténuera le signal désiré, alors que les canaux adjacents, provenant de localisation géographique éloignée ne subiront pas d'évanouissements. La pluie influencera donc le niveau reçu par le satellite affectant ainsi le recul de l'amplificateur de puissance à bord de ce dernier. De plus, les canaux adjacents qui n'ont pas eu leur puissance diminuée par l'évanouissement auront un effet perturbateur plus important sur le canal principal. En effet l'évanouissement provoque une diminution du rapport de la puissance du canal principal à la puissance interférente. D'autre part la dépolarisation créée par la pluie créera une interférence sur la même voie accrue (increased co-channel interference).

On verra plus loin que les linéariseurs contribuent à diminuer la hauteur des lobes secondaires. On s'attendra donc à avoir une réduction sensible de l'interférence dans les canaux adjacents.

Il existe présentement plusieurs méthodes pour compenser les évanouissements [Fang 1981]:

1. L'utilisation d'un limiteur dur à l'entrée du TOP à bord du satellite, qui garde constant le niveau retransmis par le satellite, c'est-à-dire E_b/N_0 dans le trajet montant devient indépendant de son vis à vis dans le trajet descendant.

2. Une surexcitation (overdrive) de l'amplificateur de puissance à bord du satellite, où surexcitation indique une puissance à l'entrée de l'amplificateur plus élevée que requise pour provoquer la saturation.
3. Choisir des méthodes de modulations qui ont des lobes latéraux faibles et un lobe principal étroit.

Une combinaison de ces 3 techniques sera essayée plus loin. Cette modulation sera combinée avec les 2 premières techniques et on verra des améliorations de la performance de transmission en présence d'évanouissements.

Dans les simulations qui vont suivre on mesurera les améliorations de performance de transmission en comparant les dégradations par rapport au cas du QPSK théorique. On supposera que la liaison par satellite a le C/N dans le trajet descendant qui est nécessaire pour que le E_b/N_0 soit de 12 dB où E_b est l'énergie par bit des signaux modulés

N_0 est la densité spectrale du bruit additif gaussien blanc. Pour un modèle sans canaux adjacents et sans limiteur dur à l'entrée de l'amplificateur de puissance saturé dans le satellite, on a une probabilité d'erreur d'environ 5×10^{-6} . Comme on verra dans le chapitre suivant, la dégradation est mesurée avec E_b/N_0 constant plutôt qu'avec une probabilité d'erreur constante. Cette contrainte est plus réaliste dans les calculs de liaisons par satellite qui ont une puissance limitée. Une fois le E_b/N_0 du satellite fixé, les différentes perturbations se rajouteront pour dégrader le taux d'erreur. D'autre part,

cette méthode économise le temps de calcul de l'ordinateur.

Dans les 2 premières sections, on a situé le problème particulier qui fait l'objet de cette étude dans un cadre plus général. On verra maintenant un modèle pour le type d'amplificateur non linéaire qui sera simulé ainsi que les façons de réduire leur effet perturbateur sur le système de transmission.

1.3 LINEARISATION DES AMPLIFICATEURS NON LINEAIRES

1.3.1 AMPLIFICATEURS NON LINEAIRES

Les sous systèmes d'amplification forment une partie importante d'une chaîne de transmission numérique par satellite. Etant donné les pertes de parcours considérables se produisant dans ce canal les signaux à être transmis doivent être amplifiés à des niveaux considérables. Les distorsions encourues par les signaux dans une telle chaîne peuvent être considérables et ainsi augmenter le taux d'erreur binaire. Les amplificateurs considérés ici seront supposés sans mémoire, c'est-à-dire que la sortie ne dépend que de l'entrée à cet instant seulement et non pas sur les instants précédents. On verra plus loin que cette approximation est justifiée pour les tubes à ondes progressives à cavité couplée.

Il a déjà été établi [Shimbo 1973] que ce type de non-linéarité a l'effet qui suit sur le signal.

Le signal modulé en phase à M états d'un modulateur peut être écrit:

$$e(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A W(t-kT) \cos(\omega_0 t + \varphi_k) \quad (1.1)$$

où: A = Amplitude de la porteuse

$W(t)$ = forme d'onde du signal transmis

T = durée de l'impulsion

ω_0 = fréquence de la porteuse

φ_k = alphabet des symboles transmis choisi parmi l'ensemble

$$(\pi/n) + i(2\pi/n) \quad (1.2)$$

où $i = 0, 1, \dots, n-1$ avec probabilité égale.

Une forme équivalente est

$$e(t) = \text{Re} \left[\exp(j\omega_0 t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} (a + jb) W(t - kT) \right] \quad (1.3)$$

où $a = A \cos(\varphi_k)$
 $b = A \sin(\varphi_k)$

Dans le cas du QPSK les (a, b) prendront 1 des 4 valeurs $(\pm A/(2)^{1/2}, \pm A/(2)^{1/2})$ avec probabilité égale.

Si $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre après le modulateur

$$e(t) = 0.5 \text{ Re} \left[\exp(j\omega_0 t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} (a + jb) (W(t - kT) * h(t)) \right] \quad (1.4)$$

où $*$ dénote la convolution

Ce processus à bande étroite peut s'écrire

$$e(t) = x(t) \cos(\omega_0 t) - y(t) \sin(\omega_0 t) \quad (1.5)$$

$$e(t) = (x^2 + y^2)^{1/2} \cos \left[\omega_0 t + \arctan(y/x) \right] \quad (1.6)$$

où

$$x(t) = a R(t - kT) - b I(t - kT) \quad (1.7)$$

$$y(t) = a I(t - kT) + b R(t - kT) \quad (1.8)$$

$$R(t) = 1/2 \text{ Re} (W * h(t)) \quad (1.9)$$

$$I(t) = 1/2 \text{ Im} (W * h(t)) \quad (1.10)$$

Le signal à la sortie de la non linéarité sans mémoire sera:

$$e(t) = g \left[(x^2 + y^2)^{1/2} \right] \cos \left[\omega_0 t + \tan^{-1}(y/x) + f(x^2 + y^2)^{1/2} \right] \quad (1.11)$$

où $g \left[(x^2 + y^2)^{1/2} \right]$ représente la distorsion d'amplitude causée par la conversion AM/AM

$f \left[(x^2 + y^2)^{\frac{1}{2}} \right]$ est la distorsion de phase créée par la conversion AM/PM.

La conversion AM/AM joue sur les phaseurs comme suit: pour des amplitudes faibles à l'entrée la variation de la tension de sortie sera égale à la variation de la tension d'entrée.

Pour des amplitudes à l'entrée au voisinage de la saturation de la sortie, la variation d'amplitude de sortie sera moindre que celle de l'entrée.

D'autre part, la conversion AM/PM aura pour effet de tourner le phaseur du signal modulé. L'angle de rotation est proportionnel à la puissance du signal d'entrée.

On distinguera 2 applications aux amplificateurs non linéaires: l'amplification de plusieurs porteuses comme en mode FDMA et l'amplification d'une seule porteuse (par exemple un terminal de transmission de données de faible débit).

Dans le cas d'un grand nombre de porteuses on peut se poser le problème suivant: quelle sera la caractéristique de transfert vue par une des porteuses lorsque la somme des autres porteuses peut être approximée par un bruit gaussien beaucoup plus puissant que la porteuse désirée? Le calcul qui suit indique que la non linéarité vue par la porteuse faible dépendra des autres signaux.

Blachman [1981] a déjà calculé la caractéristique de transfert pour un signal faible dans le cas où le signal fort $b(t)\cos(B'(t))$ peut être, par exemple, la somme d'un grand nombre de sinusoides. Le signal faible s'écrit:

$a(t)\cos(A'(t))$.

où A' et B' dépendent de la fréquence de la porteuse en plus de dépendre de sa phase.

Le résultat tient pour une non-linéarité:

$$g(A) \cos(f(A)) \quad (1.12)$$

où $g(A)$ est la distorsion AM/AM

$f(A)$ est la distorsion AM/PM

$$A = a \exp(jA') + b \exp(jB')$$

= un terme dépendant de la fréquence de la porteuse et de sa phase

Le gain complexe est:

$$G = (2b)^{-1} \frac{d}{db} [bg(b) \exp(jf(b))] \quad (1.13)$$

Le signal fort est la superposition d'un grand nombre de sinus-
oïdes, c'est-à-dire que son amplitude n'est pas constante,
on doit donc prendre la moyenne de (1.13) sur la distri-
bution d'amplitude du signal fort. Un processus en bande
passante à largeur de bande étroite peut être écrit

$$p = x(t) \cos(\omega_0 t) + y(t) \sin(\omega_0 t) \quad (1.14)$$

Si $x(t)$ et $y(t)$ sont gaussiens avec distribution

$$f_{xy}(x,y) = (2\pi\sigma^2)^{-1} \exp \left[-(x^2 + y^2)/2 \right] \quad (1.15)$$

On peut calculer l'enveloppe

$$b = (x^2 + y^2)^{1/2}$$

la distribution de l'enveloppe sera du type Rayleigh [Papoulis
1965]

$$f(b) = (b/\sigma^2) \exp(-b^2/2\sigma^2) \quad (1.16)$$

Le gain complexe G' pour le signal faible en présence d'interférence forte sera :

$$G' = \int_0^{\infty} G(b) f(b) db \quad (1.17)$$

Cette expression pour le gain est indépendante de l'enveloppe b , mais dépend de la puissance du processus en bande passante étroite. Un calcul plus exact montrerait qu'il en est ainsi dans une certaine région seulement, mais que pour des grandes amplitudes, la non linéarité subsiste. [Guibord 1981]

La réalisation en bande de base d'un linéariseur se voit donc simplifiée parce que la non linéarité est plus facile à compenser. A remarquer cependant que la linéarisation à faire dépend du rapport de la puissance de la porteuse désirée à la puissance du bruit Gaussien formé de la superposition du grand nombre de sinusoides, c'est-à-dire du rapport $b^2/2\sigma^2$.

C'est donc dire que la linéarisation optimale dépendra du degré d'utilisation du système. On peut donc compenser la caractéristique du HPA de station terrienne en tenant compte de ce niveau d'utilisation qui peut être mesuré de façon continue.

Le problème de l'amplificateur non linéaire a été aussi abordée par Purlow [1976], où l'emphasis est mise sur la distorsion dépendante du cube du signal d'entrée. Cette dernière est dominante dans les régions non linéaires de la courbe

caractéristique qui sont éloignés de la saturation [Hecken 1980]. Du point de vue efficacité d'utilisation on voudrait utiliser les amplificateurs de haute puissance au voisinage de la saturation. Les analyses qui ne tiennent compte que du terme cubique pour représenter la distorsion ne sont donc pas satisfaisantes.

1.3.2 LES LINEARISEURS PAR PREDISTORSION

Le but de la prédistorsion présentée ici est de transformer une non-linéarité ayant du AM/AM et du AM/PM en une caractéristique de limiteur doux avec phase linéaire. Il est clair que l'amplificateur de puissance possède une limite sur sa puissance de sortie qui ne peut pas être dépassée. La non-linéarité, une fois compensée, ne pourra donc pas être mieux qu'un limiteur doux avec phase linéaire, avec la limite de saturation imposée par la construction de l'amplificateur. Taylor [1976] a déjà prouvé mathématiquement que c'est la caractéristique optimale qui minimise la probabilité d'erreur.

La caractéristique linéarisée du système sera celle d'un limiteur doux

$$\begin{aligned} G(A) &= G' A/A' & A \leq A' \\ &= G' & A > A' \end{aligned} \quad (1.18)$$

où A est l'amplitude de l'enveloppe

A' est la valeur de l'enveloppe à l'entrée qui provoque la saturation de la sortie

G' est le gain en régime saturé.

L'équation exprime le fait que dans la région avant saturation on a une relation linéaire et que pour des valeurs d'enveloppe plus grande que A' , on a saturation. On voudrait aussi que

$\angle G(A)$ = constante pour tout A , c'est-à-dire pas de conversion AM/PM.

Le compensateur par prédistorsion aura une caractéristique

inverse à celle de la non linéarité:

$$\begin{aligned} G_{\text{comp}} &= G^{-1} (G'A/A') & A \leq A' \\ &G^{-1} (G') & A > A' \end{aligned} \quad (1.19)$$

et la phase du compensateur:

$$\text{PHASE} = -F (G (A)) \quad \text{pour tout } A \quad (1.20)$$

où F est la fonction de phase de l'amplificateur.

Les amplificateurs non linéaires typiques ont une caractéristique quasi linéaire pour de faibles amplitudes par rapport à la saturation (15 dB plus faible que la saturation). La caractéristique du compensateur devra donc avoir un gain linéaire pour les signaux dont la puissance est éloignée de la valeur de saturation. D'autre part le compensateur devra avoir une augmentation de la pente de gain au voisinage de la saturation. Dans cette région, il devra aussi avoir une avance de phase qui compensera le retard de phase introduit par l'amplificateur de puissance.

La méthode qui sera utilisée plus loin fera la prédistorsion d'amplitude de l'enveloppe en passant cette dernière par un atténuateur variable placé sous le contrôle de la puissance d'entrée. La réalisation expérimentale de ce type de montage en bande de base est plus simple que le montage semblable en microonde.

Dans la littérature on distinguera 3 types de réalisations de linéariseurs opérant sur les signaux modulés. Certains auteurs donnent la théorie de la conception mais s'en tiennent à des généralités ou à des réalisations par calcul des meil-

leurs paramètres pour une courbe. L'impact sur le système de transmission ne sera ni simulé ni mesuré expérimentalement [Vuong 1980]. D'autres auteurs [Hettrakul 1976] présentent une méthode de compensation réalisable, et l'évaluent dans un environnement qui n'inclut pas des canaux adjacents et les canaux interférants à la même fréquence. En dernier lieu, d'autres auteurs [Sato 1981], [Lombard 1978] présentent des résultats expérimentaux sur des systèmes réalistes.

Notre travail présente une méthode de prédistorsion réalisable opérant sur les signaux avant qu'ils modulent la porteuse. La méthode est évaluée par simulation dans un environnement réaliste. Cet environnement inclut les effets perturbateurs des évanouissements. Cet effet n'avait pas à la connaissance de l'auteur été étudié conjointement avec la linéarisation.

Une réalisation qui a déjà fait l'objet d'expérience [Bremenson 1980] [Kurokawa 1980] est illustrée à la Figure 1.3. Le fonctionnement peut être visualisé par le diagramme de la Figure 1.4 dû à Sato [1980]. Pour des petits signaux à l'entrée, la sortie sera

$$\dot{e}_0 = \dot{e}_2 + \dot{e}_3 \quad (1.21)$$

où $\dot{e}_0$ est la variation ou pente de la tension de sortie

$\dot{e}_2$ est la variation ou pente de la tension dans la branche 2

$\dot{e}_3$ est la variation ou pente de la tension dans la branche 3

Les variations dont il est question ici sont causées par une variation à l'entrée.

On a supposé que l'action combinée de l'amplificateur FET et du décaleur de phase est d'inverser la phase. Dans cette région linéaire les phaseurs ne sont pas tournés car la conversion AM/PM est trop petite.

Au voisinage de la saturation l'amplificateur FET verra la pente de son gain par rapport à l'entrée réduite. De plus la conversion AM/PM tournera le phaseur d'un angle θ_3 . Le résultat est que le vecteur $\dot{e}_3$ devient le vecteur $\dot{e}_3'$. Le vecteur $\dot{e}_2$ reste inchangé et la sortie est:

$$\dot{e}_0' = \dot{e}_2 + \dot{e}_3' \quad (1.22)$$

On voit donc que la sortie a vu sa phase avancée et sa variation de gain augmentée (comparer la longueur de $\dot{e}_0$ et de $\dot{e}_0'$). La ligne à retard ne fait que compenser le retard de la branche 3.

On peut prouver que l'amplificateur FET peut être remplacé par une autre non-linéarité, par exemple des diodes [Bremenson 1974]. On peut aussi expliquer le fonctionnement de ce type de linéariseur en posant [Kurokawa 1980] les équations simplifiées du circuit et en déterminant les paramètres du circuit, c'est-à-dire l'atténuateur et le déphaseur pour que le signal de sortie du compensateur ait la caractéristique inverse de la non-linéarité.

Comme le mentionne Shimbo [1971], qui propose lui aussi une méthode de linéariseur par prédistorsion, l'inverse exact est très difficile à réaliser avec des composantes microondes.

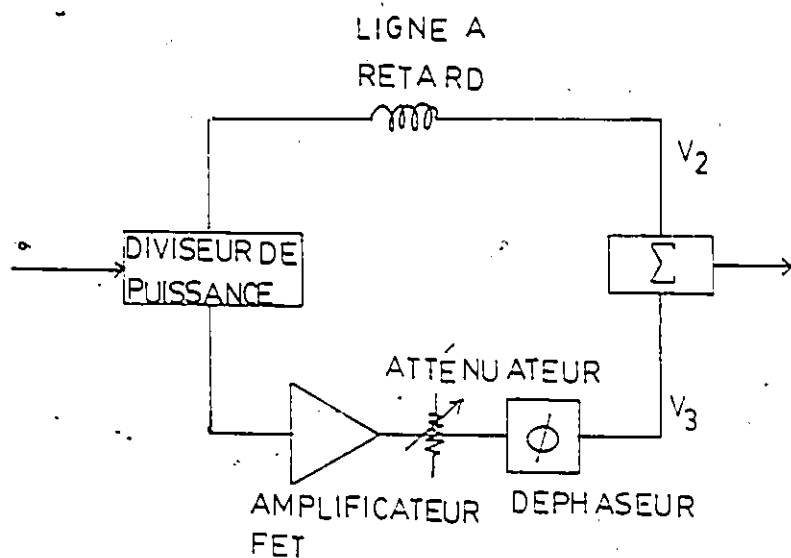


Figure 1.3 - Diagramme synoptique d'un linéariseur ayant déjà fait l'objet de publication.

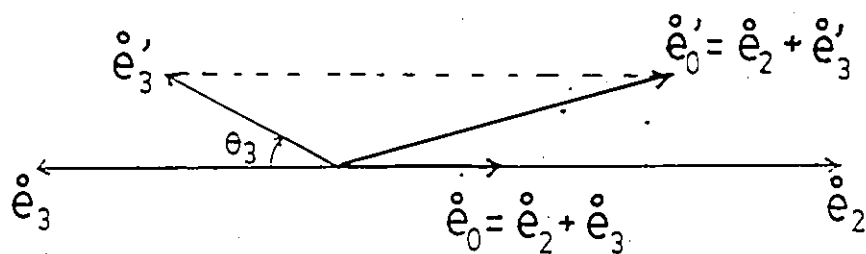


Figure 1.4 - Visualisation du fonctionnement du linéariseur de la figure 1.3 par phaseurs.

Il conclut que tant que le point d'opération n'est pas au voisinage immédiat de la saturation, le terme cubique de la caractéristique de transfert est dominant et que l'on peut obtenir une amélioration sensible en annulant ce terme par prédistorsion. C'est le rôle de l'amplificateur FET de la Figure 1.3.

Le déphaseur de la Figure 1.3 est facile à réaliser pour une largeur de bande étroite par rapport à la fréquence de la porteuse. C'est le cas pour une transmission de 120 Mb/s à 6 GHz. Les déphaseurs ne sont qu'une ligne à retard constant sur une gamme de fréquence donnée. Une autre réalisation de linéariseurs qui a été rapportée est celle de Satoh [1981]. Elle est une extension de la méthode de la Figure 1.3 qui permet de réaliser la caractéristique inverse avec plus de précision.

Chapitre 2

SIMULATIONS DES SYSTEMES DE COMMUNICATIONS NUMERIQUES PAR ORDINATEUR

2.1 INTRODUCTION

La simulation de systèmes de communications numériques par satellite est un outil utile au réalisateur de systèmes. La simulation permet à ce dernier d'évaluer rapidement l'effet de différents paramètres sur le système. Une minimisation du coût peut être faite par le choix de paramètres qui tout en satisfaisant les spécifications du système, permettent une réalisation facile. La grande flexibilité permise avec la simulation est un avantage déterminant sur une approche analytique. Cette dernière, en plus de demander un travail laborieux pour obtenir un résultat particulier, est souvent spécifique à une configuration particulière. Les configurations différentes nécessitent de répéter des calculs laborieux. La méthode de simulation par ordinateur utilisée dans ce travail est très flexible. Elle permet d'examiner les performances de plusieurs configurations de systèmes réalistes sans difficulté. Le coût de ces simulations numériques est minime si on le compare au coût élevé des équipements microonde requis pour réaliser les mêmes expériences en laboratoire. Les expériences qui peuvent être faites en basse fréquence ne sont pas satisfaisantes pour évaluer la contribution originale qui sera présentée plus loin. Ces expériences sont souvent

faites avec des limiteurs doux ou durs. Cette caractéristique n'est pas représentative des amplificateurs non linéaires typiques que l'on peut rencontrer dans les systèmes de communications par satellite. Ces expériences ne sont pas satisfaisantes parce que le mécanisme de dégradation est différent. La dégradation AM/AM est en effet plus élevée dans les limiteurs durs que dans les amplificateurs non linéaires réalistes. De même les limiteurs utilisés dans ces expériences ont une conversion AM/PM qui est négligeable.

La nouvelle méthode présentée plus loin, utilise une connaissance du mécanisme de dégradation due aux amplificateurs non linéaires. Cette nouvelle méthode qui peut être considérée comme une méthode de modulation non linéaire qui utilise une connaissance explicite de la non linéarité. Il est donc normal, pour la présente étude de choisir les caractéristiques les plus réalistes possibles, c'est-à-dire d'inclure les conversions AM/AM et AM/PM. Cette contrainte n'était pas présente dans d'autres modulations qui ne sont pas adaptées à une non linéarité particulière. Le coût du matériel qui serait nécessaire pour une vérification expérimentale de nos résultats est trop élevé pour rendre celle-ci réaliste. Dans la mesure du possible cependant, les résultats de simulations sont comparés avec des résultats expérimentaux déjà publiés .

La simulation numérique implique un choix de valeur numériques des paramètres, ainsi qu'une configuration de système. Le modèle détaillé utilisé dans la simulation a été décrit dans le chapitre précédent. C'est l'environnement propice pour évaluer une nouvelle méthode de modulation numérique non linéaire telle celle qui sera introduite plus loin. L'évaluation sera de deux ordres. Dans un premier temps on évaluera le spectre de puissance de la nouvelle modulation après passage dans l'amplificateur de puissance d'une station terrienne. Dans un deuxième temps, la probabilité d'erreur en présence d'interférence de plusieurs types sera évaluée. On verra la supériorité, par rapport au QPSK, de la méthode qui sera présentée plus loin.

L'objectif de ce chapitre est de présenter au lecteur le principe de fonctionnement des programmes utilisés pour la simulation. Pour le détail, il n'aura qu'à consulter les listes imprimées des instructions fortran qui sont fournies en appendice.

Plusieurs des sous programmes existants ont été utilisés [Arunachalam 1981]. Plusieurs nouveaux sous programmes ont été développés pour obtenir les résultats présentés dans cette thèse. Deux de ces sous programmes sont présentés dans ce chapitre. D'une part le sous programme pour le calcul de la probabilité d'erreur avec optimisation de l'instant d'échantillonnage. Et d'autre part le sous programme de filtrage utilisé lorsque la fréquence du signal et la fréquence centrale d'un filtre passe bande ne sont pas identiques.

Les autres sous programmes sont décrits dans les chapitres pertinents. Le sous programme pour l'évaluation du spectre est décrit dans le chapitre sur le spectre. Le sous programme de linéarisation en bande de base est décrit dans le chapitre sur ce sujet.

2.2 RELEVÉ DE LITTÉRATURE SUR LA SIMULATION PAR ORDINATEUR

Plusieurs auteurs ont rapportés avoir utilisés des méthodes de traitement de signaux numériques pour la simulation de systèmes de communications par satellite [Muratani 1972], [Hedderly et al 1973], [Chan et al 1974], [Lombard et al 1974], [Chan et al 1975], [Palmer et al 1977], [Assal et al 1978], [Castellano et al 1978], [Shanmugam et al 1980].

D'autres auteurs utilisent des signaux continus pour leur simulation et utilisent des équations différentielles pour représenter leur filtres [Tranter 1979].

Il existe plusieurs possibilités pour simuler les systèmes de communications. La façon qui est employée dans cette thèse est d'utiliser un logiciel pour représenter et traiter un signal échantillonné. Le signal est filtré dans le domaine fréquence en utilisant les techniques de traitement de signaux numériques [Antoniou 1980]. Les non-linéarités agissent sur l'enveloppe du signal dans le domaine temps, et leur caractéristique de conversion sont donnés sous forme polynomiale. Le même traitement de signaux échantillonnés peut être fait par un matériel spécialisé. Plusieurs circuits intégrés LSI existent pour réaliser facilement la FFT ainsi que des processeurs en point flottant nécessaire à la simulation. Ces circuits intégrés spécialisés peuvent être mis sous le contrôle d'une unité centrale de traitement servant aussi d'interface avec un usager. Cette réalisation offre plusieurs avantages par

rapport à son équivalent en logiciel. Parmi celles ci mentionnons une plus grande rapidité pour obtenir des résultats de simulations qui exigent de simuler le bruit. Plusieurs systèmes peuvent exiger l'addition de bruit aux échantillons de signaux avant leur détection. Citons par exemple, les études relative au bruit dans le trajet ascendant, les études relatives à la dégradation due au circuit de récupération de porteuse.

D'autre part les signaux peuvent être représentés de façon continue. Les filtres sont alors représentés par leur équation différentielle équivalente et ces équations sont résolues pour le nombre de points désirés. Un nombre de programmes produits (Packages) existent déjà pour solutionner ce type général de problèmes avec des équations différentielles. Ils permettent l'inclusion de sous programmes qui transforment le signal de façon originale non prévu par la librairie du programme produit. Parmi ces programmes mentionnons CSMP de IBM [IBM 1972].

Le problème commun avec toute ces méthodes est celle de tenir compte du bruit Gaussien. Le bruit Gaussien peut être engendré explicitement et rajouté à chaque échantillon à l'entrée du récepteur. D'autre part le bruit peut être rajouté à chaque échantillon après l'échantillonnage fait par le programme. Si l'on ne rajoute pas les effets de synchronisation [Palmer & al 1977], cette opération est justifiée.

Dans les simulations qui suivent, chaque symbole du signal simulé est représenté par 16 échantillons complexes, chaque nombre complexe étant formé de la composante en phase et de la composante en quadrature. Les 128 symboles utilisés occupent donc un tableau complexe de 2048 positions. Un nombre plus élevé de symboles nécessite beaucoup plus de temps d'ordinateur, sans changement appréciable de précision dans les cas qui seront simulés dans le travail présenté.

2.3 METHODES UTILISEES POUR FILTRER LE SIGNAL ECHANTILLONNE

La Figure 2.1 montre un organigramme de la méthode de filtrage utilisée. La dimension des tableaux utilisés pour la caractéristique du filtre et le signal est noté dans le programme par la variable LDIM. La dimension de ce tableau est de 2048.

Les filtres sont représentés comme suit dans la mémoire: La fonction de transfert pour les fréquences supérieures à la fréquence centrale est placée dans les positions de mémoire 1 à 1024. La complexe conjuguée de la fonction de transfert pour des fréquences inférieures à la fréquence centrale est placée dans les positions 1025 à 2048. Cette dernière fonction de transfert correspondant aux fréquences les plus élevées étant placée dans la position 1024 et celle correspondant à la fréquence centrale à la position 2048. Ce type de disposition de la fonction de transfert est utilisé pour avoir une compatibilité avec les programmes de FFT existant dans les librairies.

Le choix de la fréquence correspondante à la position 1024 est fait pour que la fonction de transfert soit suffisamment petite près de cette position. Cette fréquence est choisie la plus grande possible pour bien représenter les filtres qui ont une retombée lente et ainsi éviter 'l'aliasing'. D'autre part, on veut avoir la plus grande résolution possible dans la représentation du filtre. On veut donc avoir une fréquence correspondante à la position 1024 qui soit rapprochée de la fréquence de coupure du filtre.

Le compromis que nous avons adopté est le même que celui adopté par Chan [1974]. Cette fréquence est notée SBANDW/2 dans le programme que nous avons utilisé, on se réfèrera à l'ouvrage de Chan [1974] pour les détails du calcul de ce paramètre.

Dans les simulations qui seront faites plus loin, on utilisera donc la fréquence SBANDW pour représenter la totalité des 2048 positions du filtre. On peut donc de cela déterminer l'incrément de fréquence correspondant à chaque position du filtre.

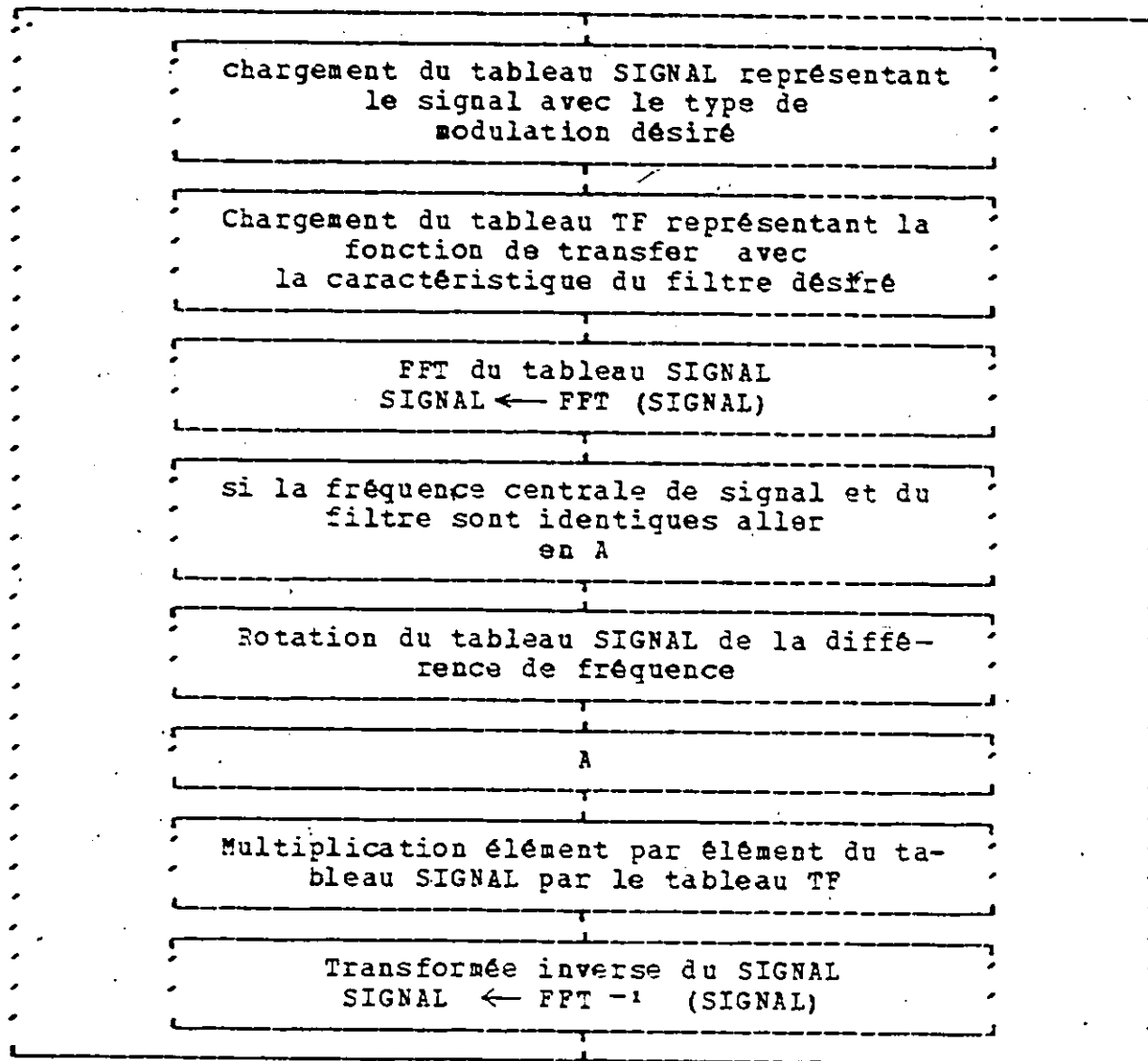


Figure 2.1 - Organigramme du sous programme utilisé pour filtrer le signal échantillonné

Les signaux ayant des fréquences centrales différentes de celles du filtre comme c'est le cas de canaux adjacents peuvent aussi être filtrés. Le sous programme FILT11 s'est avéré inadéquat pour ces cas. Le nouveau programme MIXFIL a donc été développé. Dans ce sous programme le signal est engendré et transformé comme les autres jusqu'au point où son décalage en fréquence est nécessaire. Ce décalage est fait lorsque le signal est dans le domaine fréquence. On n'a alors qu'à effectuer une rotation de tout le tableau du nombre de positions nécessaires, chaque position étant un incrément de fréquence. On trouvera en appendice la liste imprimée du code Fortran utilisé. Le sous programme FILT11 est utilisé pour les cas où le filtre et le signal ont la même fréquence centrale. Le sous programme MIXFIL est utilisé pour les autres cas.

2.4 CALCUL DU SIGNAL APRES SON PASSAGE DANS UNE NON LINEARITE SANS MEMOIRE

Le modèle de non linéarité qui a été utilisé a été décrit en détail ailleurs [Chan & al 1974]. Les coefficients des polynômes représentent les non linéarités typiques du système Intelsat TDMA [Intelsat 1980]. Le recul de l'amplificateur de puissance est calculé à partir de la puissance moyenne des signaux modulés à l'entrée. Dans cette thèse tout les reculs sont mesurés par rapport à la sortie. Le recul mesuré en dB indique donc la puissance additionnelle qui est disponible à la sortie de l'amplificateur. Ainsi par exemple, on dira qu'un amplificateur opère avec un recul de 3 dB. Cette notation indique que l'on attaque l'amplificateur avec une puissance nécessaire pour que sa puissance de sortie soit la moitié du maximum correspondant à sa puissance de saturation.

2.5 CALCUL DE LA PROBABILITE D'ERREUR

La Figure 2.2 illustre un organigramme du sous programme pour le calcul de la probabilité d'erreur.

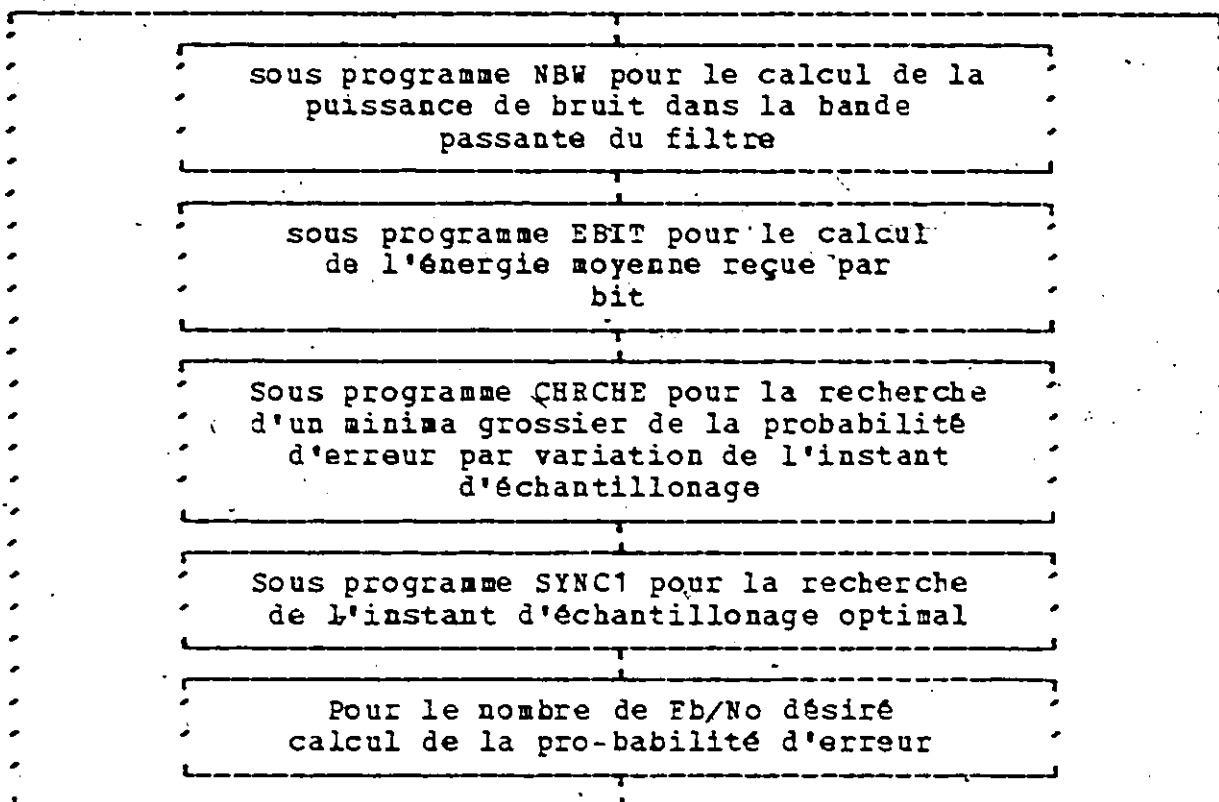


Figure 2.2 - Organigramme du sous programme général pour le calcul de la probabilité d'erreur.

Ce sous programme a été développé parce que dans les cas où le temps de groupe est non négligeable une dégradation supplémentaire de l'ordre de $\frac{1}{2}$ dB sera observée si aucune optimisation de l'instant d'échantillonnage n'est faite.

Le sous programme qui est présenté ici optimise l'instant d'échantillonnage de façon à minimiser la probabilité d'erreur. Cela se rapproche bien de la méthode utilisée par les expérimentateurs. Ces derniers font souvent 2 ajustements indépendants de l'instant d'échantillonnage sur les 2 voies en quadrature. Dans la pratique, cependant, il s'avère que les 2 ajustements sont très rapprochés. Pour cette raison, un instant d'échantillonnage optimal est calculé pour le symbole QPSK et non pas pour les bits en quadrature.

Le rapport de l'énergie moyenne par bit à la densité spectrale du bruit E_b/N_0 est mesuré à l'entrée du filtre de réception. La puissance de bruit reçue à la sortie d'un filtre en bande passante sera

$$\sigma^2 = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \quad (2.1)$$

où N_0 est la densité spectrale de bruit additif gaussien blanc.

$H(f)$ est la fonction de transfert en bande passante du filtre de réception.

En prenant la notation Fortran ** pour l'élevation à la puissance, * pour la multiplication, et CABS pour la norme du nombre complexe on peut réécrire:

$$\sigma^2 = N_o \sum_{i=1}^{LDIM} ((CABS(H(f_i))) ** 2) * \Delta f \quad (2.2)$$

Pour rajouter le bruit après l'échantillonnage on supposera des E_b/N_o variant entre 1 et 25 dB. On connaît le E_b parce qu'il est mesuré par le sous programme EBIT, et donc on ajustera le N_o pour avoir un rapport donné.

$$10 \log \frac{E_b}{N_o} = y \text{ dB} \quad (2.3)$$

$$N_o = E_b * 10^{-y/10}$$

Calcul de Δf :

$$\Delta f = \frac{\text{Largeur totale de la bande simulée}}{\text{Nombre de positions dans la mémoire}} = \frac{SBANDW}{LDIM} \quad (2.4)$$

La puissance dans la bande passante sera:

$$P_{BP} = \frac{SBANDW}{LDIM} * E_b * 10^{-y/10} \sum_{i=1}^{LDIM} (CABS(H(f_i))) ** 2 \quad (2.5)$$

$$\sigma^2 = E_b * 10^{-y/10} * \frac{SBANDW}{LDIM} \sum_{i=1}^{LDIM} (CABS(H(f_i))) ** 2 \quad (2.6)$$

Si E_q est la tension mesurée à l'instant d'échantillonnage dans le canal Q

et si E_i est la tension mesurée à l'instant d'échantillonnage sur le canal I alors la probabilité d'erreur sur la voie Q sera:

$$P_{eq} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{E_q}{\sigma \sqrt{2}} \right] \quad (2.7)$$

La probabilité d'erreur des 2 voies combinées sera la moyenne pondérée des 2 événements indépendants. La probabilité d'erreur moyenne sera

$$\sum_{j=0}^1 P(V_j) \cdot P_e(V_j) \quad (2.8)$$

où $P(V_j)$ est la probabilité que l'erreur se produise sur la voie j. Si les comparateurs sont bien ajustés, elle prendra valeur 1/2.

et où $P_e(V_j)$ est la probabilité d'erreur calculée dans la voie j.

La probabilité d'erreur sur les bits reçus sera:

$$\frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{|E_q|}{\sigma \sqrt{2}} \right] + \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{|E_I|}{\sigma \sqrt{2}} \right] \right] \quad (2.9)$$

L'organigramme du sous programme faisant le calcul de l'instant d'échantillonnage optimal est illustré à la Figure 2.3 La méthode a été introduite par Assal [1979].

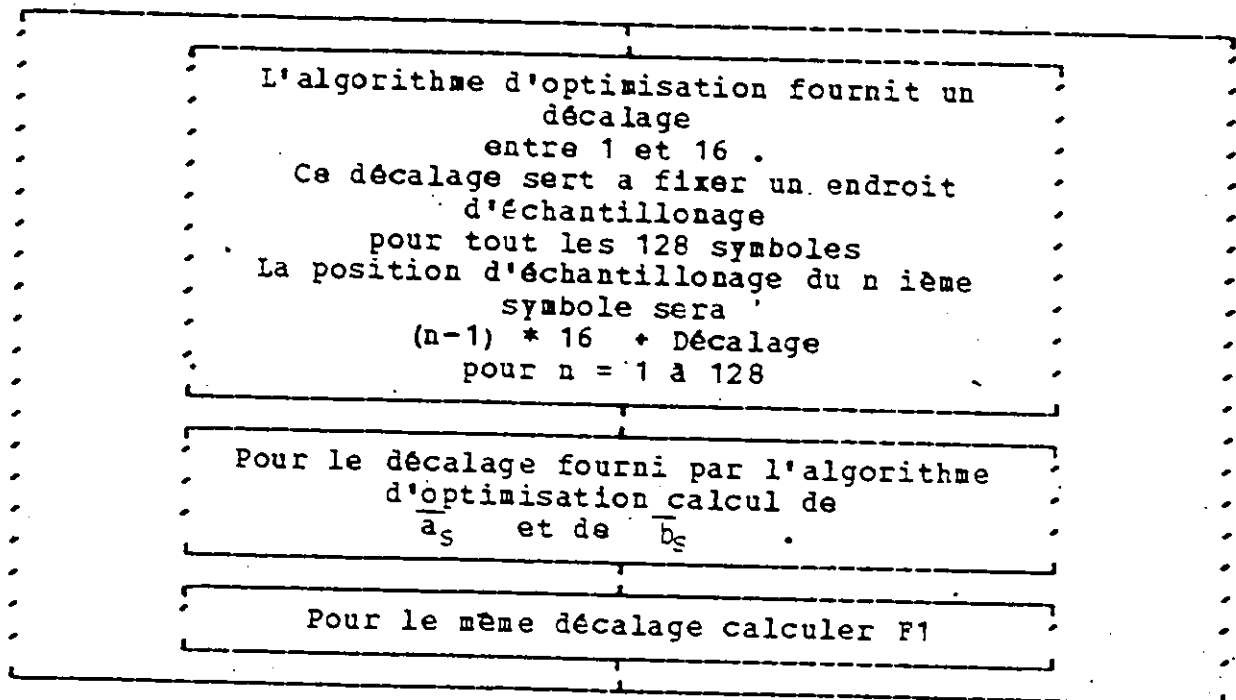


Figure 2.3 - Calcul de la dispersion entre les symboles échantillonnés

La méthode minimise la dispersion entre les symboles échantillonnés par une technique de calcul qui tient compte de tout les symboles reçus. L'expression utilisée pour le calcul ressemble à l'expression pour le centre de gravité utilisé en physique. Cette méthode a été utilisée parce qu'elle a déjà été comparée avec l'expérience [Assal 1979], l'accord avec ses mesures expérimentales était supérieure à 0.1 dB. Si les $a(k t_s)$ et les $b(k t_s)$ sont les valeurs des échantillons, les S_{ak} et S_{bk} valant ± 1 avec probabilité $1/2$, et N est le nombre de symboles utilisés dans la simulation, on définit:

$$a_s = S_{ak} a(k t_s) \quad (2.10)$$

$$\bar{a}_s = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N S_{ak} a(k t_s) \quad (2.11)$$

$$b_s = S_{bk} b(k t_s) \quad (2.12)$$

$$\bar{b}_s = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N S_{bk} b(k t_s) \quad (2.13)$$

et la fonction F_1 :

$$F_1 = \frac{(a_s - \bar{a}_s)^2 + (b_s - \bar{b}_s)^2}{a_s^2 + b_s^2} \quad (2.14)$$

La méthode d'optimisation utilisée est celle du sous programme ZXGSP de la librairie IMSL [1980]. Cet algorithme d'optimisation ne demande pas de calcul de dérivée. La méthode d'optimisation est surnommée: "méthode de la règle d'or". Cette méthode est bien documentée par ailleurs [Brent 1973].

En plus de l'optimisation de l'instant d'échantillonnage Assal [1979] propose une optimisation de la phase du vecteur $(\bar{a}_s, \bar{b}_s)$. Cette optimisation aurait comme but de rendre égale la partie réelle et la partie imaginaire. D'autres auteurs [Muratami & al 1972], proposent le calcul de la probabilité d'erreur par l'organigramme de la Figure 2.4. Ce problème d'optimisation jointe peut nécessiter un temps de calcul important. D'autre part la principale contribution à la rotation de phase est dans ce programme le modèle de non-linéarité utilisée. La phase du signal est corrigée après chaque passage dans les non linéarités. L'effet de rotation de phase de la constellation a été évalué en calculant $(\bar{a}_s, \bar{b}_s)$. Cet effet est négligeable pour des modulations comme le QPSK, par rapport aux nombreuses autres dégradations qui sont incluses ici. L'effet pourrait devenir important pour des modulations sensibles aux imperfections telles que la modulation QAM à 64 états.

La probabilité d'erreur peut être calculée avec le sous programme décrit ici pour plusieurs E_b/N_0 . Cependant pour économiser le temps d'ordinateur la probabilité d'erreur est calculée pour un seul E_b/N_0 . L'instant d'échantillonnage est optimisé pour ce paramètre. Pour le résultat de probabilité d'erreur calculé par le programme on trouvera le E_b/N_0 requis pour la performance théorique du QPSK idéal. La différence entre ce E_b/N_0 et celui utilisé par le programme est la dégradation en dB. Le choix du E_b/N_0 utilisé pour l'optimisation est décrit dans le chapitre précédent.

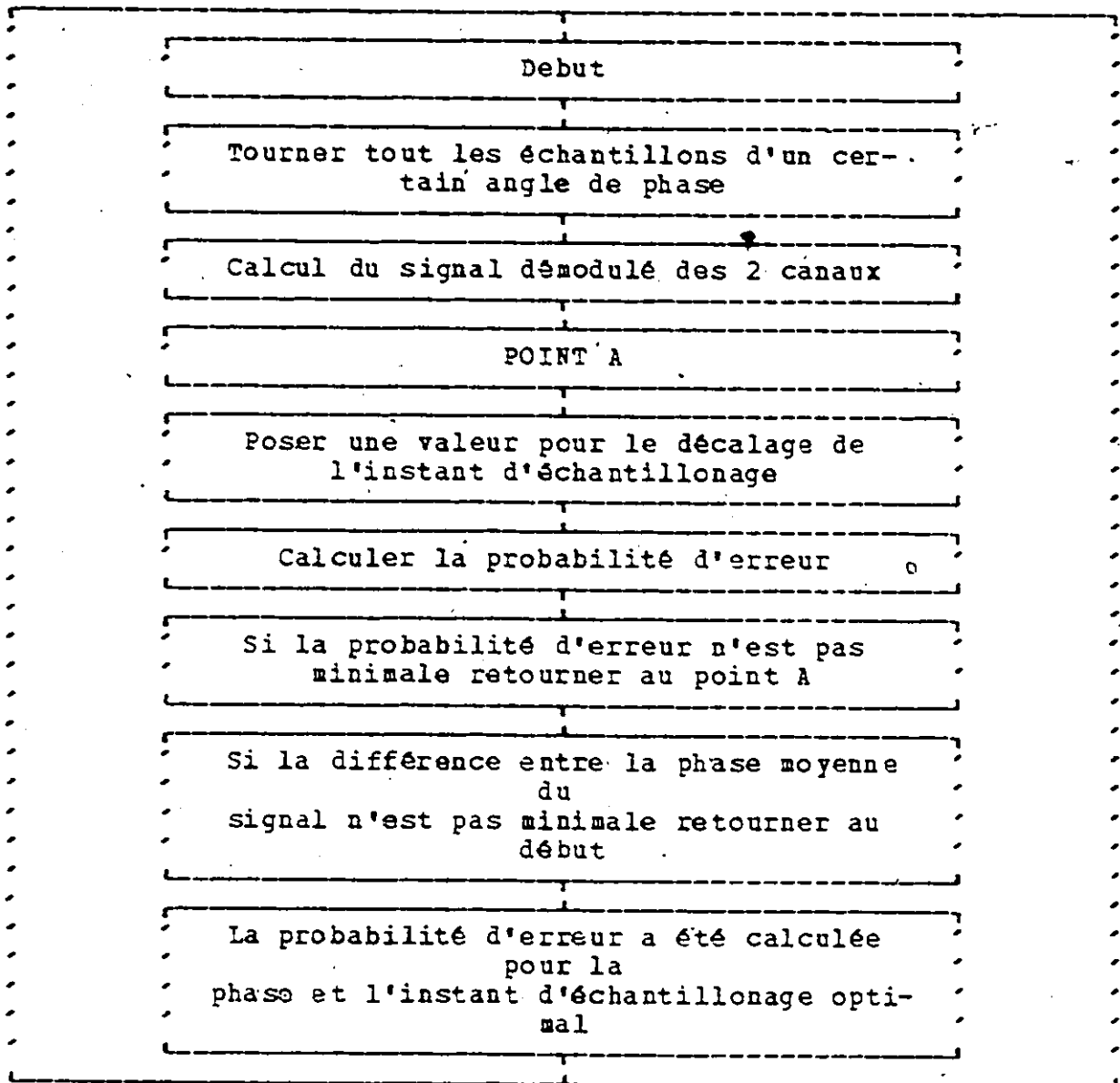


Figure 2.4 - Organigramme pour l'optimisation jointe de l'instant d'échantillonnage et de la phase

2.6 CALCUL DE L'EFFET DES CANAUX ADJACENTS

Plusieurs auteurs ont rapporté avoir utilisé des programmes de simulations qui tiennent compte des canaux adjacents [Hedderly et al 1973], [Murakami et al 1979], [Fang 1981]. Le spectre est une ressource limitée. Il est avantageux, pour permettre à un plus grand nombre d'utilisateurs l'accès à une bande de fréquence de diminuer autant que possible l'espacement entre les canaux. L'effet perturbateur des canaux adjacents peut, dans certains cas, devenir dominant. Les calculs analytiques sont laborieux pour ce type de problème [Prabhu 1981] en plus d'être limités à un canal quasi-idéal. Aussi on peut comprendre la popularité des méthodes de simulations.

La dépendance fonctionnelle de la probabilité d'erreur pour ces cas, s'écrit:

$$E(a_i, \varphi, T, b_i) \quad \text{où} \quad (2.15)$$

les a_i sont les symboles utilisés dans la suite principale
les b_i sont les symboles utilisés dans le canal interférant

φ est l'angle de phase du signal interférant

T est le retard ou avance entre l'interférence et le canal principal.

E représente l'espérance mathématique.

Cette moyenne intégrale sur 4 variables peut se calculer en utilisant la version discrète de l'équation. Le nombre de calculs à faire dépend du pas de l'intégration, c'est-à-dire du pas d'échantillonnage de chaque paramètre. Chaque paramètre doit varier sur la plage de valeur qu'il est

susceptible de prendre. La probabilité d'erreur sera évaluée pour chaque valeur du paramètre. Le processus est répété pour le même paramètre, mais avec des valeurs différentes pour les autres paramètres. On voit le très grand nombre de calculs requis. La moyenne de toute ces évaluations de probabilité d'erreur sera la probabilité d'erreur en présence de canaux adjacents.

On peut simplifier l'algorithme et cependant obtenir des résultats qui sont significatifs. La Figure 2.5 montre un organigramme de l'algorithme utilisé. L'interférence due au canaux adjacents se manifeste sur le diagramme d'oeil par une marge de bruit réduite. C'est cet effet qui est mesuré par le sous programme de calcul de la probabilité d'erreur. Le sous programme décrit dans la section 2.5 est utilisé à cette fin. Cet artifice de calcul est équivalent à rajouter du bruit gaussien sur un diagramme d'oeil qui a été partiellement fermé par le bruit provenant des canaux adjacents. Seize variations des paramètres décrivant les canaux adjacents contribuent à donner des ouvertures différentes de l'oeil. Pour chacun de ces "oeils" la probabilité d'erreur est calculée. La probabilité d'erreur en présence de canaux adjacents est calculée en faisant la moyenne des 16 calculs de probabilité d'erreur. La précision sur l'estimé de la probabilité d'erreur peut être évaluée en cal-

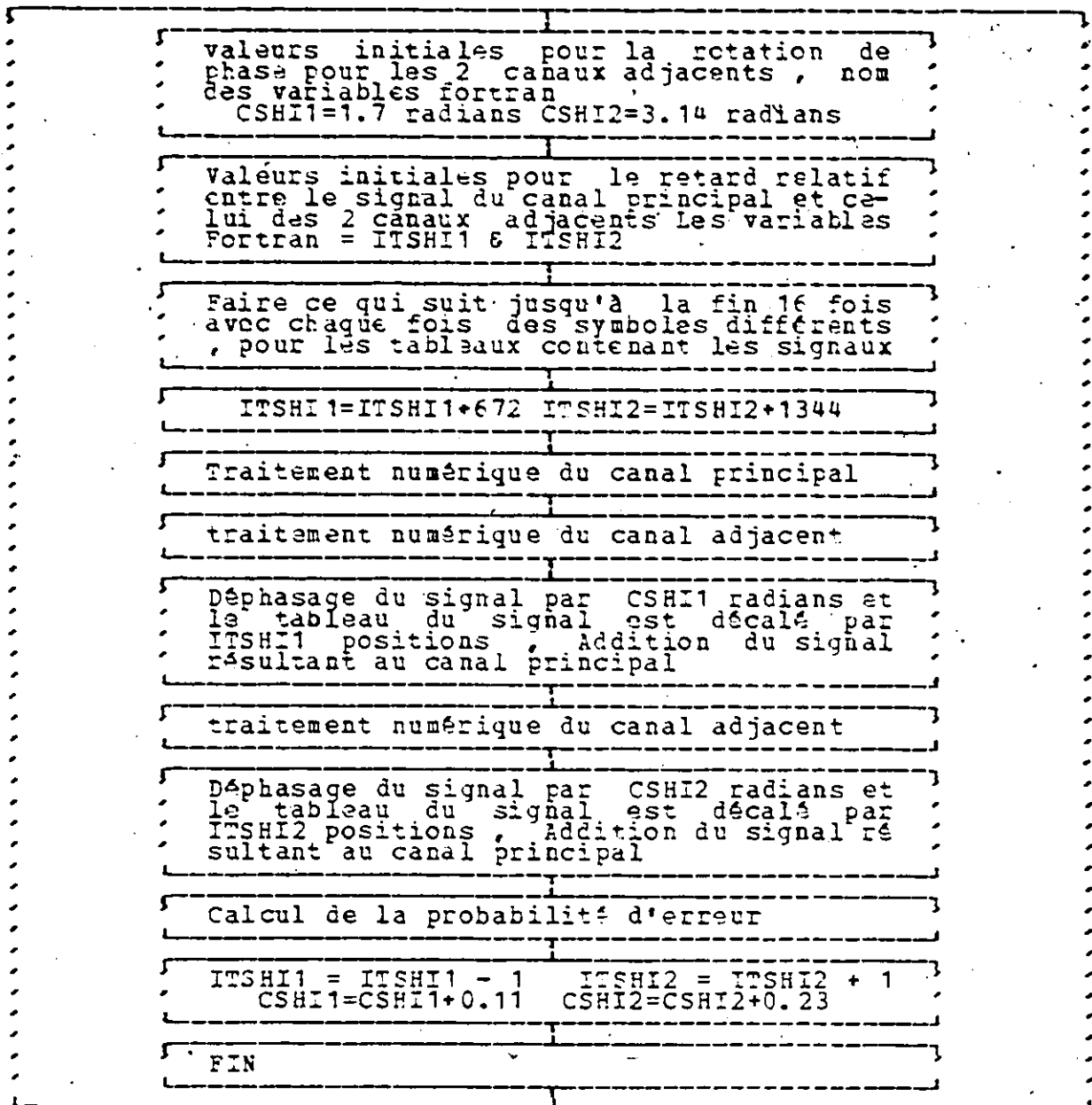


Figure 2.5 - Organigramme du programme pour le calcul de la probabilité d'erreur en présence de canaux adjacents.

culant l'écart type (σ) de cette dernière. Pour les simulations effectuées dans cette thèse, $\sigma \leq \frac{1}{2} P_e$. En terme du E_b/N_0 c'est là une précision supérieure à 0.3 dB.

La simulation de canaux opérant sur la même fréquence peut aussi être faite avec le même programme. Cet espacement n'intervient en effet que dans le calcul du filtrage par le sous programme MIXFIL. Ce dernier, on l'a déjà vu, décale le signal dans le domaine fréquence du montant désiré. Si l'on ne désire pas de séparations en fréquence du signal, on peut donner la valeur 0 au paramètre d'espacement entre les fréquences de ce sous programme.

2.7 SIMULATION DES EVANOUISSEMENTS SE PRODUISANT DANS LES LIAISONS PAR SATELLITE

La Figure 2.6 montre l'organigramme du programme utilisé pour simuler l'évanouissement dans le canal principal. Un évanouissement provoque une diminution de la puissance reçue par le satellite. L'amplificateur de puissance opère donc dans une région plus linéaire par le nombre de dB qui est provoqué par l'évanouissement. Dans les simulations effectuées, la puissance du canal principal reste constante. Ce sont les 2 canaux adjacents qui voient leur puissance respective augmentée par un nombre de dB égal à la profondeur de l'évanouissement considérée. Cette méthode de simuler l'évanouissement permet une plus grande simplicité du programme.

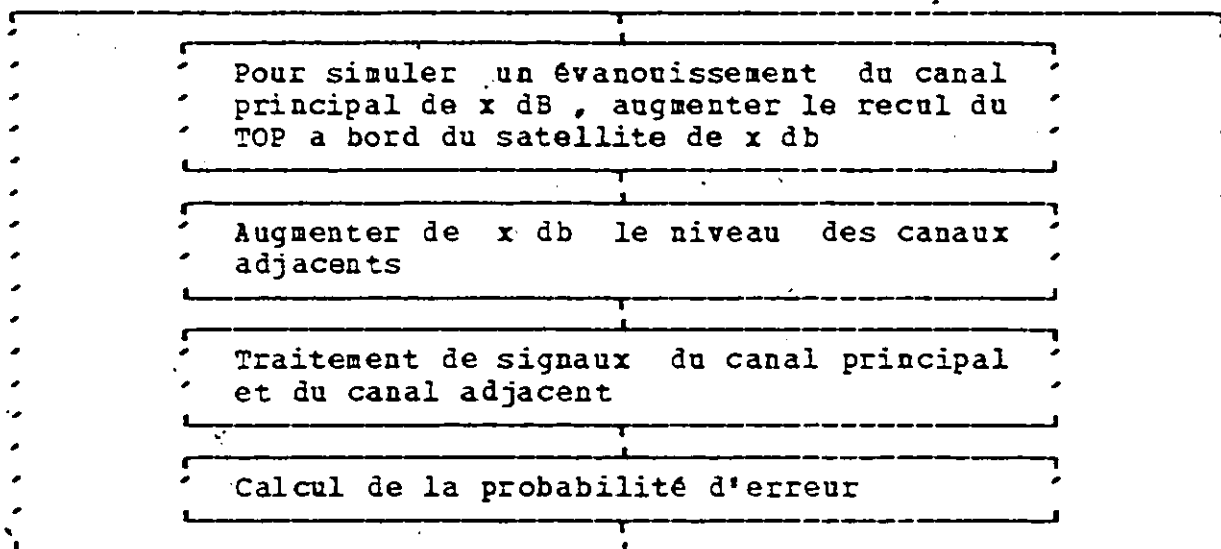


Figure 2.6 - Organigramme du programme utilisé par simuler les évanouissements.

2.8 CONCLUSION

Ce chapitre a présenté plusieurs principaux éléments servant à simuler des systèmes de communications numériques.

On a aussi présenté deux sous programmes ainsi que les organigrammes des autres sous programmes qui seront utilisés dans le chapitre sur les linéariseurs.

Chapitre 3

EVALUATION DU SPECTRE

3.1 INTRODUCTION

3.1.1 POURQUOI EVALUER LE SPECTRE

Le spectre est une ressource finie qu'il convient d'utiliser efficacement. Une bande de fréquence donnée ne peut être utilisée que par un nombre fini d'utilisateurs afin de limiter leur niveau d'interférence respectif. En particulier, c'est le cas pour les bandes de fréquences réservées aux communications par satellite. La demande croissante pour de nouveaux services force plusieurs nouveaux utilisateurs à utiliser des bandes de fréquences plus élevées que celles utilisées jusqu'à présent, par exemple: les bandes de 14/11 et 30/20 GHz. La limite dépend de la technologie disponible. Plusieurs facteurs déterminent cette limite, mentionnons entre autre les modulations, les largeurs de lobe des antennes, la réutilisation de fréquence, la technique d'accès du satellite, (FDMA, TDMA, FDM), l'espacement entre canaux. Certains choix peuvent occasionner de nombreux problèmes. On a déjà vu dans l'introduction que l'utilisation de la bande de 30/20 GHz pose des problèmes d'évanouissement et de réalisation des circuits électroniques.

Le QPSK a la propriété de voir son lobe secondaire presque entièrement régénéré après passage dans un amplificateur à saturation. Cette recroissance peut devenir, comme nous le verrons dans le prochain chapitre, un facteur déterminant dans la dégradation de la qualité de transmission.

Pour cette raison, les organismes de normalisations, comme Intelsat, fixent des limites sur l'émission hors de bande. Ces derniers définissent la bande de fréquence désirée pour le TDMA comme 44 MHz de part et d'autre de la fréquence centrale [Intelsat, 1980].

La connaissance du spectre est aussi utile pour les manufacturiers d'équipements. Pour ces derniers il est utile de prévoir avant la construction si l'équipement rencontrera les normes d'émissions fixées par le client ou par un organisme de normalisation. La nécessité de prévoir d'avance avec précision les résultats d'expérience est dû au fait que ces expériences nécessitent beaucoup d'équipements microonde très coûteux comme: HPA, analyseur de spectres, instrumentation microonde, etc. D'autre part la découverte qu'un équipement ne satisfait pas les spécifications, après avoir été construit entraîne des modifications qui peuvent être coûteuses, des pénalités possibles pour retard de livraison en plus d'occasionner des pertes de revenus pour la compagnie d'exploitation.

Le spectre de puissance est aussi utile aux études comparatives de modulations numériques. Un paramètre particulièrement intéressant est la largeur de lobe principal, qui, facile à

calculer analytiquement pour le QPSK, est plus difficile à calculer pour certaines autres modulations.

Le calcul du rapport de la puissance reçue du canal principal à la puissance interférente (C/I), à l'entrée du détecteur de seuil est une application possible au calcul de spectre. Le C/I peut être en effet relié à la probabilité d'erreur [Feher 1977]. En milieu non linéaire, la hauteur du lobe secondaire et le calcul du C/I résultant sont des applications pertinentes de la méthode d'estimation du spectre présentée dans ce chapitre.

La disponibilité du spectre de puissance aide aussi à comprendre l'évolution des dégradations en présence de canaux adjacents, par exemple, une séparation de canaux accrue, ou l'effet d'un linéariseur, ou bien encore l'effet d'un évanouissement sur le canal principal.

On peut se demander pourquoi il est choisi d'évaluer le spectre par simulation, plutôt qu'analytiquement. Il s'avère que du point de vue programmation, il n'est pas plus difficile d'évaluer le spectre dans des configurations de systèmes complexes que dans des systèmes simples. Il n'en est pas de même pour le calcul analytique où il peut être plus difficile d'évaluer le spectre après des non linéarités en cascade, par exemple. Le programme d'estimation du spectre reste inchangé dans les 2 cas. Pour des modulations autres que le QPSK, il ne suffira que de changer le sous programme de génération de symboles. De toute façon, ce changement serait requis pour le calcul de la probabilité d'erreur du système. Cette compatibilité avec le reste

du programme est un avantage considérable.

Pour toutes ces raisons, il est intéressant d'inclure dans un programme - produit (package) un sous programme d'évaluation du spectre de puissance. Aussi il est important de bien saisir les limites de la méthode pour estimer le spectre et de ses sources d'erreurs. Pour les applications en communication numériques on verra que la méthode utilisée donne des résultats suffisamment précis.

3.1.2 OBJECTIF DE CE CHAPITRE

Le but de ce chapitre est de développer un programme d'estimation du spectre de puissance des modulations numériques. On devra pour ce faire examiner les compromis que l'on peut faire entre la précision des résultats, les différents paramètres de l'estimation et les contraintes imposées par le système informatique. Les contraintes imposées par le système informatique sont sur le temps de calcul et la quantité de mémoire utilisée. On veut, en général présenter une réalisation qui minimise l'utilisation de ces 2 ressources.

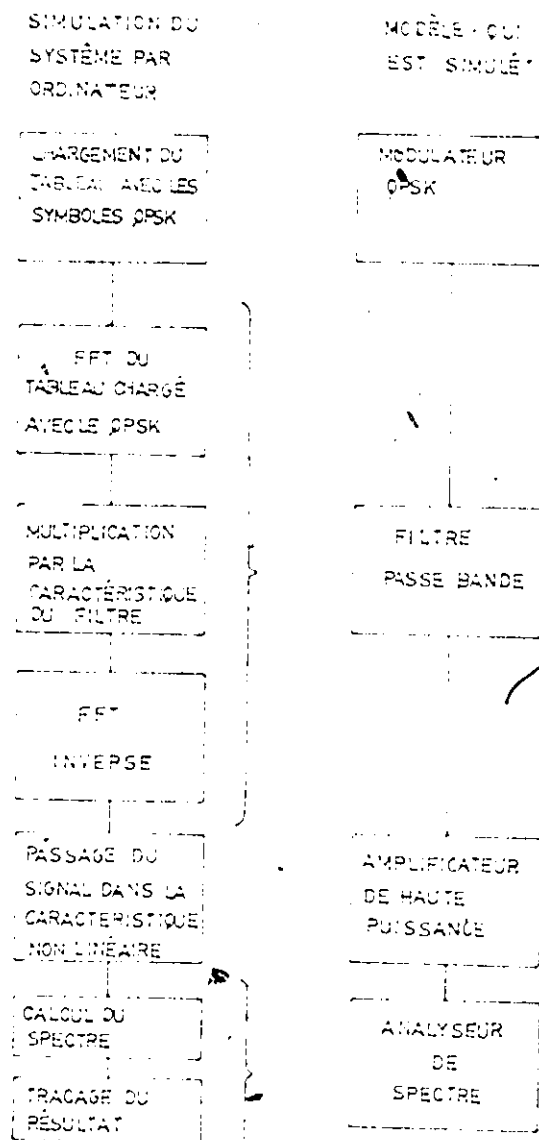
Les choses suivantes seront présentées et justifiées plus loin:

1. Un nouvel algorithme d'estimation du spectre a été développé et réalisé en Fortran. La réalisation utilise comme point de départ un sous programme d'évaluation du spectre déjà existant dans la librairie IMSL [1980].
2. Une nouvelle fenêtre a été réalisée en Fortran pour remplacer celle qui était utilisée dans le sous programme d'évaluation du spectre de la librairie mentionnée plus haut.
3. Une normalisation des résultats du calcul d'une façon commode pour les communications par satellite.
4. Ecriture d'un logiciel pour le traçage des résultats.
5. Evaluation du nouvel algorithme et de la nouvelle fenêtre pour 3 cas types. Ces derniers sont: QPSK sans filtrage, QPSK filtré, QPSK filtré passé dans une non linéarité.
6. Mise sous la forme d'un tableau les principaux compromis pour l'évaluation du spectre.

3.2 ESTIMATION DU SPECTRE

3.2.1 INTRODUCTION

La Figure 3.1 montre le modèle utilisé pour le calcul. C'est un extrait du diagramme de système présenté dans l'introduction.



COLOURED PAPER
PAPIER DE COULEUR

Figure 3.1 - Modèle utilisé pour le calcul du spectre

La Figure 3.2 présente un diagramme synoptique d'analyseur de spectre qui a comme entrée des signaux continue par opposition aux signaux échantillonnés que nous utiliserons dans ce programme. On verra que la fenêtre utilisée dans l'analyse de spectre joue un rôle semblable au filtre en fréquence intermédiaire qui précède le détecteur.

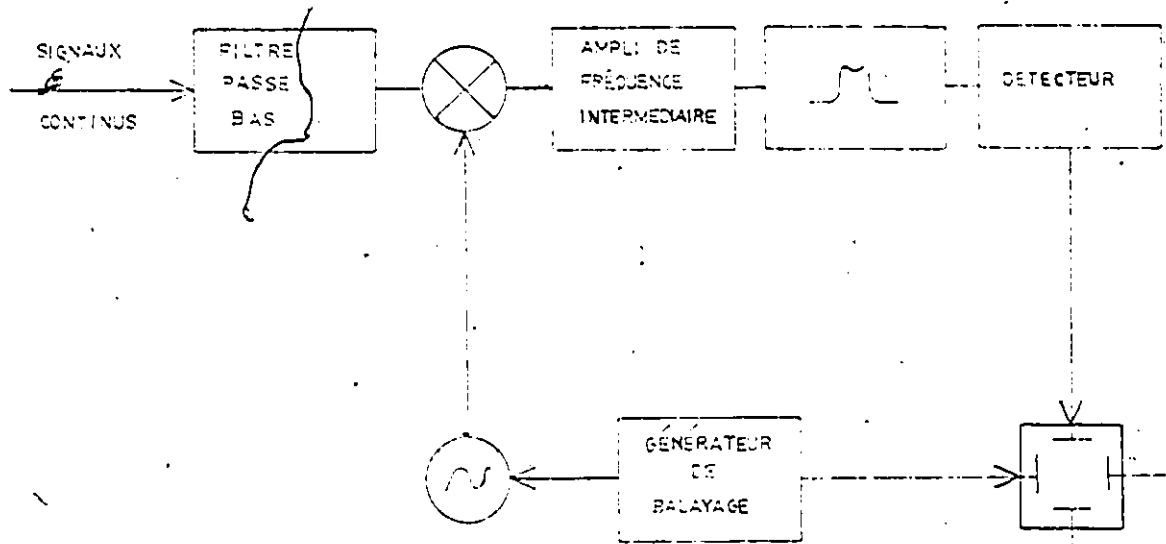


Figure 3.2 - Diagramme synoptique d'un analyseur de spectre superhétérodyne à balayage.

Un programme d'analyse de spectre utilise des enregistrements (ensemble d'échantillons) de longueur finie. Cette limite dans le domaine temps se traduit dans le domaine fréquence par une limite sur la résolution. La relation est simple:

résolution (Hz) = $1/T_{\text{tot}}$ où T_{tot} est la longueur de l'enregistrement.

Lorsque la FFT est utilisé pour passer du domaine temps au domaine fréquence plus de résolution peut être obtenue en prenant un intervalle plus long c'est à dire plus de points.

La durée limitée d'une suite d'échantillons a d'autres conséquences. On peut visualiser la suite de durée T_{tot} comme une suite infinie multipliée par un créneau dans le domaine temps ayant valeur 1 pour une longueur T_{tot} et 0 ailleurs. Une multiplication dans le domaine temps est équivalente à une convolution dans le domaine spectral. La fonction multiplicative faisant la troncation d'une suite est appelée une fenêtre. Ceci se traduit par un biais des estimés résultant de la présence des lobes secondaires du spectre de la fenêtre. Par exemple dans le cas de la fenêtre rectangulaire, la représentation spectrale est

$$W(f) = c \left(\sin(Nf/2) / \sin(f/2) \right) \quad (3.1)$$

où:

N est le nombre d'échantillons dans le record

f est la fréquence

c est une constante de normalisation

Le premier lobe latéral est environ 13 dB plus faible que le lobe central. Cet effet est appelé dans la littérature "leakage" ou fuite. C'est un facteur important dans la sélection d'une fenêtre. En général on peut dire qu'une fenêtre doit avoir des lobes latéraux petits pour avoir un biais faible.

Le problème du choix d'une fenêtre a été traité par Harris [1978]. Harris a calculé la résolution pour un grand nombre de fenêtres. La largeur du lobe central détermine en partie la capacité de distinguer 2 tonalités rapprochées. Il est plus pertinent dans le cas de spectres de modulations numériques de parler de capacité de distinguer des transitions rapides entre 2 fréquences voisines où la FFT a été évaluée. Rarement en effet envoie-t-on des tonalités discrètes dans des canaux de transmission numériques. La résolution sera: (Harris 1978)

$$\left(\frac{f_s}{N}\right) \beta \quad (3.2)$$

ou f_s est la fréquence d'échantillonnage du signal.

N est le nombre de points dans la FFT

β est un facteur entre 1 et 2 qui dépend de la fenêtre

$\frac{f_s}{N}$ est la résolution correspondant à l'incrément de fréquence d'une FFT.

La résolution ainsi obtenue est équivalente à la largeur du filtre en fréquence intermédiaire dans l'analyseur de spectre. La largeur du lobe central d'une fenêtre et la hauteur de ses lobes latéraux ne sont pas indépendantes. Elles sont reliées par la relation d'incertitude entre le domaine temps et le domaine fréquence. Plus le lobe latéral est élevé plus le lobe central de

la fenêtre sera étroit. Et d'autre part plus le lobe latéral sera faible, plus le lobe central sera large..

Un lobe central large donnera un estimé du spectre qui dépend de plusieurs points avoisinants, un lissage et un graphique d'estimation du spectre ayant une allure plus continue. La précision de l'estimé sera bonne si le spectre vrai varie lentement. Cependant dans la régions où ce dernier varie rapidement, plus de précision sera obtenue en prenant une fenêtre dont la largeur spectrale est faible. Par contre on peut obtenir le même résultat en prenant plus de points de FFT. Pour un nombre de points de FFT fixé, la méthode idéale serait adaptative, c'est-à-dire une méthode qui détecte si l'estimé du spectre varie rapidement et change de fenêtre ou son paramètre d'ajustement lorsque c'est nécessaire. Dans ce travail nous tentons de trouver la fenêtre et le nombre de points par FFT qui représente la meilleure précision pour des spectres du types de ceux rencontrés dans la transmission utilisant des modulations numériques et ceci tant dans les régions de transitions rapides que pour les régions de transitions lentes et les régions jusqu'à 50 dB en bas du lobe principal. Cette région est d'intérêt en communication parce que des puissances plus faibles se traduisent par une interférence négligeable pour les canaux adjacents.

3.2.2 METHODE DE CALCUL

La méthode des périodogrammes modifiés a été publiée en premier par Welch [1967]. La Figure 3.3 donne un organigramme de cet algorithme. La périodogramme est le nom donné dans la littérature au carré de la norme de la FFT. Plus précisément si $a_k + jb_k$ sont les coefficients de Fourier à une fréquence $2\pi/T$ la quantité $(a_k^2 + b_k^2)/T$ est le périodogramme de Fourier de la série discrète à cette fréquence. T étant l'intervalle entre 2 échantillons. Le nom de périodogramme modifiés indique que la série temporelle a été multipliée par une fenêtre avant de calculer la FFT et le carré des coefficients.

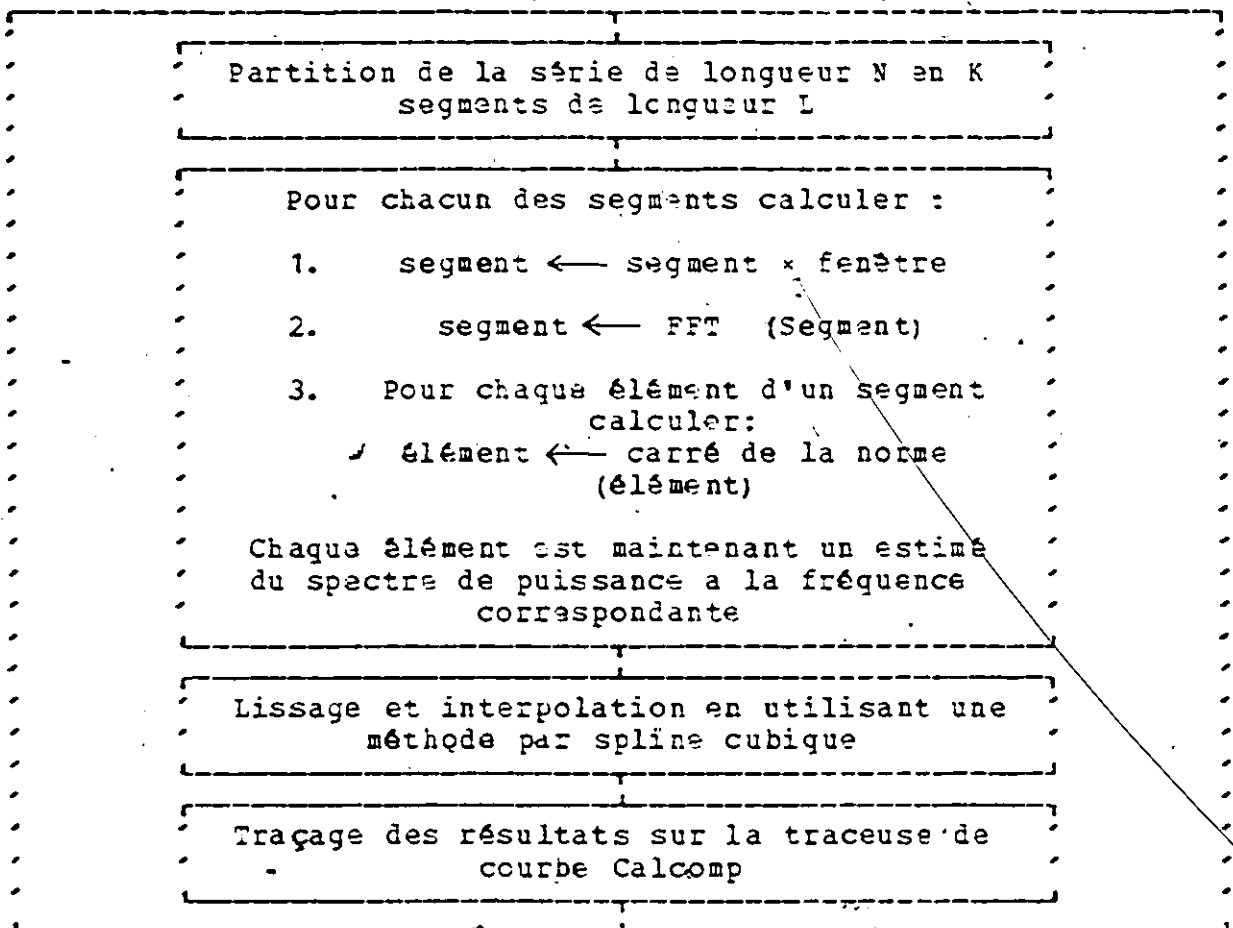


Figure 3.3 - Organigramme de la méthode des périodogrammes modifiés

La méthode de Welch segmente la série et ensuite applique une fenêtre multiplicative aux données. La moyenne des estimés de puissances obtenue à partir de chaque segment est calculée. C'est cette moyenne qui est l'estimé du spectre de puissance.

On peut prouver que la variance de l'estimé s'améliore lorsque le nombre de segments augmente [Welch 1967]. D'autre part on voudrait garder la longueur de chaque segment longue pour garder autant de résolution que possible.

Un sous programme de la librairie IMSL [1980] qui réalise la méthode des periodogrammes modifiés est disponible sous le nom FTFPS. Il s'avère cependant que ce sous programme est inadéquat pour les 2 raisons suivantes.

1. Dans le cas du QPSK filtré par un filtre avec coupure abrupte la région où le spectre devrait varier rapidement a une décroissance insatisfaisante.
2. La résolution est limitée par la capacité de mémoire disponible. Une résolution accrue réduit le nombre de segments en mémoire augmentant ainsi la variance des estimés.

Le premier problème a été résolu en changeant la fenêtre de Parzen utilisée dans le sous programme FTFPS en une fenêtre de Kayser - Bessel [Harris 1978]. Cette dernière fenêtre a un lobe latéral plus faible. Dans la région de transition rapide on aura donc un biais plus faible. Cet effet est démontré graphiquement dans la section sur l'application de l'algorithme. La fenêtre Kayser-Bessel a un paramètre ajustable qui permet de faire

facilement l'ajustement du compromis entre la largeur du lobe principal et la hauteur des lobes secondaire. La fenêtre en question a une fonction temporelle qui s'écrit:

$$W(t) = \frac{I_0 \left[2 * ALPHA * \pi * \sqrt{\frac{1}{4} - \left(\frac{I-L/2}{L} \right)^2} \right]}{I_0 [\pi * ALPHA]} \quad (3.3)$$

L = longueur de la FFT

I = 0, ..., L/2 sont les fréquences où la fenêtre est évaluée.

A noter que la fenêtre est symétrique par rapport au centre de l'intervalle dont on prend la FFT.

ALPHA est le paramètre d'ajustement de la fenêtre.

Cette modification permet d'ajuster la gamme dynamique de l'analyse de spectre à 50 dB, la limite est imposée par la hauteur du lobe secondaire. Si pour les besoins de l'analyse on devait employer une fenêtre plus étroite, par exemple, pour analyser des transitions rapides dans le spectre, le paramètre peut être changé.

Le deuxième problème a été résolu en prenant la moyenne de plusieurs appels au sous programme FTFPS. Ce nouvel algorithme est illustré à la Figure 3.4. Les économies en espace mémoire sont appréciables et permettent l'obtention de résultats ayant une variance faible avec les ressources informatiques disponibles. Pour chaque appel au sous programme FTFPS on utilise 1024 symboles QPSK, ces échantillons sont segmentés en FFT de longueur L = 4096. La limite de 1024 symboles vient de limites sur la capacité de mémoire. D'autre part le nombre d'appels à ce sous programme est limitée par le maximum de temps permis sur l'ordinateur et par la variance désirée.

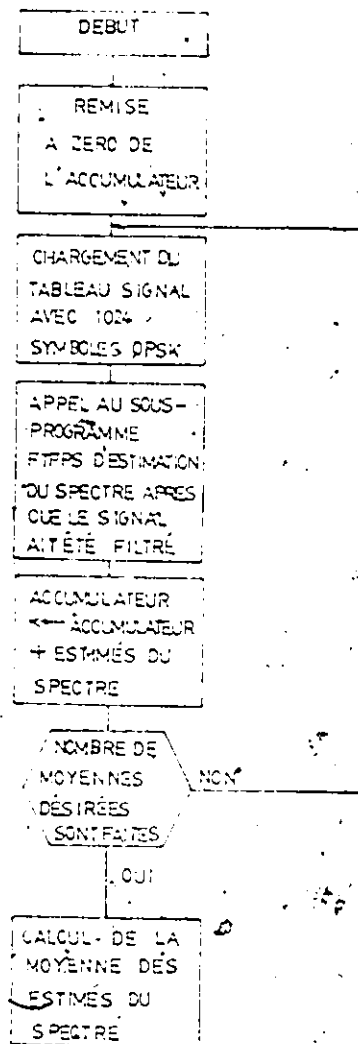


Figure 3.4.- Organigramme de la réalisation de l'algorithme de Welch utilisée pour de grands nombres de symboles.

L'algorithme de la Figure 3.4 fait une moyenne sur plusieurs estimés différents du spectre. Cette modification de l'algorithme revient à partitionner

$$P(f_j) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k P_i(f_j) \quad (3.4)$$

en la somme équivalente

$$P(f_j) = \frac{1}{k/5} \left[\sum_{i=1}^{k/5} P_i(f_j) + \dots + \sum_{i=\frac{4k}{5}+1}^k P_i(f_j) \right] \quad (3.5)$$

où $P(f_j)$ est la puissance à la j ème fréquence

$P_i(f_j)$ est le résultat du calcul du spectre pour le i ème segment.

$k/5$ est dans cet exemple le nombre de segments qui partitionne le nombre total d'échantillons dans un appel à FTFPS. Dans l'exemple précédent, 5 appels à FTFPS ont été faits. Des symboles différents sont utilisés à chaque appel. Le meilleur estimé du spectre est donc la moyenne des 5 estimés obtenus.

La normalisation des résultats effectués par le sous programme s'avère inadéquate pour des études en communications numériques. Dans le cas précis des spécifications INTELSAT 5 on spécifie le spectre en terme de puissance dans 4 kHz (dBW/4kHz). La normalisation requise nécessite l'évaluation d'une constante multiplicative à appliquer aux estimés du spectre, tels que après le HPA

la puissance totale dans le domaine fréquence soit 90.5 dBW.

Cette puissance est typiquement émise par une station terrienne faisant partie du système Intelsat TDMA.

La puissance totale en Watts est pour N estimés de spectre:

$$P = 2 * \Delta f * \sum_{i=1}^N S(f_i) \quad (3.6)$$

La constante C est donnée par:

$$C = 10^{9.5} / (2 * \Delta f * \sum_{i=1}^N S(f_i)) \quad (3.7)$$

où $S(f_i)$ est l'estimé du spectre à la i ème fréquence.

Δf est l'incrément de fréquence.

P est la puissances dans 4 kHz:

$$P = C * S(f) * 4 * 10^3 \quad (3.8)$$

Après le calcul de la moyenne, les estimés du spectre sont lissés.

C'est là l'équivalent du filtre vidéo que l'on retrouve sur

plusieurs analyseurs de spectre. Le lissage contribue à donner

au spectre une allure moins discontinue lorsque ce dernier est

tracé avec un nombre limité de points. Le présent projet a

utilisé des sous programmes de la librairie IMSL [IMSL 1980] pour

le calcul du lissage. Plus précisément ICSSCV a été utilisé

pour faire le calcul de coefficients de SPLINE de la courbe lissée

et le sous programme ICSEVU utilisé pour interpoler la courbe

lissée en utilisant les coefficients calculés. Les graphiques

ont été tracés avec la traceuse CALCOMP de l'université en utilisant le logiciel d'application fourni dans une librairie du centre de calcul.

Plus précisément le sous programme ICSSCV produit un lissage selon le critère du moindre carré. Ce sous programme accepte des couples

$(X(I), F(I))$, $I = 1, \dots, NX$. On suppose que les valeurs de $F(I)$ contiennent une erreur aléatoire et qu'une fonction S est choisie de façon à minimiser

$$\sum_{I=1}^{NX} (F(I) - S(X(I)))^2 \quad (3.9)$$

Le spline cubique S calculé est une fonction définie sur tout l'intervalle. Cette fonction est égale à un polynôme de 3e degré sur chaque sous intervalle défini par les points assurés. Le résultat produit par ICSSCV est une matrice $(NX - 1)$ par 3. Pour chaque intervalle on a 3 valeurs qui sont les coefficients du polynôme qui sert à représenter les points dans cet intervalle. Cette matrice sert d'entrée au sous programme ICSEVU qui évalue les polynômes en des points précis.

3.2.3 COMPROMIS A FAIRE DANS L'ESTIMATION DU SPECTRE

L'analyse de spectre est l'objet d'un grand nombre de compromis entre plusieurs facteurs affectant la précision et le temps de calcul. Une bonne compréhension de ces compromis est nécessaire pour obtenir des résultats fiables. La Figure 3.5 présente un tableau des compromis.

	RESOLUTION	TEMPS DE CALCUL	VARIANCE DES ESTIMES		
			REGION DE MOUVEMENT RAPIDE	TRANSITION LENTE SPECTRE ELEVE	TRANSITION LENTE SPECTRE TRES PETIT
NOMBRE TOTAL DE POINTS	Dépend du nombre de points par segments	Détermine le temps de calcul en bonne partie	Dépend du nombre de points par segments		
NOMBRE DE POINTS PAR SEGMENTS	S'améliore lorsque le nombre de points augmente	La FFT de tableaux avec plus de points prend plus de temps	Effet très important sur la précision	Importance faible	Importance faible
CHOIX DE LA FENETRE	Affecte la résolution par un facteur entre 1 - 2	Certaines fenêtres prennent plus de temps à calculer	Si le lobe principal de la fenêtre est large, beaucoup de précision sera perdue	Importance faible	Importance d'avoir une fenêtre ayant lobes latéraux très petit
NOMBRE DE SEGMENTS	Pas d'importance pour un nombre const. de points par segment	Augmente linéairement avec le nombre de segments	La variance de l'estimé du spectre s'améliore comme le radical du nombre de segments entrant dans la moyenne		

Figure 3.5 - Tableau des compromis pour la méthode d'estimation du spectre de Welch

Si L est le nombre de points dans la FFT et N est le nombre total d'échantillons que l'on segmente, alors:

1. La variance de l'estimé a été calculé par Welch (1967) et est proportionnel à L/N .
2. Il semble y avoir avantage à utiliser un grand nombre d'enregistrements avec peu de points par enregistrement, à la limite 1 seul point par segment. D'autre part si le nombre de points par segments est très petit, l'estimé du spectre pseudo aléatoire sera de mauvaise qualité et ne sera que peu amélioré par un grand nombre de moyennes. De plus, un petit nombre de points entraîne une perte de résolution. De la statistique [Bevington 1969] nous savons que:

$$\frac{\sigma_{AVG}^2}{\sigma_{MEA}^2} = \frac{1}{K} \quad (3.10)$$

où σ_{AVG}^2 = variance de la moyenne
 σ_{MEA}^2 = variance de la mesure.

L'écart type (déviations standard) σ_{AVG} varie avec $1/\sqrt{K}$, il est plus avantageux d'obtenir un petit nombre d'estimés ayant une variance faible, qu'un grand nombre d'estimés ayant une variance élevée. En effet, la variance sur la moyenne s'améliore qu'avec le radical du nombre de FFT. Quel est la signification de σ_{AVG} ?

Si la distribution d'erreur est Gaussienne (en première approximation) alors la quantité σ est l'écart type de la variable aléatoire X , de moyenne μ .

Dans ce cas, les valeurs de la variable aléatoire où:

$$|X - \mu| = \sigma \quad (3.11)$$

sont les points de $\exp(-0.5)$ de la distribution

gaussienne normalisée à l'unité . La probabilité qu'un estimé soit dans cet intervalle est d'environ .7.

3. Le nombre de points dans chaque segment détermine la résolution. Si une grande précision est requise dans la région de transition rapide, alors beaucoup de points par segments sont nécessaires. Dans les régions où les variations sont lentes on peut les approximer par un ligne droite entre 2 points.

3.2.4 SOURCE D'ERREURS

3.2.4.1 Fuite (Leakage)

Cet effet déjà décrit précédemment peut être attribué à l'effet de prendre des FFT sur des enregistrements de longueur limitée. Un signal monochromatique apparaîtra, par exemple, dans plusieurs positions du tableau FFT au lieu d'apparaître dans un seul. Cet 'étalement spectral' vient du principe fondamental de l'incertitude entre le domaine temps et fréquence. Pour une fenêtre quelconque plus l'intervalle d'observation est long, moins l'effet de fuite sera prononcé. La quantité de fuite est influencée par la fréquence d'échantillonnage, mais n'est pas causée par elle: pour un temps total fixé, peu d'échantillons se traduiront par un manque de résolution. Dans le domaine fréquence le même étalement se produira sur plusieurs casiers (bins).

Une façon de voir le rôle de la fenêtre multiplicative est qu'elle sert à réduire l'ordre de la discontinuité aux extrémités de l'enregistrement de données. Une façon d'obtenir cet effet est de choisir la constante multiplicative afin d'avoir le maximum de dérivées continues en ces points. La continuité la plus simple à calculer sera d'imposer que les dérivées soient nulles en ces points [Harris 1978].

3.2.4.2. Résolution

La convolution du spectre vrai avec une fenêtre cause une réduction de la rapidité de descente du spectre résultant. C'est un effet identique à celui utilisé dans la conception des filtres numériques pour réduire l'effet de Gibbs [Antoniou 1980]. On a déjà vu que pour bien voir une transition rapide on doit avoir beaucoup de points de FFT.

L'effet "picket fence" (piquet de clôture) influence aussi la précision des estimés par le biais de la résolution. Cet effet cause une réduction de l'amplitude du spectre si une tonalité est placée entre 2 points d'évaluation de FFT. On peut voir cet effet comme si chaque point d'évaluation dans le domaine fréquence est vu au travers d'une fenêtre [Childers & Al 1975]. Pour des tonalités discrètes placées entre des points d'évaluation, cet effet est de l'ordre de 3-4 dB. On notera deux façons de réduire cet effet: d'une part l'interpolation des coefficients et d'autre part une réduction de l'espacement entre les évaluations. Cette réduction d'espacement peut être obtenue en rajoutant des zéros ou en augmentant la fréquence d'échantillonnage.

3.3 APPLICATION DE L'ALGORITHME

3.3.1 NOTES PRELIMINAIRES.

L'algorithme utilisé pour l'estimation du spectre ainsi que le modèle utilisé ont été décrit précédemment.

D'autres auteurs ont aussi utilisé la méthode des périodogrammes modifiés pour l'estimation du spectre de puissance [Wolejsza & Al 1979].

La différence de fréquence entre 2 points de la FFT est évaluée de la façon suivante: 1 symbole est représenté par 16 échantillons, c'est-à-dire que la durée de l'échantillon T est:

$$(1/16) * (1/BAUD) \text{ secondes,} \quad (3.12)$$

où BAUD représente la vitesse de transmission en symboles/sec.

L'incrément de fréquence est

$$\Delta f = 1/NT = (16 * BAUD) / N \quad (3.13)$$

où N est le nombre de points dans la FFT. Dans le cas de $N = 256$

$\Delta f = 3.75 \cdot 10^6$ Hz dans ce cas 32 points sont nécessaire pour représenter 120MHz (2 lobes de QPSK ayant un débit binaire de 120 Mbits). Si $N = 4096$ alors

$\Delta f = 234$ kHz, et dans ce cas, 512 points représentent les 2 premiers lobes de QPSK. Il est utile, pour référence de calculer le cas linéaire utilisant un filtré en racine carrée cosinus relevé .4 avec la correction $x/\sin(x)$. Les résultats des calculs analytiques sont tabulés à la Table 3.1.

Dans tout les exemples numériques qui suivent, un débit binaire de 120 Mb/s est utilisé.

TABLE 3.1

TABLE DES RESULTATS DE CALCUL DU SPECTRE
DANS UN CAS CONNU ANALYTIQUEMENT

FREQ (MHz)	AVEC FILTRAGE ATT (dB)	NRZ ATT (dB)
30	3	3.92
33	5.1	4.86
35	7.1	5.56
37	9.9	6.34
40	17.7	7.67
41	23.7	8.16
41.5	29.7	8.42
64.5	-	25.2
85.0	-	13.2

3.3.2 CAS DU QPSK SANS FILTRAGE

On sait que le premier lobe secondaire du NRZ est 13.2 dB sous le lobe principal. Le spectre de puissance a été tracé pour du NRZ avec 1024 symboles QPSK et une fenêtre de Parzen. Pour montrer l'effet pratique de la résolution et du nombre de segments qui servent à prendre la moyenne plusieurs graphiques ont été tracés.

Les Figures 3.6 et 3.7 montrent l'effet d'un nombre croissant de segments qui partitionnent la suite temporelle. Un seul appel au sous programme de la librairie IMSL a été fait.

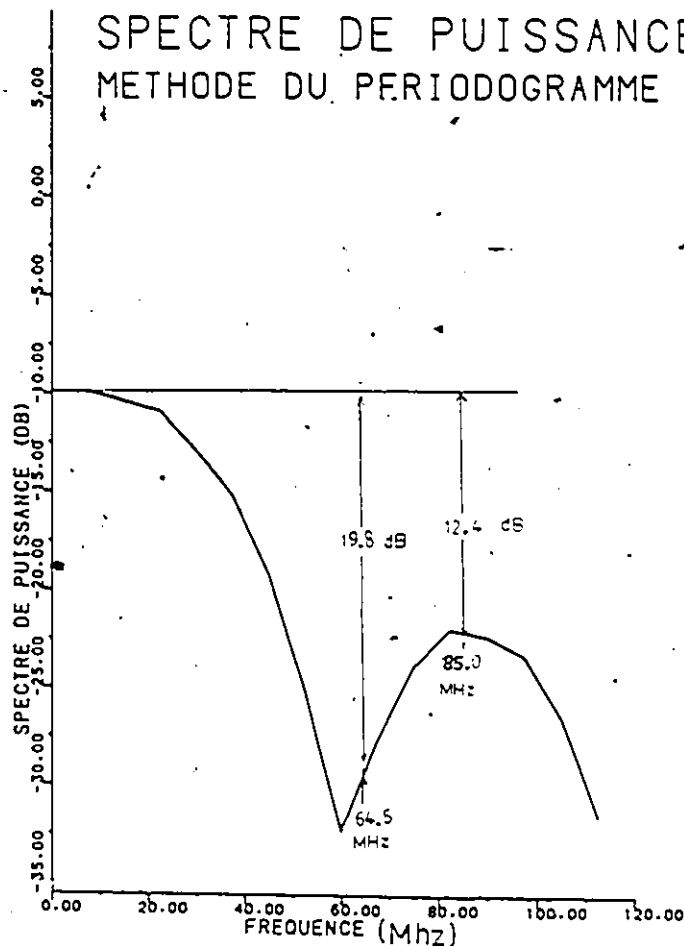


Figure 3.6 - Spectre de puissance du QPSK sans filtrage avec un seul estimé de 1024 symboles. Le nombre de points par FFT est $L = 128$ et la fenêtre de Parzen est utilisée.

SPECTRE DE PUISSANCE METHODE DU PERIODOGRAMME

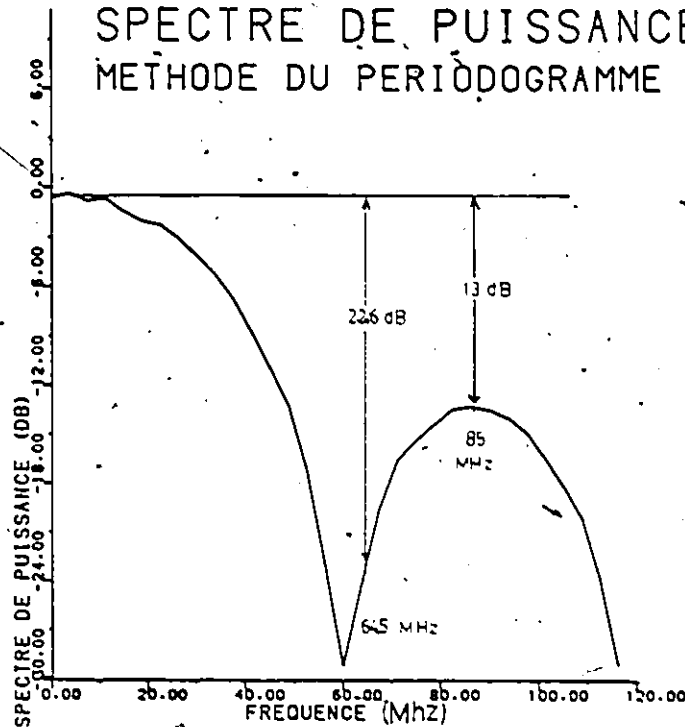


Figure 3.7 - Spectre de puissance du QPSK sans filtrage avec un seul estimé de 1024 symboles. Le nombre de points par FFT est $L = 256$ et la fenêtre de Parzen est utilisée.

On remarquera que tant dans la région de transition que dans la région du sommet du lobe secondaire les résultats sont plus précis en utilisant un plus grand nombre de points par FFT. C'est-à-dire que la moyenne d'un nombre limité de 'bons estimés' donne de meilleurs résultats qu'une moyenne d'estimés ayant chacun une précision limitée.

La Figure 3.8 montre le résultat de la moyenne de 200 appels au sous programme d'estimation du spectre avec une longueur de segment de 4096 points. La fenêtre de Kayser-Bessel est utilisée pour l'estimation. Ce grand nombre de moyennes a été utilisé pour éliminer les fluctuations accrues de l'estimé du spectre pour une haute résolution. On voit que la hauteur du lobe secondaire est encore plus précise que les estimés précédents. Mais par contre la région de transition rapide autour de 64.5 MHz n'a pas vu sa précision augmentée. La Figure 3.9 montre le résultat de l'évaluation lorsque un seul appel au sous programme FTFPS est fait.

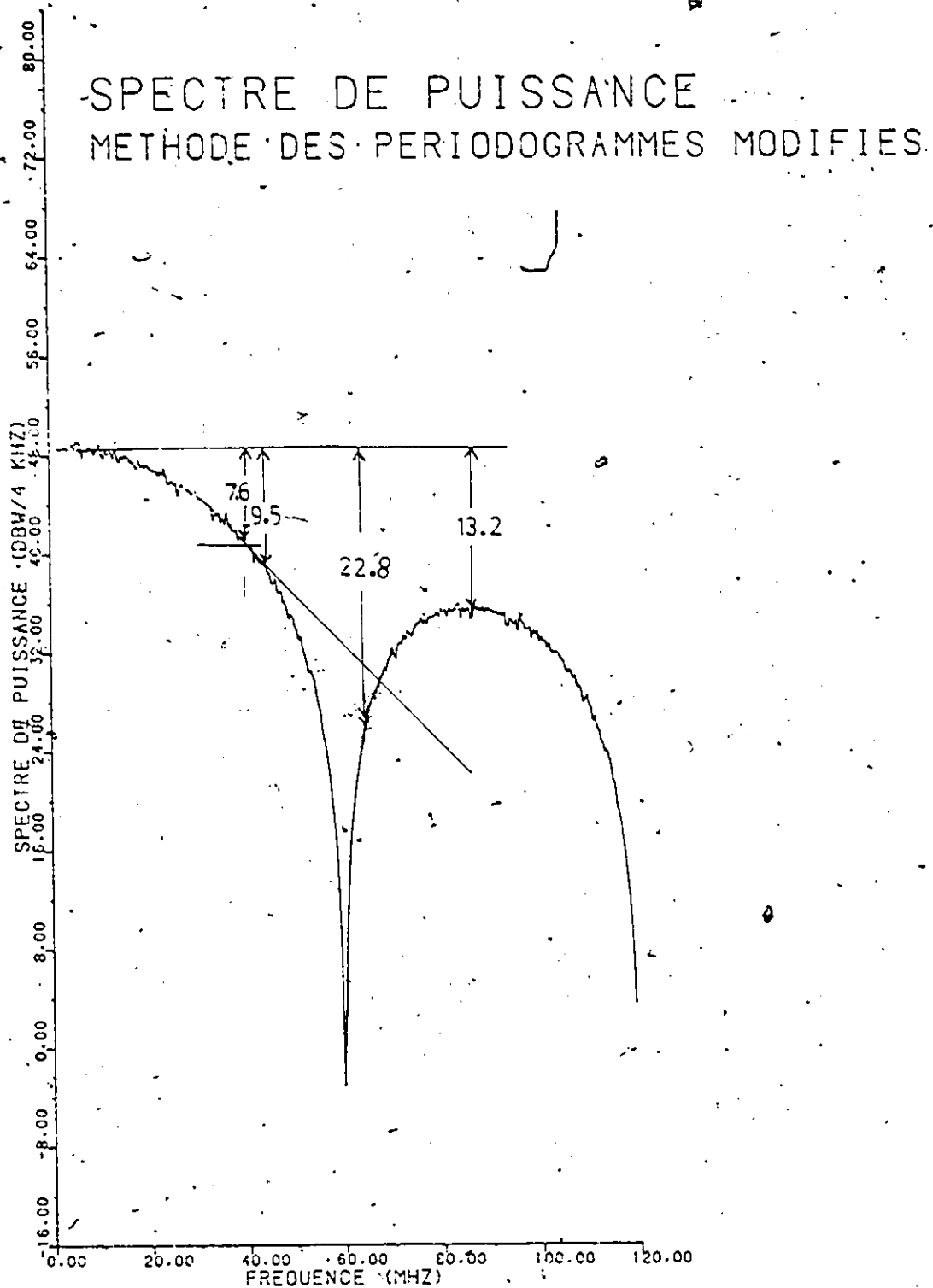


Figure 3.8 - Spectre de puissance du QPSK sans filtrage avec 200 moyennes de 1024 symboles QPSK. Le nombre de points par FFT est $L = 4096$ et la fenêtre de Kayser-Bessel avec paramètre 1.5 est utilisé.

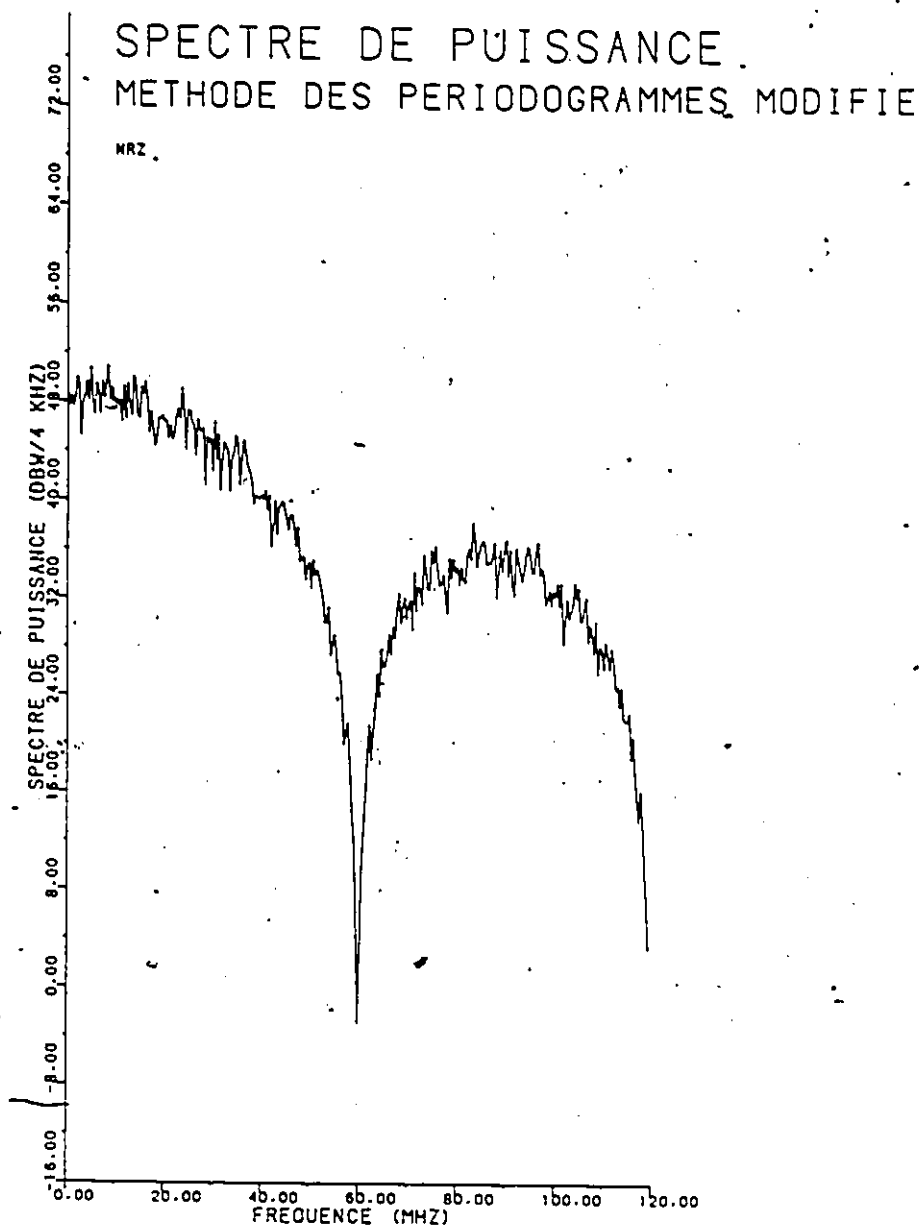


Figure 3.9 - Spectre de puissance du QPSK sans filtrage avec 1 moyenne de 1024 symboles QPSK. Le nombre de points par FFT est $L = 4096$ et la fenêtré de Kayser-Bessel avec paramètre 1.5 est utilisé.

La table suivante compare les résultats des Figures 3.6, 3.7, 3.8.

Fréq (MHz)	Cas	Simulation	Théorie
64.5	1024 symboles L=128	19.8	25.2
85.0	1024 symboles L=128	12.4	13.2
64.5	1024 symboles L=256	23.0	25.2
85.0	1024 symboles L=256	13.0	13.2
64.5	200K symboles L=4096	22.8	25.2
85.0	200K symboles L=4096	13.2	13.2

On voit que dans une région où la variation est lente par (exemple le sommet d'un lobe) L=256 avec 1024 symboles s'avère d'une précision suffisante (mieux que un demi dB). Dans la région de variation rapide du spectre cependant le spectre paraît 2 à 6 dB trop élevé selon les paramètres utilisés. Cela s'interprète facilement, la résolution n'est pas suffisamment élevée pour suivre effectivement la variation rapide. Dans un cas avec plus de résolution L=4096 on voit que l'accord est plus grand. On voit aussi qu'autour de 44 MHz sur la Figure 3.8, on a une précision d'environ 1 dB. La pente dans cette région est d'environ 0.5 (dBW/4kHz)/MHz. On peut donc tirer la conclusion approximative que des pentes du graphique inférieures à 0.5, on a une précision de 1 dB. Cette approximation peut s'avérer utile comme estimé de la précision pour les cas où le spectre n'est pas connu analytiquement. Un cas extrême est illustré à la Figure 3.10. Dans ces exemples, un nombre limité de symboles (128) est pris avec des longueur de FFT L=256 éléments. Le nombre de segments pris pour faire la moyenne n'est donc pas très élevé (16). La variance des estimés en souffre donc, la Figure 3.10 illustre bien cet effet.

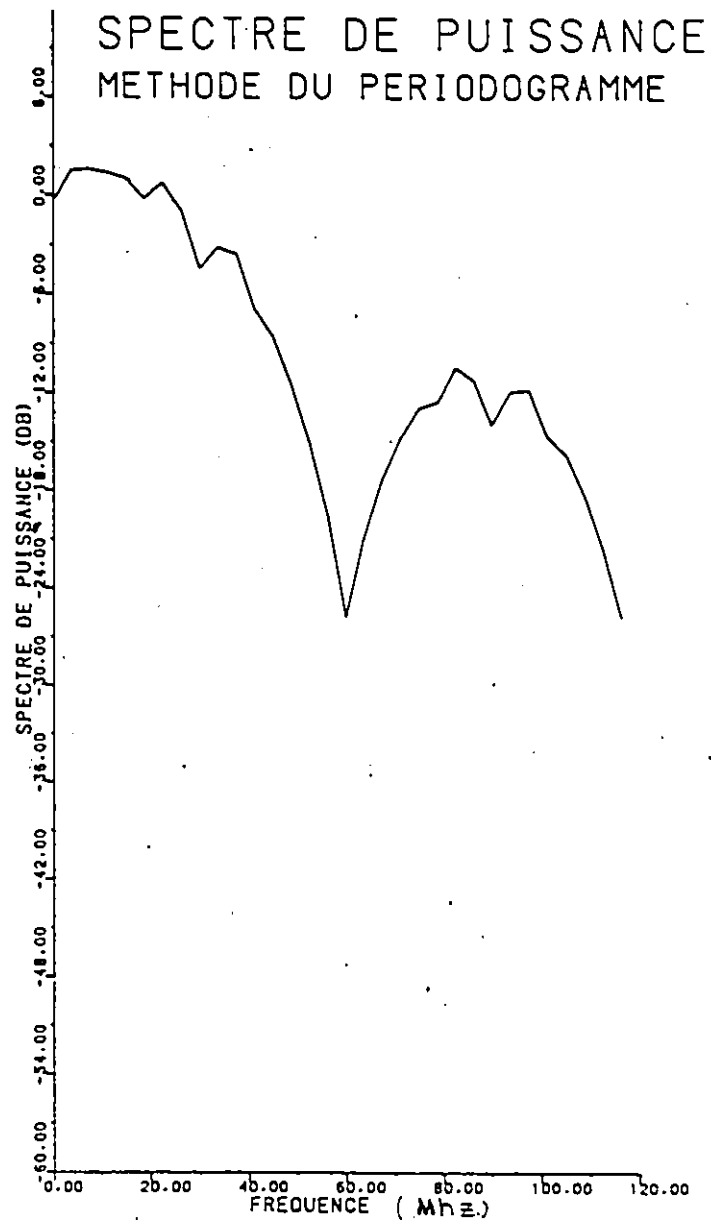


Figure 3.10 - Spectre de puissance du QPSK sans filtrage avec 1 moyenne de 128 symboles QPSK. Le nombre de points par FFT est $L = 256$. La fenêtre de Parzen est utilisée.

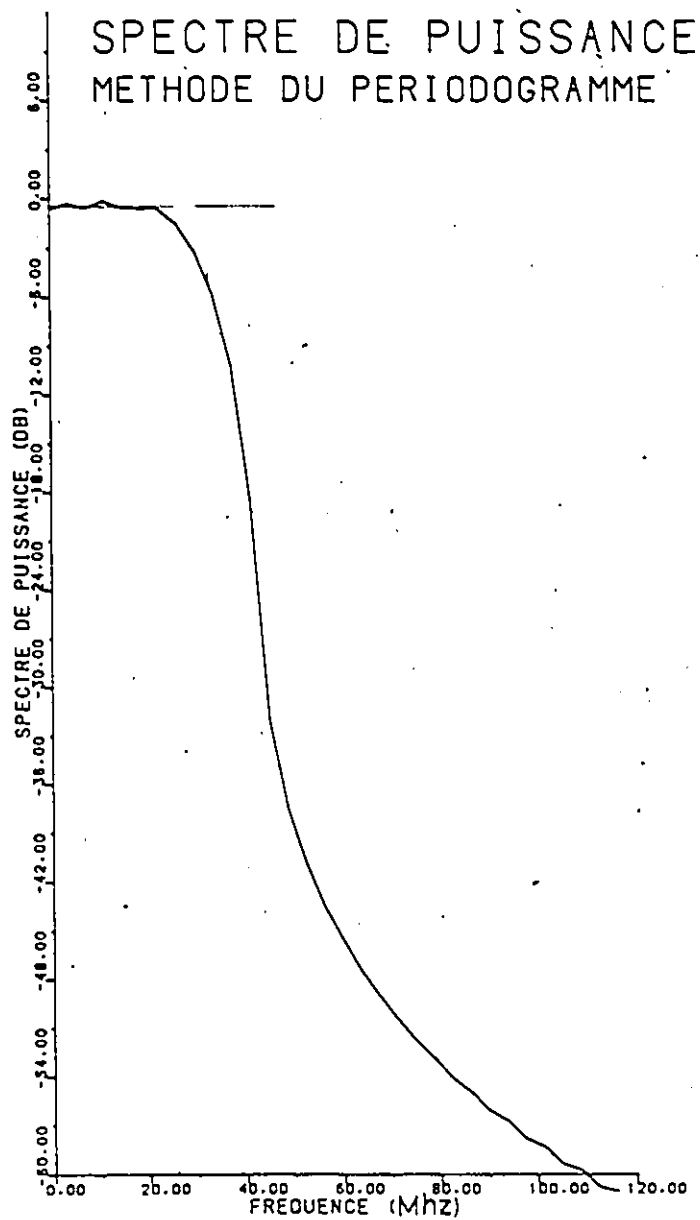


Figure 3.11 - Spectre de puissance du QPSK filtré
avec 1 seule moyenne de 1024 symboles.
Le nombre de points par FFT est $L = 256$
et la fenêtre de Parzen est utilisé.

SPECTRE DE PUISSANCE METHODE DES PERIODOGRAMMES MODIFIES

CAS LINEAIRE PARAMETRE DE BESSEL 1.0 0.5

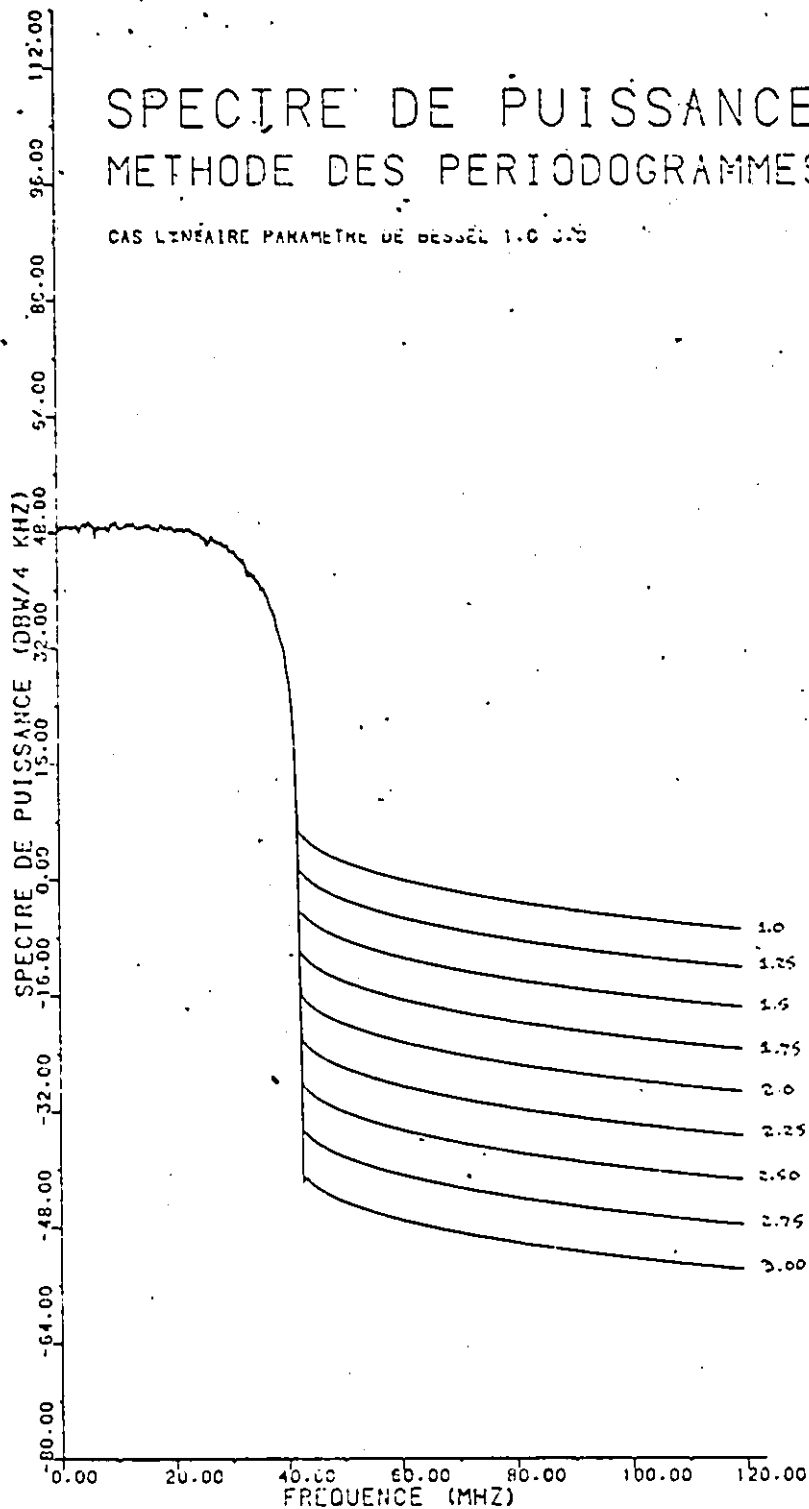


Figure 3.12 - Spectre de puissance du QPSK filtré avec une moyenne de 25 estimés de 1024 symboles QPSK. Le nombre de points par FFT est $L = 4096$ et la fenêtre de Kayser-Bessel est laissée comme paramètre.

3.3.3 CAS DU QPSK FILTRE

Le modèle de filtrage utilisé dans cette section a été décrit précédemment. La fenêtre qui a fait l'objet d'évaluation est la Kayser-Bessel parce qu'elle donne des meilleurs résultats dans le cas linéaire et qu'elle a des lobes latéraux faibles. Une fenêtre ayant des lobes latéraux encore moins élevés pour une largeur du lobe principal constante est la fenêtre Dolph-Chebyshev [Harris 1975]. Cependant le temps requis pour le calcul et la complexité du programme requis ne semble pas justifier suffisamment son usage. La fenêtre de Parzen a aussi fait l'objet d'évaluation, à titre de référence.

Le spectre du NRZ filtré est illustré à la Figure 3.11 dans le cas où la fenêtre de Parzen est utilisée. La retombée dans la région du 40 dB est due à l'effet de convolution avec la fenêtre. On peut donc voir la dépendance en fréquence de la hauteur des lobes secondaires de la fenêtre.

C'est ce comportement indésirable dans la région de transition qui justifie l'usage d'une fenêtre Kayser-Bessel. Cette dernière a des lobes secondaires faibles, mais qui diminuent lentement avec la fréquence. C'est cette fenêtre qui est utilisé pour la Figure 3.12. Cette dernière montre l'effet du paramètre ajustable sur le spectre linéaire. Le comportement dans la région de coupure est plus satisfaisant. L'accroissement du paramètre de la fenêtre augmente la largeur du lobe principal (diminue la résolution), mais diminue aussi la hauteur du lobe secondaire, améliorant ainsi la possibilité de détecter des signaux faibles.

3.3.4. CAS DU QPSK FILTRE SUIVI DE NON LINEARITE

La première question posée est de savoir si l'estimation du spectre dépend de la longueur de la suite utilisée. Les graphiques de Figure 3.13 et 3.14 répondent en partie à cette question. Chaque courbe représente le spectre à la sortie du HPA pour plusieurs reculs (backoff) par rapport à l'entrée. Le recul varie entre 0 et 14 dB. Chaque estimation du spectre pour un recul utilise des symboles différents pour l'évaluation. On voit bien que dans le cas d'un nombre limité de symboles (Figure 3.13) les estimés fluctuent beaucoup plus que dans le cas de la Figure 3.14. Un plus grand nombre de symboles aide à avoir des estimés plus stable, c'est-à-dire une variance plus petite.

Une autre question qui a fait l'objet de simulations est de savoir quelle est la valeur optimale du paramètre de la fenêtre de Kayser-Bessel. La Figure 3.15 permet de répondre en partie à cette question. Le choix optimal semble être un paramètre de 1.5. Le recul de 14 dB a été choisi parce que l'on sait que c'est lorsque l'amplificateur est quasi linéaire que le spectre aura la gamme dynamique la plus élevée.

La famille des courbes de spectre avec comme paramètre le recul par rapport à l'entrée est dessiné à la Figure 3.16. La caractéristique de l'amplificateur non linéaire utilisée sera vue plus loin. La fenêtre de Kayser avec paramètre 1.5 a été utilisée.

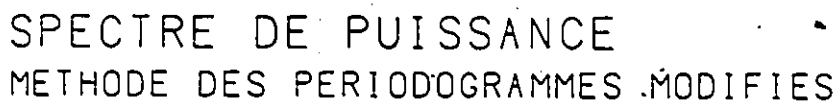


Figure 3.13 - Spectre de puissance du QPSK filtré après passage dans un non linéarité typique de station terrienne avec 1 moyenne de 128 symboles QPSK. Les reculs illustrés sont mesurés par rapport à l'entrée. La fenêtre de Parzen est utilisée avec 128 points par FFT.

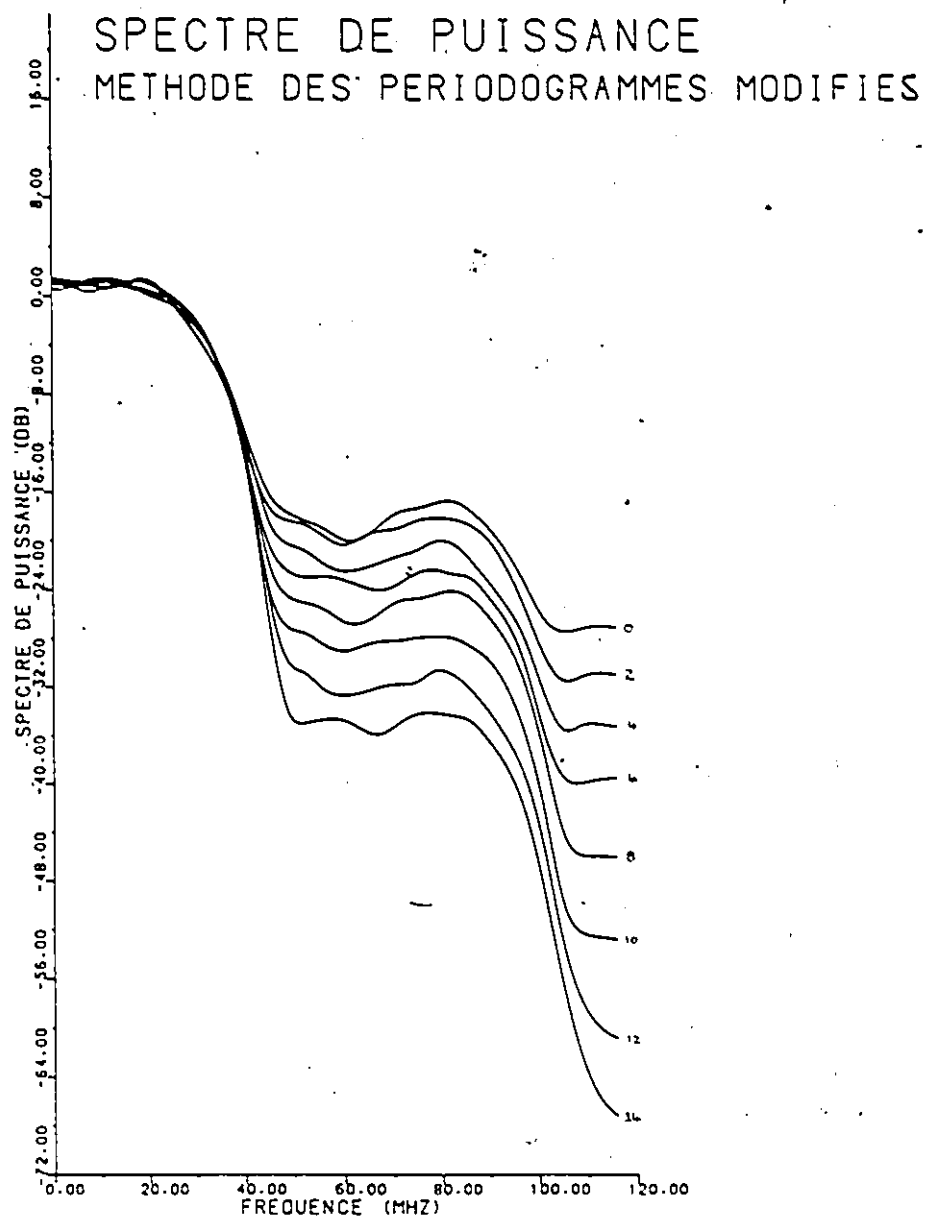


Figure 3.14 - Spectre de puissance du QPSK filtré après passage dans une non linéarité typique de station terrienne. Une moyenne de 1024 symboles est utilisée avec $L = 256$ points par FFT. La fenêtre de Kayser-Bessel avec paramètre 3.0 est utilisée.

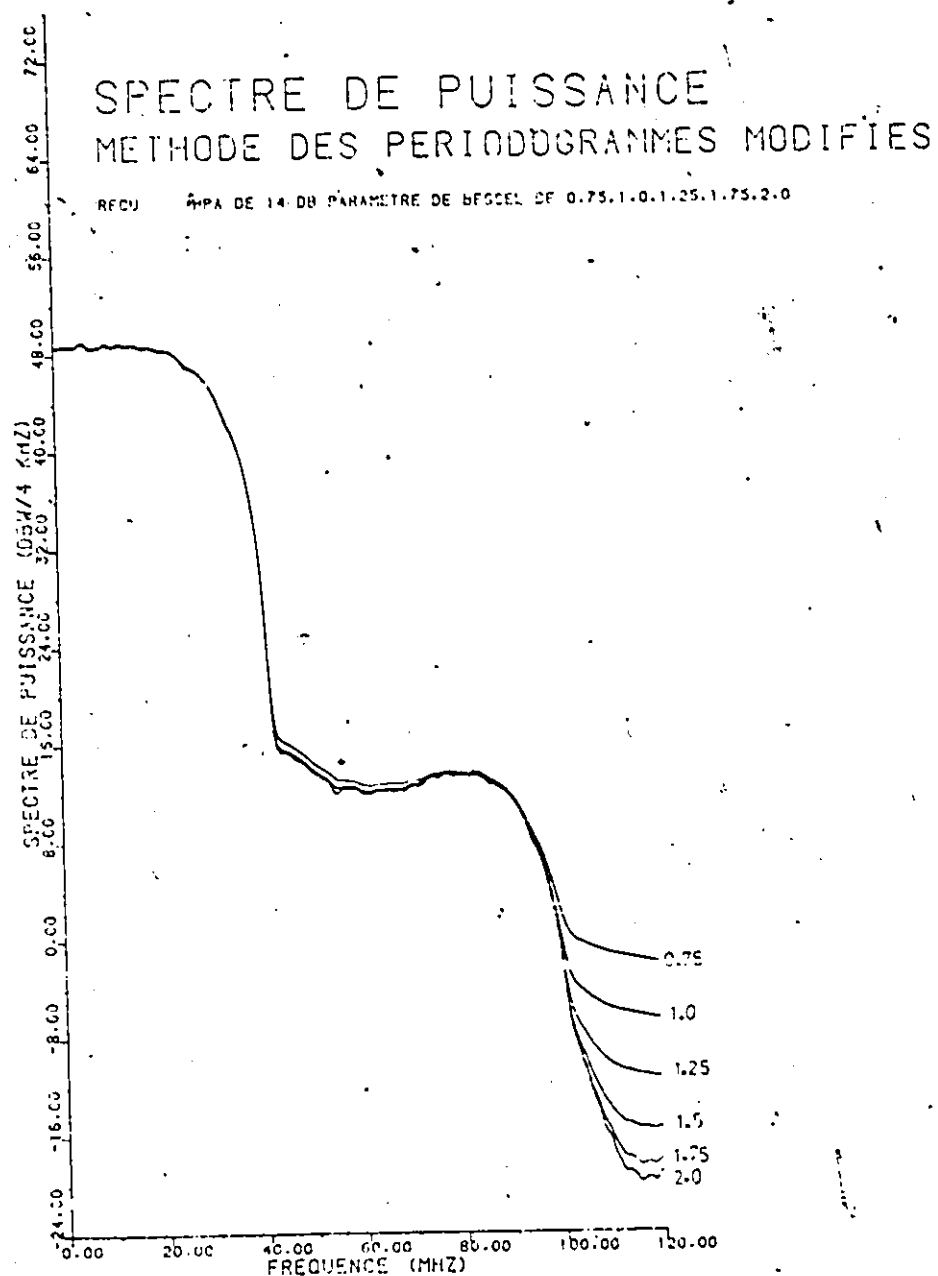


Figure 3.15 - Spectre du QPSK filtré après passage dans un amplificateur de puissance de station terrienne avec 14 dB de recul par rapport à l'entrée. Un total de 25 moyennes de 1024 symboles chacun a été fait pour chaque valeur du paramètre de Kayser-Bessel. Ce dernier a été varié entre 1 et 2.5. Le nombre de points par FFT est $L = 4096$.

SPECTRE DE PUISSANCE METHODE DES PERIODOGRAMMES MODIFIES

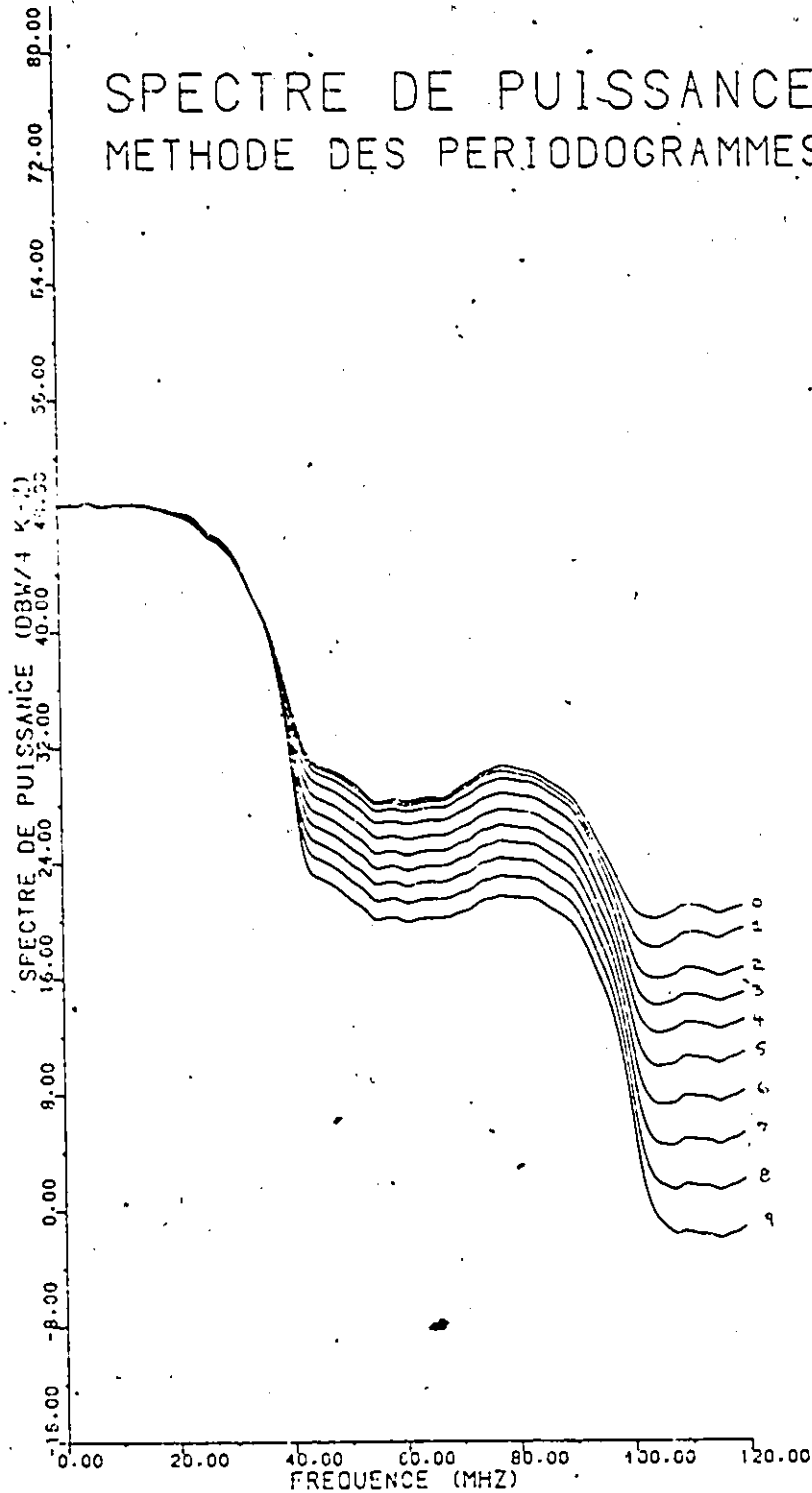


Figure 3.16 - Famille des courbes de spectre de puissance du QPSK avec 25 moyennes de 1024 symboles. Le nombre de points par FFT est $L = 4096$. La fenêtre de Kayser-Bessel avec paramètre 1.5 est utilisée.

En somme les 2 fenêtres produisent des résultats qui ont des régions où elles sont plus précises. La fenêtre de Kayser ayant un lobe central de largeur comparable à la Parzen semble donner un estimé qui a une précision constante dans la gamme d'environ 45 dB. La fenêtre de Parzen donne plus de précision lorsque l'on s'éloigne du lobe principal pour des estimés très faibles. Sa gamme dynamique n'est pas constante et elle est meilleure une fois passée le 2ième lobe du QPSK. Cela est dû au fait que le lobe secondaire de la fenêtre commence haut mais diminue rapidement.

3.4 CONCLUSION

Ce chapitre a examiné au moyen de simulations numériques certains facteurs affectant la précision des estimés du spectre lorsque l'on utilise la méthode des périodogrammes modifiés. Cette méthode a été choisie parce qu'elle est commode du point de vue programmation, et qu'elle est flexible, en ce sens qu'elle ne requiert que peu de modifications pour d'autres modulations. Cette méthode est naturellement compatible avec le logiciel déjà écrit pour la simulation. Le signal pour la simulation est en effet représenté par échantillons du signal modulé, c'est le même type de signal qui sert de point de départ à l'analyse de spectre par ordinateur. C'est dans ce sens une extension naturelle des capacités d'un programme pour le calcul de la probabilité d'erreur.

On a trouvé les limites de la méthode et on a vu que la précision sera suffisante dans la plupart des cas d'intérêts en communication numérique.

Chapitre 4

LE LINEARISEUR EN BANDE DE BASE

4.1 INTRODUCTION

On a déjà vu dans le relevé de littérature les linéariseurs par prédistorsion existant. Ce chapitre introduit une nouvelle méthode de linéarisation qui transforme le signal avant qu'il ne soit modulé plutôt qu'après la modulation. Le but de cette linéarisation est de rendre la caractéristique de transfert de l'amplificateur de haute puissance de la station terrienne plus linéaire.

Cette approche différente permet une réalisation précise des nonlinéarités inverses. En bande de base ces dernières peuvent être réalisées avec plus de précision car les composantes ont moins d'imperfections dépendantes de la fréquence. Cette prédistorsion en bande de base peut aussi être considérée comme une modulation non linéaire adaptée au canal de transmission lui même non linéaire. Cette approche est différente parce qu'elle ne prend pas comme hypothèse que le signal modulé doit avoir le minimum de fluctuations d'enveloppes possibles.

On prendra comme hypothèse de départ qu'on utilise un filtrage des données par prémodulation. Ce type de filtrage est populaire parce que les filtres passe-bas nécessaires permettent d'obtenir facilement la symétrie du spectre par rapport à la

fréquence de la porteuse. Le filtre passe bande équivalent est difficile à réaliser parce qu'en général il est plus difficile de synthétiser des filtres ayant une symétrie arithmétique.

On négligera aussi l'effet des filtres en bande passantes utilisés après les convertisseurs élévateurs. Ces filtres servent à éliminer les harmoniques se produisant lors de la conversion dans le mélangeur. Ils ont habituellement des bandes passantes beaucoup plus grandes que les filtres de données. C'est particulièrement vrai dans le cas d'une transmission à faible débit binaire; par exemple pour un seul canal de voix ou pour des petits terminaux de transmission numérique.

Tel que mentionné précédemment seulement les amplificateurs de station terrienne font l'objet de linéarisation.

On a vu à la section 2.6 la façon de calculer la probabilité d'erreur lorsque l'on a un brouillage provenant de canaux adjacents qui se rajoute au bruit gaussien. Le brouillage du aux canaux adjacents contribue à fermer le diagramme d'oeil qui sert à calculer la probabilité d'erreur. Cette dernière est calculée à partir de l'expression analytique obtenue pour du bruit gaussien. Pour plusieurs décalages temporels et déphasages des canaux adjacents on aura des fermetures d'oeil différentes et par conséquent on des probabilités d'erreur différentes. La probabilité

d'erreur qui inclue l'effet perturbateur des canaux adjacents est la moyenne des probabilités d'erreurs obtenue en faisant varier les paramètres temps et phase des canaux adjacents. Nous utilisons cette technique dans ce chapitre pour faire le calcul des probabilités d'erreur. Par soucis de concision, seulement les résultats de dégradations de probabilités d'erreurs seront rapportés ici. Comme on a expliqué dans le chapitre 2, le programme de simulation calcule la probabilité d'erreur pour un E_b/N_0 de 12 dB. La Figure 4.0 montre un exemple d'un calcul de dégradation. La courbe de taux d'erreur du QPSK idéal est utilisée pour mesurer le E_b/N_0 nécessaire pour obtenir la même probabilité d'erreur que celle obtenue par la simulation. La différence de E_b/N_0 est la dégradation. Cet exemple de calcul de dégradation correspond à un des point de la Figure 4.11.

Tel qu'expliqué dans la section 2.4 tout les reculs sont mesurés par rapport à la sortie. Le recul mesure le nombre de dB par laquelle il faut augmenter la puissance de sortie pour que cette dernière atteigne le valeur de saturation.

Les tracés de spectre sont faits en utilisant la fenêtre de Kayser-Bessel avec paramètre 1.5.

Ce chapitre est organisé comme suit:

- 1- Description de la nouvelle méthode de linéarisation.
- 2- Il est établi que la linéarisation en bande de base réduit la recroissance spectrale. Les résultats obtenus se comparent avantageusement avec ceux déjà publiés pour les linéariseurs réalisés en microonde.

- 3- Il est établi que la linéarisation en bande de base diminue la probabilité d'erreur et ce en présence ou non de canaux adjacents. Les résultats sont comparés avec ceux déjà publiés pour les linéariseurs réalisés en microonde.
- 4- Il est établi que la linéarisation permet de réduire l'effet perturbateur du brouillage dans la même voie.
- 5- Il est établi que la linéarisation permet de réduire l'effet perturbateur des évanouissements. De plus, 2 méthodes déjà existantes pour compenser l'effet des évanouissements sont combinées avec l'utilisation de linéariseurs en bande de base. On verra que ces méthodes améliorent considérablement la performance de transmission en présence d'évanouissement.

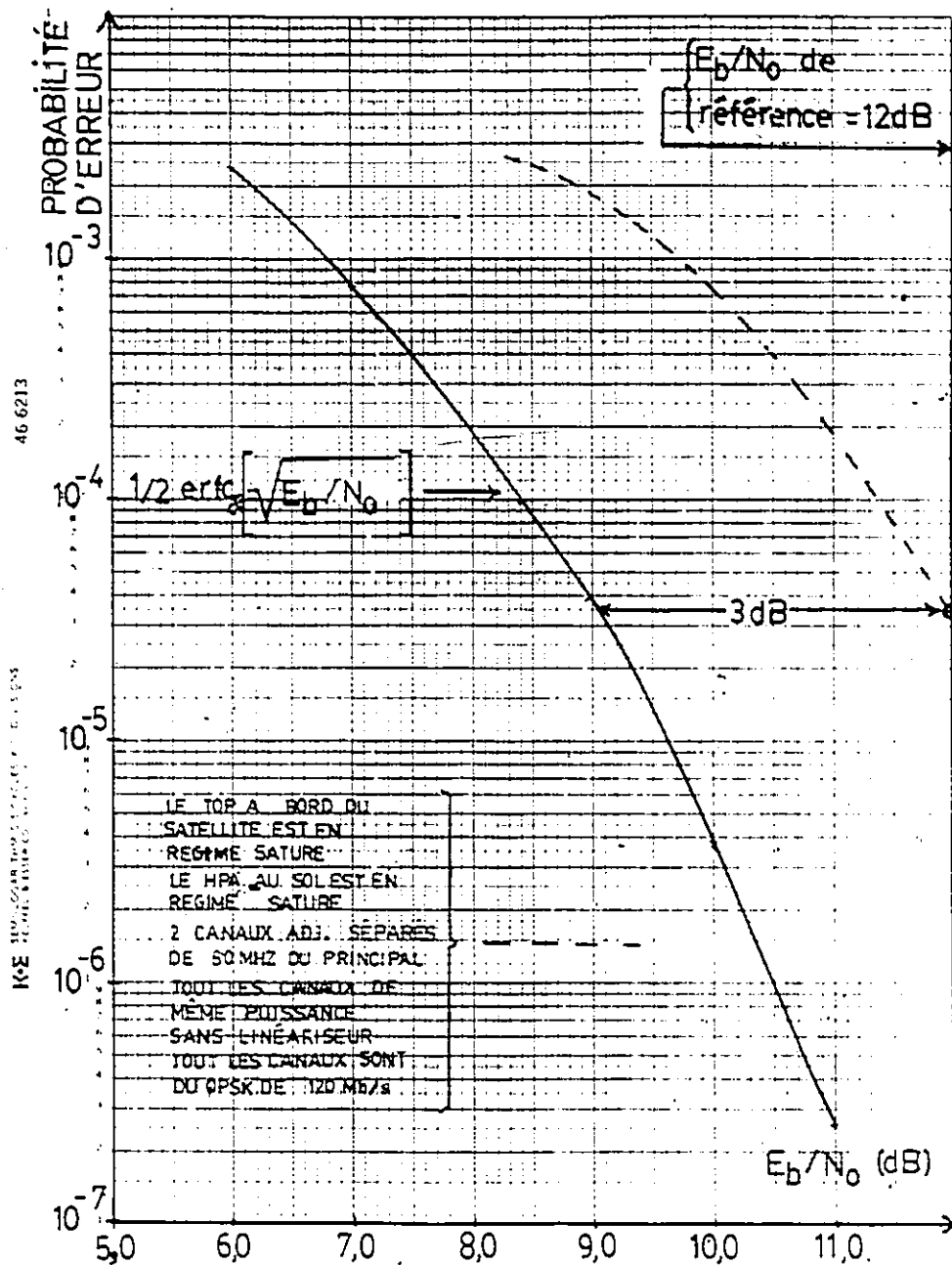


Figure 4.0

Exemple de mesure de la dégradation de probabilité d'erreur.

Dans cet exemple la dégradation serait de 3.0 dB.

4.2 DESCRIPTION DU LINEARISEUR EN BANDE DE BASE

La Figure 4.1 montre un diagramme synoptique du linéariseur en bande de base. On reconnaîtra 5 parties au circuit.

- 1- Deux filtres passe bas qui servent au filtrage des données avant la modulation.
- 2- Un circuit de mesure de la puissance instantanée du signal. La tension résultante de cette mesure est transformée par un circuit non linéaire qui calcule la prédistortion à faire à l'enveloppe et à la phase du signal.
- 3- Un circuit atténuateur du signal. L'atténuation faite est inversement proportionnelle au signal de contrôle provenant du circuit de la partie 2. Cette prédistortion de l'amplitude est calculée pour être complémentaire à celle faite par l'amplificateur non linéaire.
- 4- Un circuit servant à faire la rotation du phaseur correspondant au signal modulé. C'est une correction pour la distorsion AM/PM. Ce circuit est une réalisation de l'équation

$$(X + jY) \exp(j\theta) = X \cos \theta - Y \sin \theta + j(Y \cos \theta + X \sin \theta) \quad (4.1)$$

Cette équation tourne le phaseur d'un angle θ . La table donne la rotation à faire étant donné la puissance du signal après le filtrage.

- 5- Un circuit conventionnel de modulation par quadrature.

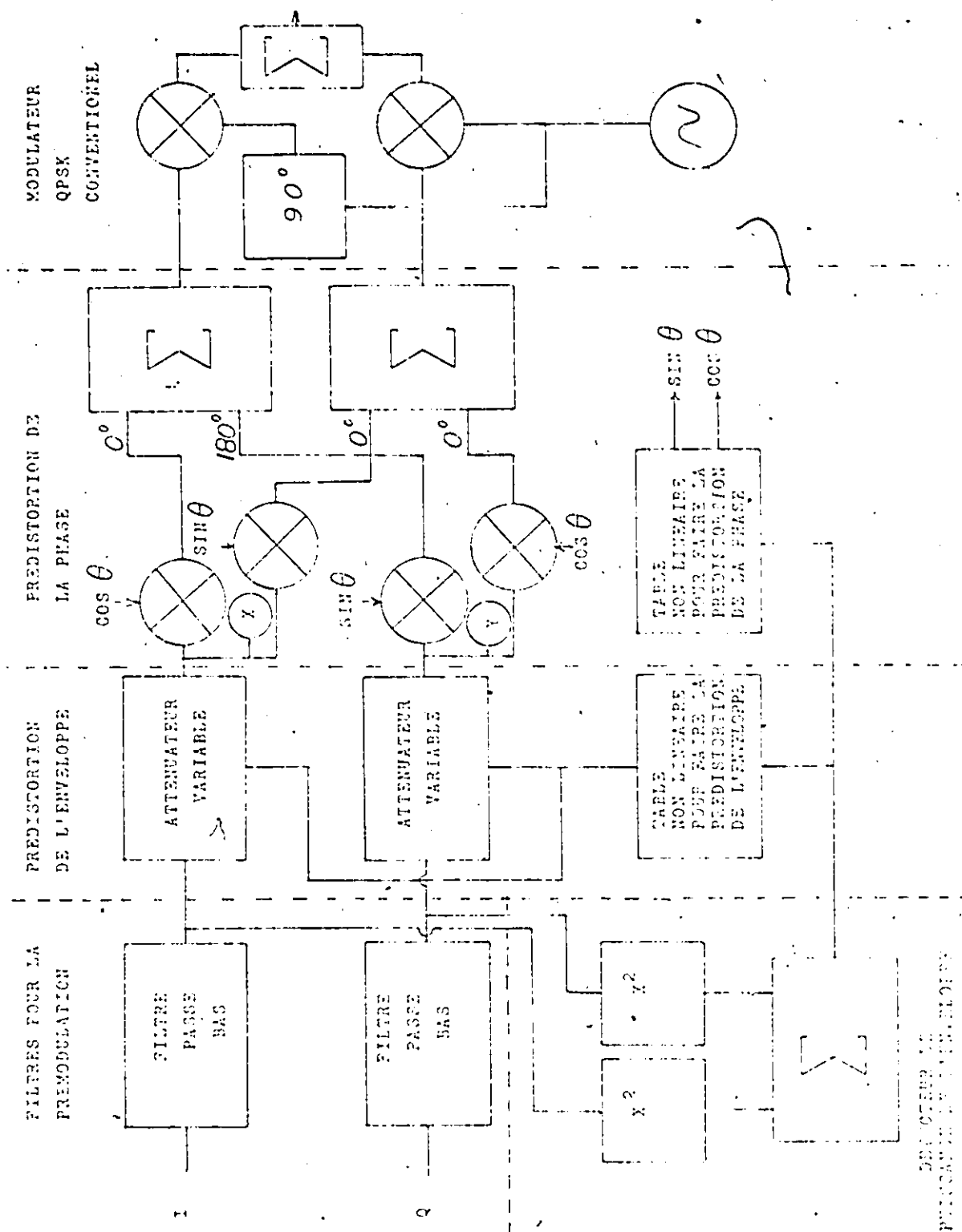


Figure 4.1 - Diagramme synoptique du linéariseur en bande de base.

Le circuit de la troisième partie est une table (look up table) qui calcule pour un signal de puissance donnée, le facteur multiplicatif à appliquer à ce dernier. La caractéristique globale vue par l'enveloppe complexe après son passage dans l'atténuateur et l'amplificateur non linéaire sera celle d'un limiteur doux.

Ce qui suit explique de quelle façon ces facteurs multiplicatifs sont calculés. La Figure 4.2 donne la caractéristique de transfert typique d'un amplificateur de haute puissance, pour faciliter l'inversion graphique de la fonction non linéaire, la droite $y = x$ est aussi tracée. L'inversion graphique de la caractéristique d'amplitude se fait en prenant un point A sur la droite $y = x$ de la Figure 4.2, à cette puissance d'entrée, de l'amplificateur linéarisé correspond une puissance d'entrée B de l'amplificateur non linéaire qui donne la même puissance de sortie. Pour obtenir cette puissance de sortie il faut rentrer dans l'amplificateur non linéaire, cette puissance B qui est dans cet exemple environ .36 watt.

Le logiciel utilisé pour réaliser l'atténuateur simule un multiplicateur analogique. On peut alors multiplier le signal par 1 si on ne désire pas d'atténuation et par 0 si on désire l'atténuer complètement. Si f représente le facteur multiplicatif cherché, et X est le phaseur à l'entrée du multiplicateur:

$$\frac{\text{puissance à la sortie du multiplicateur}}{\text{puissance à l'entrée du multiplicateur}} = \frac{(fX)^2}{(X)^2} = f^2 \quad (4.2)$$

Dans cet exemple précis $f = (.362/.80)^{0.5} = .673$. A la puissance .8 à l'entrée, la sortie de la table sera .673, et la puissance du phaseur après l'atténuateur sera .362.

Le circuit de la 4e partie utilise aussi une table pour réaliser la prédistortion de phase du signal. La table calcule le cosinus et le sinus de l'angle de rotation nécessaire. Il faut tourner le phaseur ayant une puissance donnée du négatif de l'angle dont il sera tourné par l'amplificateur non linéaire. La valeur de correction nécessaire se mesure sur le graphique 4.2. Dans l'exemple cité plus haut on voit que l'angle correspondant à la puissance B est d'environ 0.44 radians. Pour la réalisation faite dans la simulation, on a choisi de faire la rotation nécessaire pour que le phaseur soit centré au milieu du premier quadrant en (.707,.707). C'est en effet dans cette position que les symboles doivent être échantillonnés pour avoir la probabilité d'erreur minimale.

La Figure 4.3 illustre la caractéristique de l'amplificateur non linéaire pour de faibles amplitudes. La Figure 4.4 est la représentation de la table de non-linéarité en amplitude et en phase utilisée dans la simulation. La Figure 4.5 représente la courbe caractéristique de l'amplificateur de puissance avant et après linéarisation.

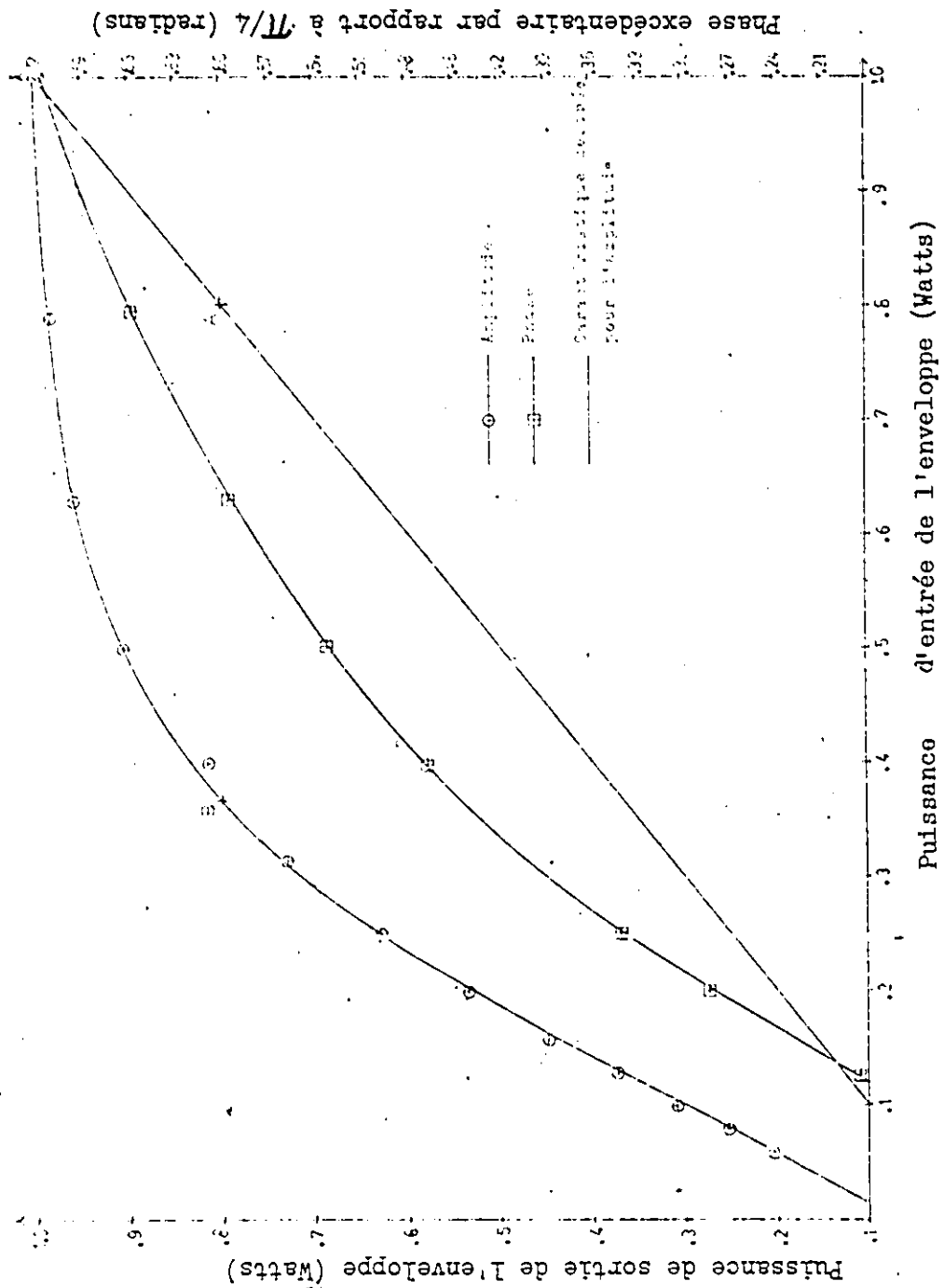


Figure 4.2 — Courbes caractéristiques d'un amplificateur de puissance de station terrienne typique. La courbe sert à l'inversion graphique de la non-linéarité.

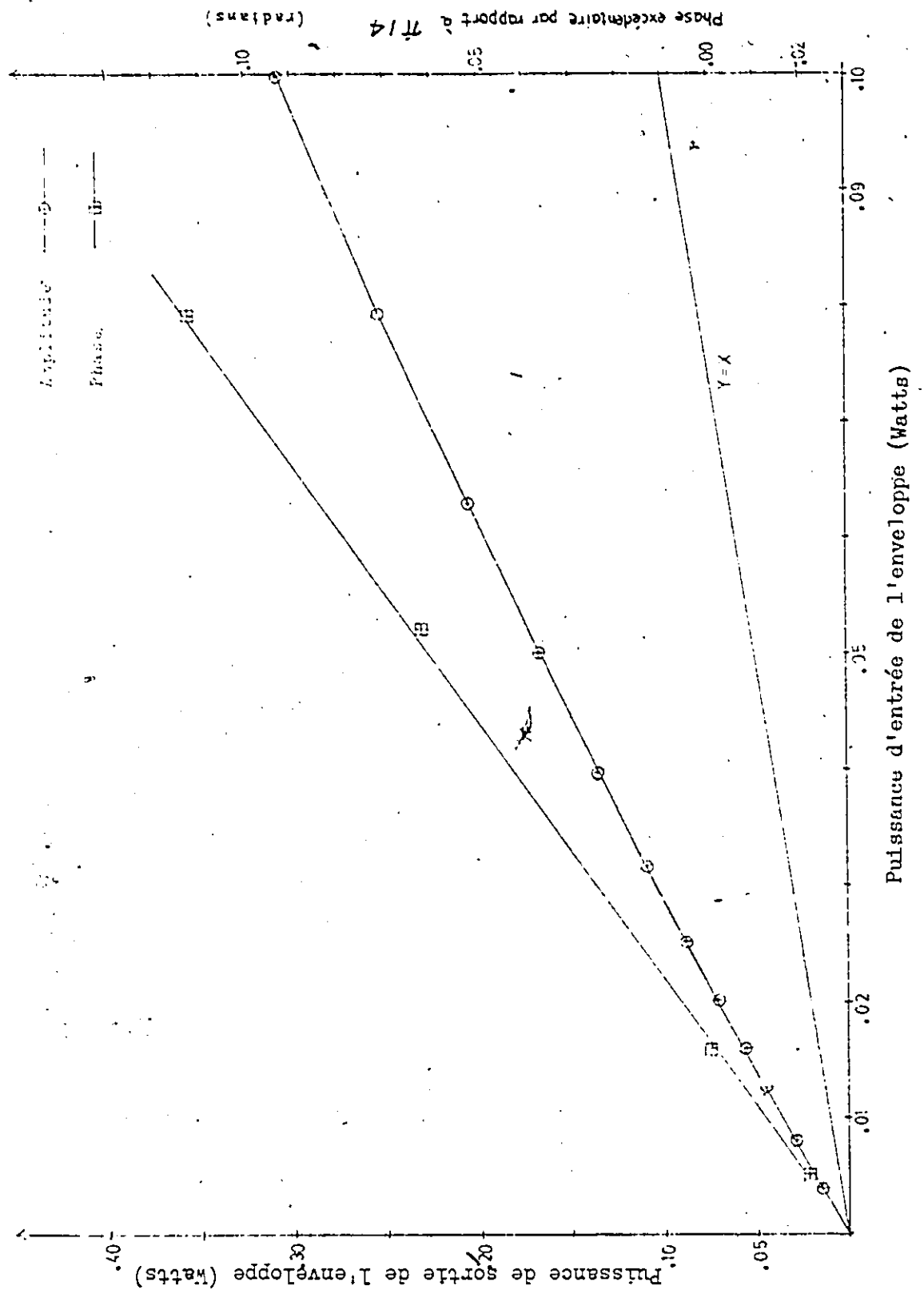


Figure 4.3 - Courbes caractéristiques de l'amplificateur de station terrienne pour de faibles amplitudes.

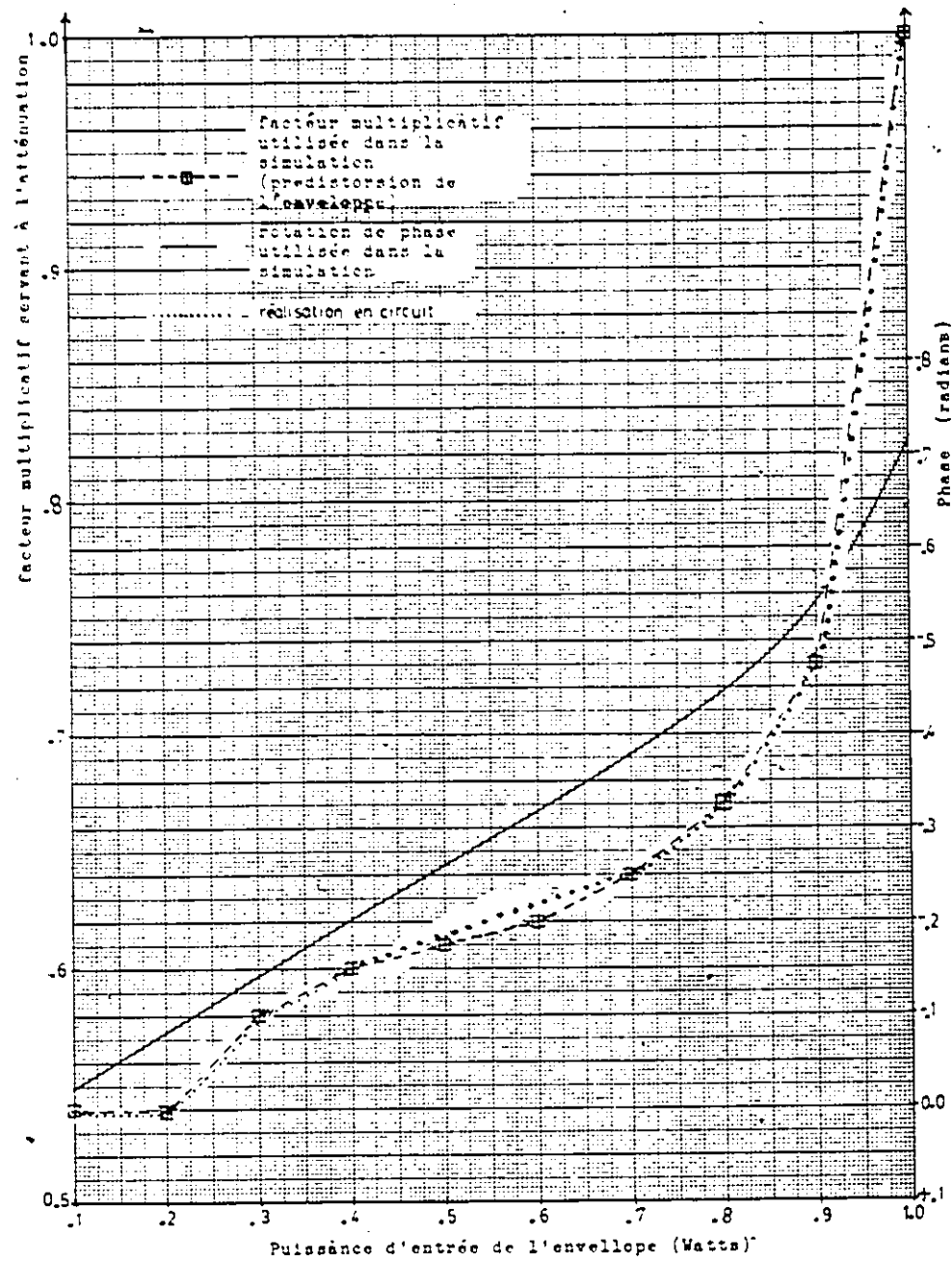


Figure 4.4 - Table de non-linéarité utilisée pour faire la prédistorsion d'amplitude et de phase.

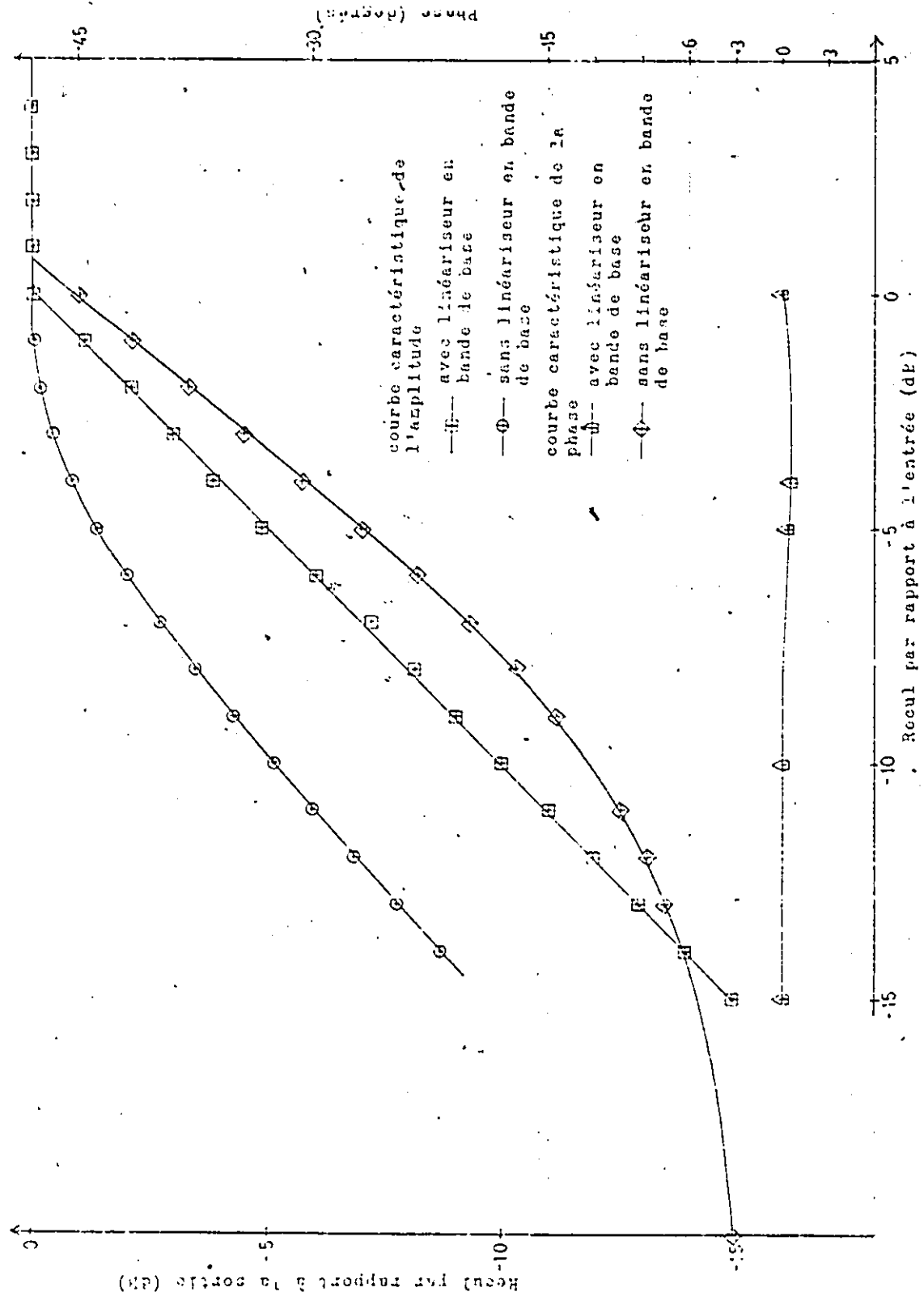


Figure 4.5 - Courbes caractéristiques d'un amplificateur de puissance avant et après linéarisation en bande de base.

Une réalisation d'une table à consulter (look up table) sous forme de circuits pour des débits binaires de l'ordre de 100 kb/s est illustrée à la Figure 4.6.

Le circuit réalise une approximation par segment du facteur multiplicatif utilisé dans la prédistorsion d'amplitude. Chaque partie du circuit contribue à modifier la caractéristique de transfert du linéariseur. Cette modification se fait en introduisant des segments additifs qui ont une tension de coupure et une pente ajustable. La superposition de ces éléments permet d'obtenir une bonne approximation de la courbe de prédistorsion. La caractéristique de transfert obtenue est illustrée à la Figure 4.6. Le fonctionnement du circuit est décrit par Graeme [1971]. Un circuit à diode plus approprié pour des débits binaires de l'ordre de 100 Mb/s est décrit par Giacoletto [1977]. Une autre réalisation en basse fréquence qui utilise des amplificateurs opérationnels est due à Shivashankar [1977].

Un organigramme de la réalisation en logiciel est illustré à la Figure 4.7. La puissance moyenne du signal et le recul désiré établissent le point d'opération sur la courbe caractéristique. Le signal est normalisé pour que sa puissance moyenne corresponde au recul désiré [Palmer 1977]. Le calcul de la prédistorsion à faire à l'enveloppe et à la phase a été fait pour quelques points typiques. Un exemple de ces calculs a été fait plus haut.

Dans le cas de la prédistorsion de l'enveloppe, le sous programme d'interpolation est une chaîne de conditionnels qui effectue une interpolation linéaire des points calculés. On trouvera ce sous programme dans l'appendice sous le nom de ENVLPE. Le sous programme qui fait l'interpolation de la phase est semblable et est dans l'appendice sous le nom de TOURN1.

On remarquera de la Figure 4.5 que le linéariseur rend la caractéristique linéaire à environ deux dixième de dB près et que la conversion AM/PM est presque disparue. On peut corriger l'amplitude et la phase jusqu'en-deçà de la saturation avec la méthode qui est présentée ici.

Plusieurs amplificateurs de haute puissance ont des dépressions de gain passées la saturation. Ces dépressions peuvent être compensées en bande de base.

La méthode utilisée pour inverser la non linéarité est générale, elle s'applique tout aussi bien à d'autres non-linéarités sans mémoire.

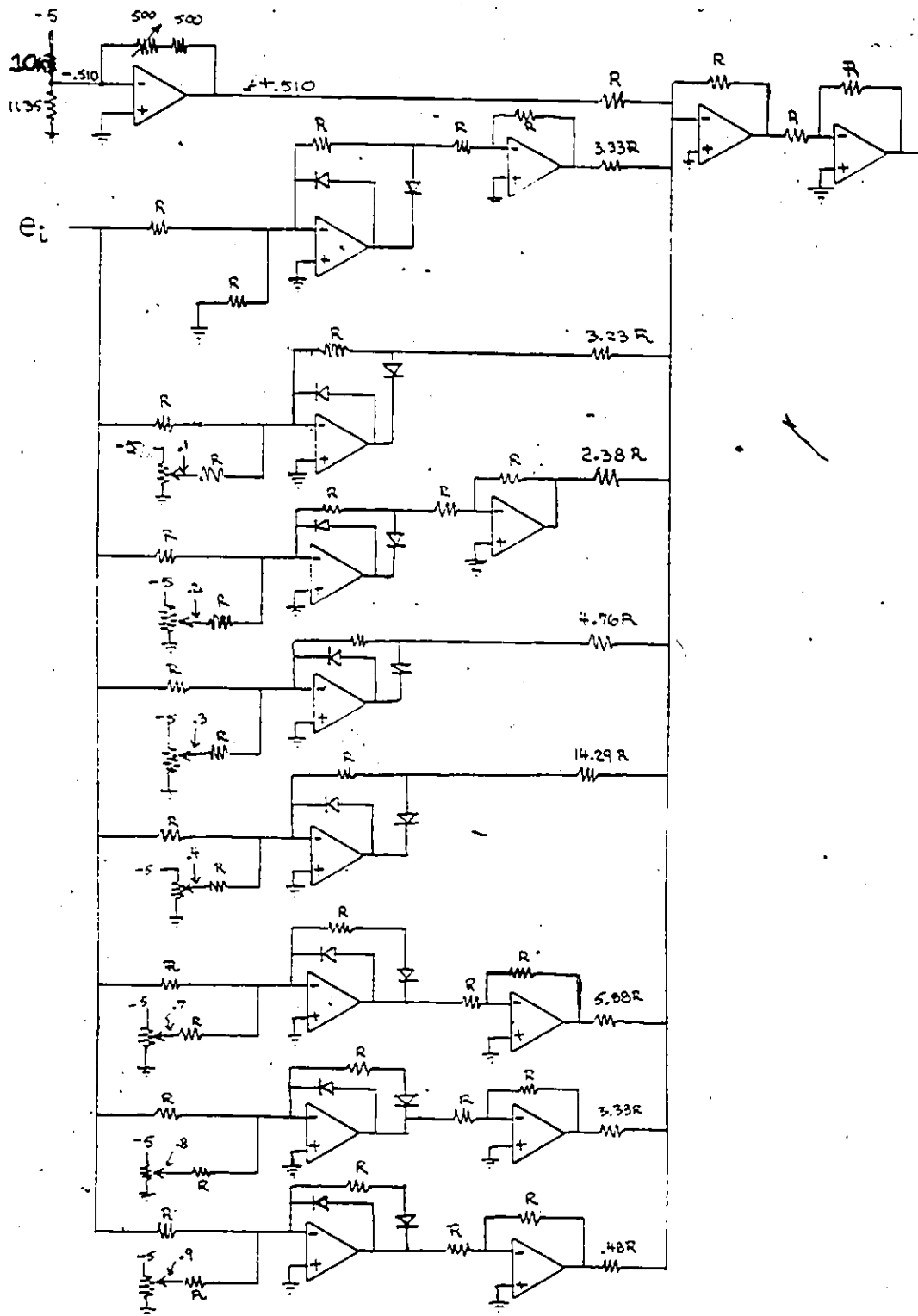


Figure 4.6 Réalisation de la caractéristique de transfert utilisée pour faire la prédistorsion d'amplitude

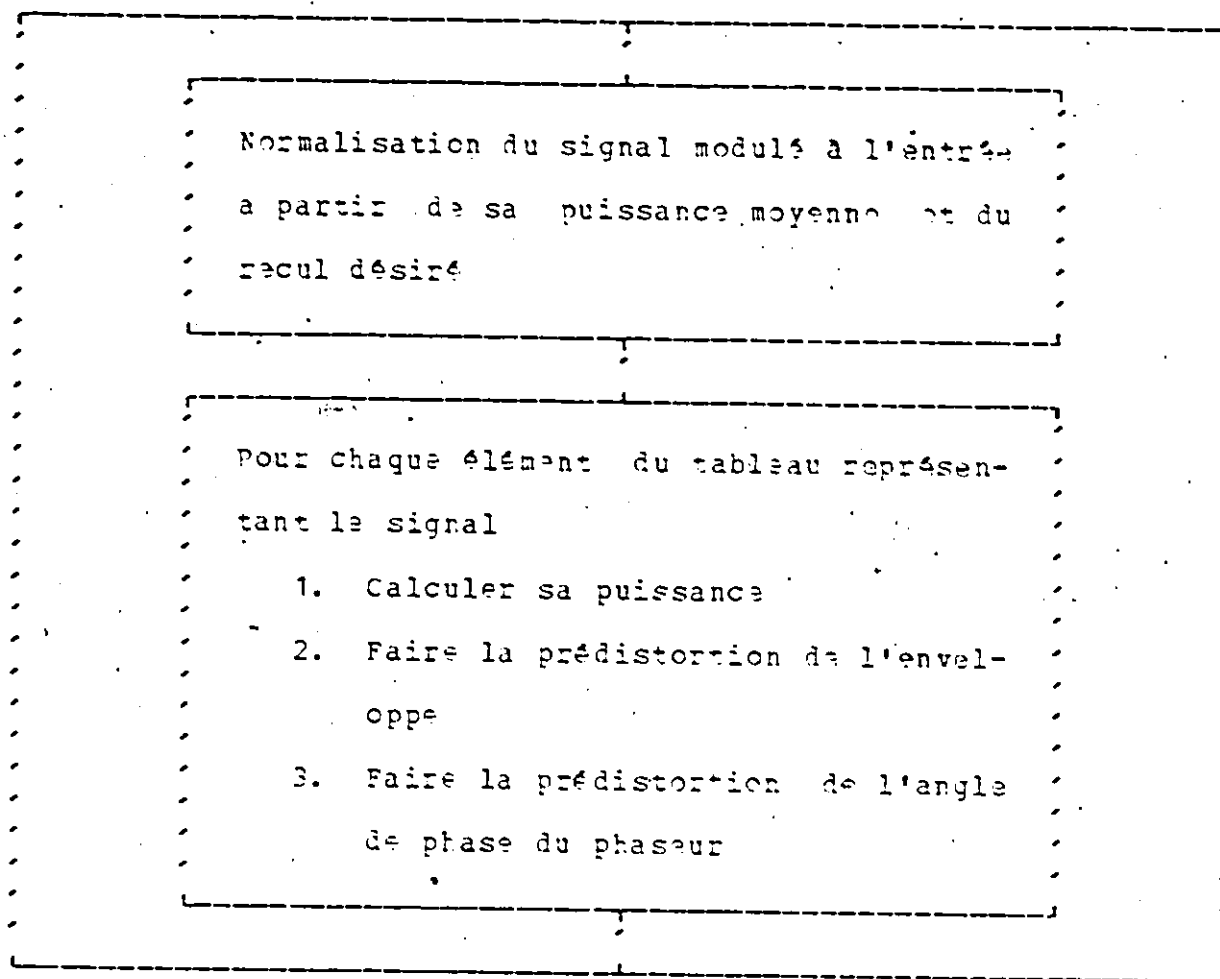


Figure 4.7 - Organigramme de la réalisation en logiciel du linéariseur en bande de base.

4.3 REDUCTION DE LA RECROISSANCE SPECTRALE AVEC UN LINEARISEUR EN BANDE DE BASE.

La Figure 4.8 montre la famille des courbes de spectre pour un amplificateur de haute puissance de station terrestre typique. Le modèle utilisé a été décrit précédemment et pour référence aucun linéariseur n'est inclus. Les caractéristiques du HPA sans linéariseurs ont déjà été illustré à la Figure 4.2. La Figure 4.9 illustre l'effet du linéariseur en bande de base lorsque l'amplificateur de haute puissance opère en régime saturé (0 dB de recul). On voit la réduction sensible de la recroissance spectrale qui est rendue possible grâce à l'utilisation du linéariseur en bande de base. La Figure 4.10 montre une réduction semblable pour des réculs de 0,1,2 dB.

La réduction de la recroissance spectrale était attendue si l'on considère que la distorsion AM/PM est disparue et que la caractéristique de transfert est linéaire dès que l'on n'est pas en régime saturé. C'est ce qui se produit lorsque l'on a un recul de 1 dB par rapport à la sortie. Les fluctuations de l'enveloppe du signal sont alors dans une région essentiellement linéaire de la courbe caractéristique.

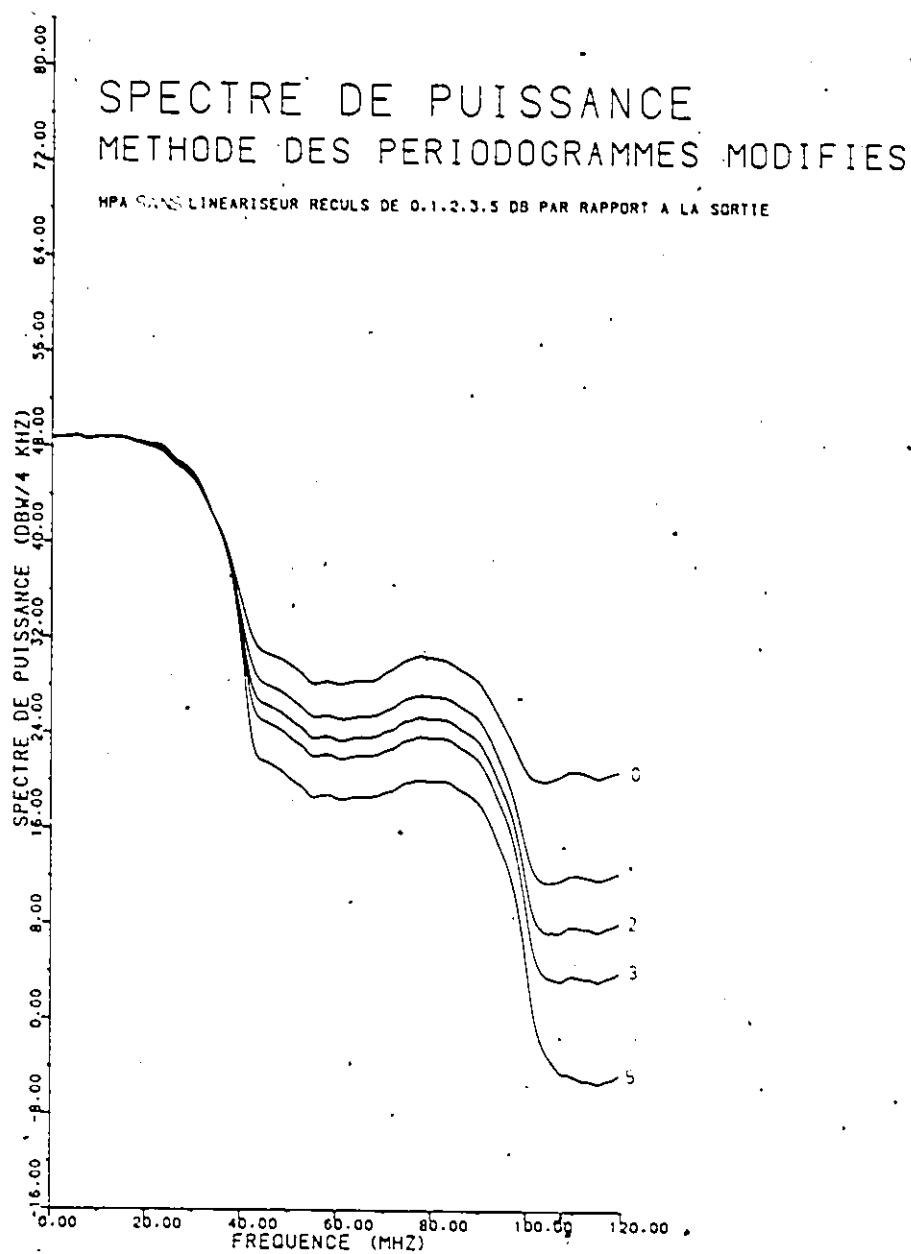
La norme d'émission hors de bande proposée par Satoh [1981] est un exemple qui permet de montrer les avantages que l'on peut obtenir en utilisant un linéariseur. Satoh [1981] suggère de considérer la bande désirée définie comme étant 50MHz de chaque côté de la fréquence centrale du canal. En dehors de ces limites il fixe la norme

maximale à 23 dBW/4kHz. De la Figure 4.8 on voit que le HPA de station terrienne satisfait tout juste la norme avec un recul de 3 dB. De la Figure 4.10 on voit que le même HPA avec linéariseur rencontrera la norme avec un recul de 1 dB. Un tel gain de 2 dB est en accord avec les résultats expérimentaux de Satoh [1981] obtenu avec un linéariseur réalisé en microonde. C'est un gain significatif si l'on considère les grandes puissances mises en jeu.

Les conclusions restent les mêmes malgré le fait que les non linéarités sont, comme nous l'avons déjà mentionné, de nature légèrement différente. On peut donc dire qu'en première approximation les tubes à ondes progressives à cavité couplées et à hélice peuvent être interchangeables dans le programme que nous utilisons.

Deux facteurs limitent la hauteur du lobe secondaire de la Figure 4.10. On a déjà vu que l'évaluation du spectre dans le cas linéaire est limité par le type de fenêtre utilisé. La fenêtre de Kayser-Bessel avec un paramètre de 1.5 limite l'analyse à des signaux qui peuvent être environ 50 dB plus faible que le lobe principal. D'autre part la précision avec laquelle la prédistorsion est réalisée fixe une limite sur la recroissance du lobe secondaire. Ce dernier effet fera l'objet de discussion dans la section suivante.

En somme on peut obtenir avec un linéariseur en bande de base la même réduction de recroissance spectrale que celle obtenue avec un linéariseur en microonde.



COLOURED PAPER
PAPIER DE COULEUR

Figure 4.8 - Spectre de puissance pour du QPSK de 120 Mb/s après passage dans une non linéarité typique de station terrienne. Les reculs sont mesurés par rapport à la sortie et aucun linéariseur n'est utilisé.

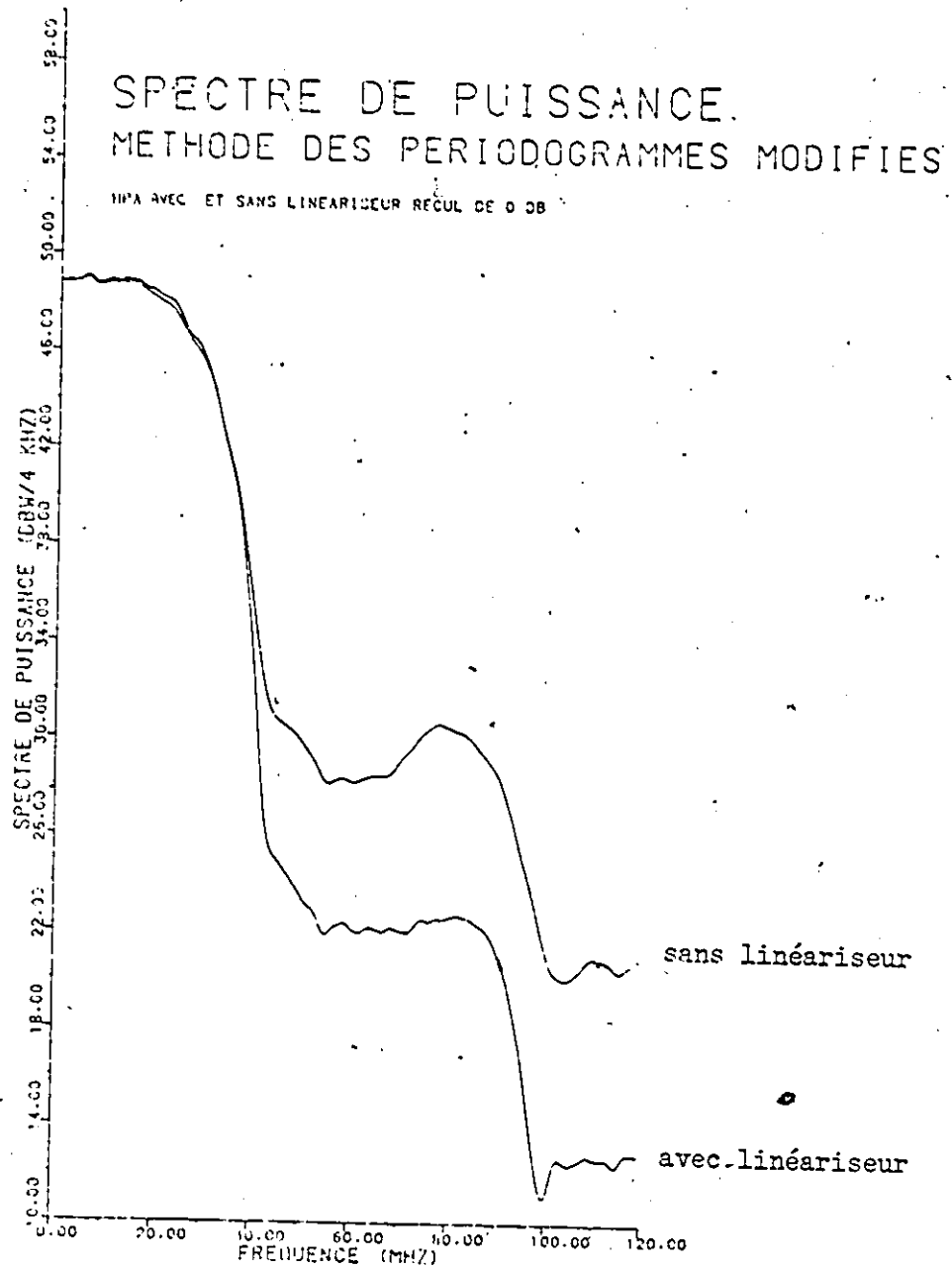


Figure 4.9 - Spectre de puissance du QPSK filtré de 120 Mb/s après passage dans un amplificateur typique de station terrienne en régime saturé. La figure montre l'amélioration obtenue en incluant le linéariseur en bande de base.

SPECTRE DE PUISSANCE METHODE DES PERIODOGRAMMES MODIFIES

HPA AVEC LINEARISEUR . RECLS DE 0.1.2 DB PAR RAPPORT A LA SORTIE

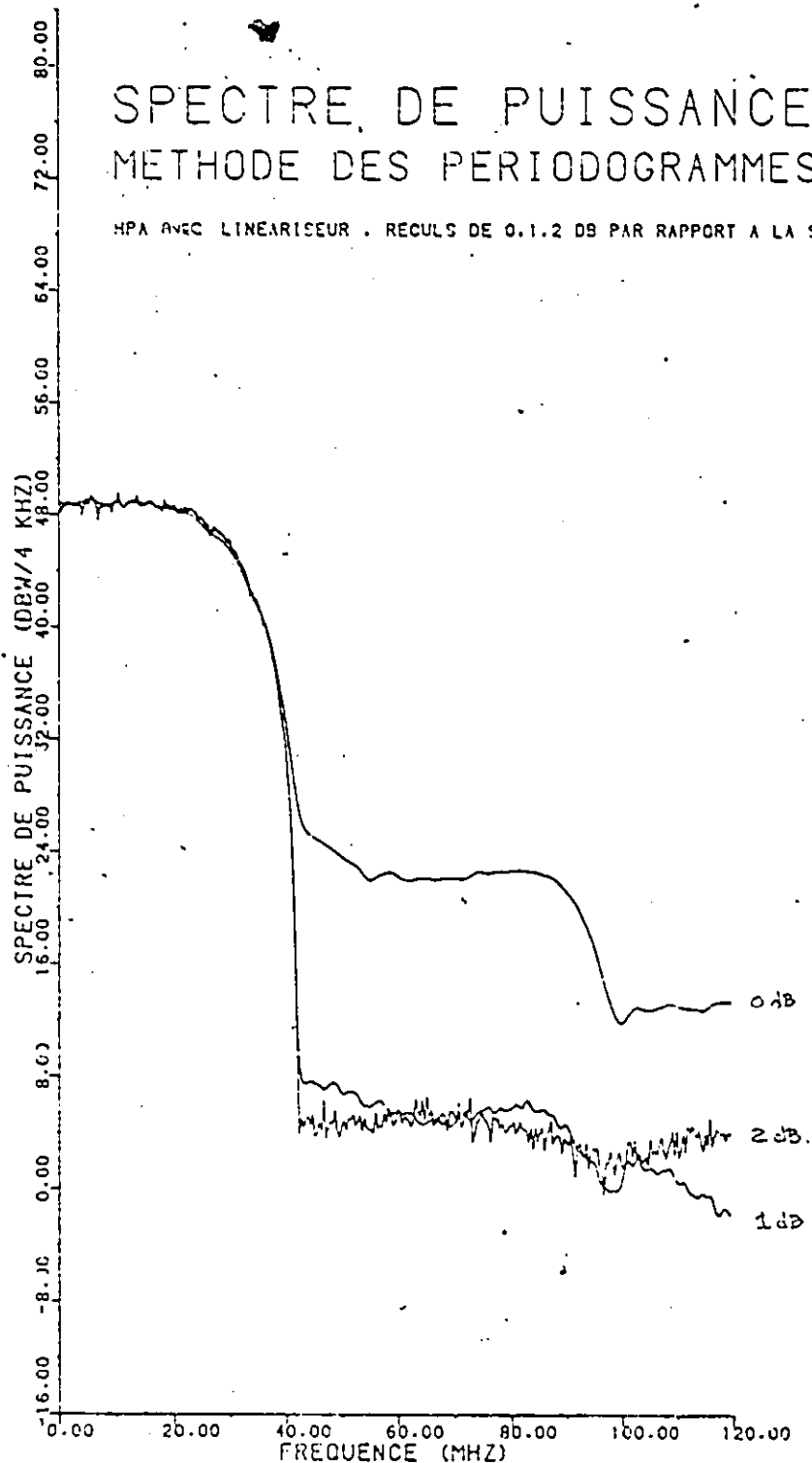


Figure 4.10 - Spectre de puissance du QPSK filtré de 120 Mb/s après passage dans un amplificateur typique de station terrienne. Le linéariseur en bande de base est inclus et les reculs sont mesurés par rapport à la sortie.

4.4 AMELIORATION DE LA PROBABILITE D'ERREUR EN PRESENCE DE CANAUX ADJACENTS

Cette section montre que tant dans le cas sans canaux adjacents que dans le cas avec canaux adjacents, les linéariseurs en bande de base peuvent réduire la probabilité d'erreur. On verra à la Figure 4.11 le résultat de simulation pour le modèle décrit dans le premier chapitre mais sans inclure de canaux adjacents. Pour l'amplificateur de puissance de la station terrienne opéré en régime saturé on remarquera un gain d'environ 0.6 dB. Ce résultat semble être en accord avec d'autres résultats de simulations [Hettrakul 1976] et des résultats expérimentaux [Charas 1975]. Ces dernières simulations et expériences ont été menées pour des canaux non linéaires avec une seule porteuse.

On remarquera que pour la région d'opération quasi linéaire (recul de 5 dB par rapport à la sortie (prs)) le linéariseur introduit une dégradation additionnelle. Pour ces petites amplitudes la prédistorsion n'est pas assez précise et introduit une distortion dans le signal. Cela est probablement dû au fait que dans la réalisation en logiciel les puissances plus grandes que 0.1 ont été favorisées par un plus grand nombre de points de correction. C'est-à-dire, il y a beaucoup plus de segments entre la puissance 0.1 et 1 qu'entre 0.01 et 0.1. D'où la plus grande précision de la prédistorsion dans la région entre 0.1 et 1. De toute façon, dans la région d'opération quasi linéaire du HPA, un linéariseur améliore peu la probabilité d'erreur et la recroissance

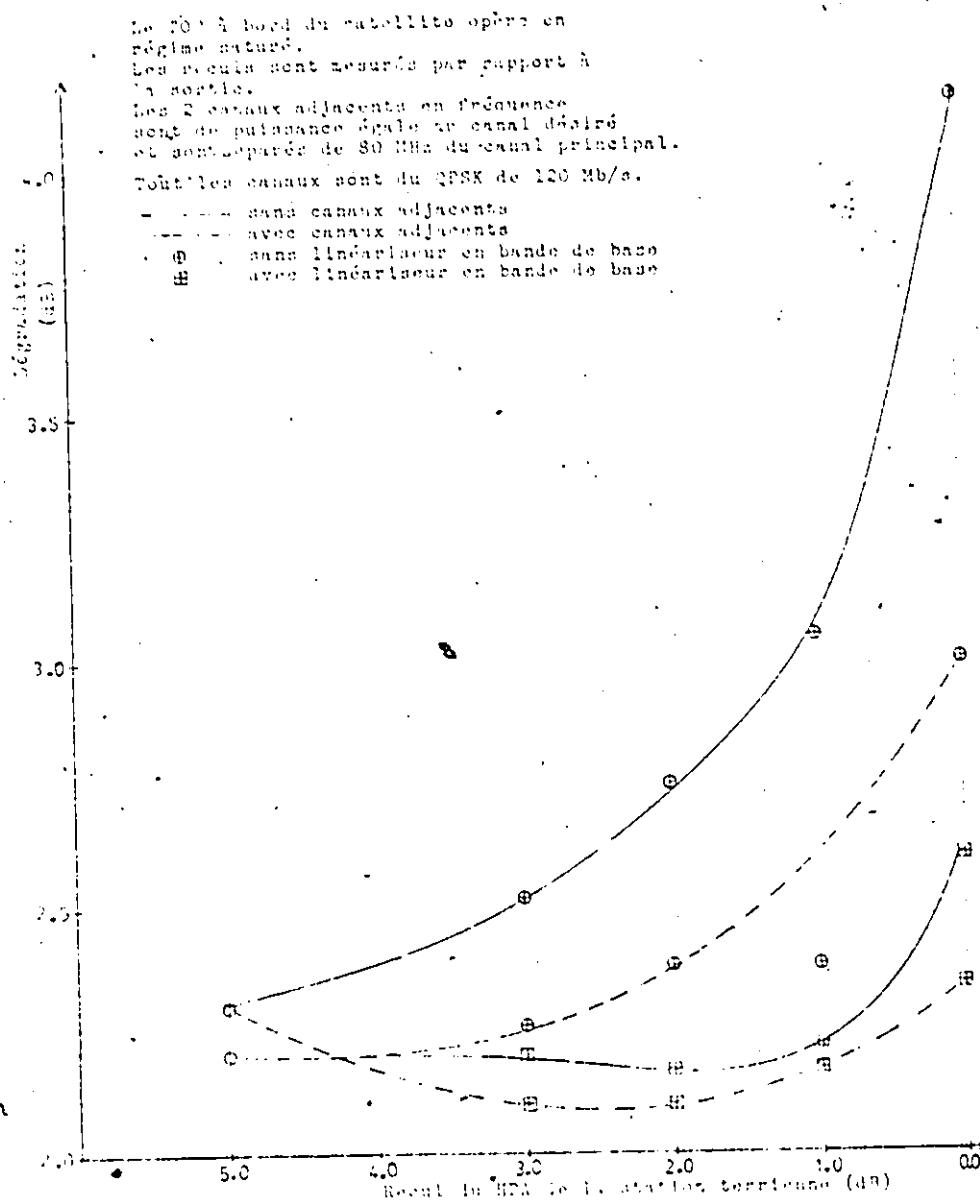


Figure 4.11 - Dégradation avec et sans canaux adjacents dans le cas avec et sans linéariseur en bande de base.

spectrale engendre des lobes secondaires qui influencent peu la probabilité d'erreur des canaux adjacents. Si l'on voulait vraiment opérer le HPA en région quasi linéaire pour du QPSK on n'aurait pas recours à un linéariseur. La réalisation en logiciel présentée ici simule bien une réalisation en matériel. Dans cette dernière on aurait tendance à minimiser le nombre de pièces utilisées et ainsi obtenir une plus grande simplicité du circuit.

Deux canaux adjacents en fréquence sont inclus dans les résultats de calculs présentés. Tel que décrit dans le chapitre d'introduction, la séparation entre canaux est de 80 MHz. Pour montrer les avantages de la nouvelle méthode on précèdera les amplificateurs de puissances des 3 stations terriennes de linéariseurs en bande de base. On verra que les mêmes améliorations en probabilité d'erreur peuvent être obtenus en linéarisant en bande de base qu'en linéarisant après que des signaux soient modulés. On a déjà vu précédemment les avantages d'une réalisation en bande de base.

Les avantages des linéariseurs en général ressortent plus clairement dans un environnement de canaux adjacents. On supposera les canaux adjacents utilisant le même type de modulation et le même débit binaire que le canal principal. Tel que décrit précédemment la phase de la porteuse des canaux adjacents est rendue aléatoire, de même que la synchronisation entre les trains de données numériques. On observera à la Figure 4.11. que sans linéariseur la dégradation est sensible au point choisi pour le recul. Cette sensibilité est grandement réduite lorsque l'on utilise un

linéariseur. Cela peut être compris de la façon suivante: Le niveau du lobe secondaire est diminué de façon significative et ainsi le rapport signal/interférence (C/I) du canal principal est augmenté.

Pour des séparations entre canaux inférieure à 80 MHz le lobe principal du canal adjacent sera dominant dans l'interférence au canal désiré. Pour des espacements de l'ordre ou supérieur à 80 MHz le lobe secondaire sera la source dominante d'interférence.

Dans l'environnement de canaux adjacents en fréquence, on distinguera 2 cas d'intérêt. Un premier où les 2 canaux adjacents ont la même puissance que le canal principal. Un deuxième cas où un des canaux adjacents a la même puissance que le canal principal et l'autre est 8 dB plus puissant. Ce dernier cas peut se produire dans des systèmes SCPC numérique [Intelsat 1976].

Pour le premier cas on se référera à la Figure 4.11 pour voir quel'on a les améliorations suivantes:

- 1- Sans linéariseur la dégradation est très sensible au recul choisi pour l'amplificateur de station terrienne. Cette sensibilité est réduite en utilisant un linéariseur.
- 2- On peut regarder l'amélioration du point de vue du critère d'émission modifié de Satoh [1981] décrit dans la section 4.3. Ce critère fixe le recul minimal de l'amplificateur de puissance à 3 dB lorsqu'aucun linéariseur n'est employé, on observe 2.5 dB de dégradation.

Pour la même dégradation, on peut fixer le recul au voisinage de la saturation, si l'on utilise un linéariseur.

Pour le deuxième cas on se réfèrera à la Figure 4.12 pour voir les améliorations apportées par le linéariseur en bande de base. On peut les résumer comme suit:

- 1- Pour un recul de 2 dB on a une dégradation de 2.2 dB avec linéariseur et de 3.5 dB sans linéariseur. Ce gain de 1.3 dB se compare bien avec celui obtenu par Satoh [1981] avec son linéariseur.
- 2- Pour un recul de 5 dB sans linéariseur on a la même dégradation qu'avec un recul d'environ 0.5 dB avec linéariseur. Ce résultat se compare bien avec celui obtenu par Satoh [1981].
- 3- Pour un amplificateur de puissance de station terrienne en régime saturé on réduit la dégradation de 2.5 dB avec la linéarisation en bande de base.

En somme on a vu les 2 points suivants. D'une part, la nouvelle méthode de linéarisation améliore la qualité de transmission en présence ou non de canaux adjacents. D'autre part, la réalisation nouvelle présentée dans la section 4.2 donne des résultats aussi bon qu'une réalisation en micro-onde présentée par Satoh [1981].

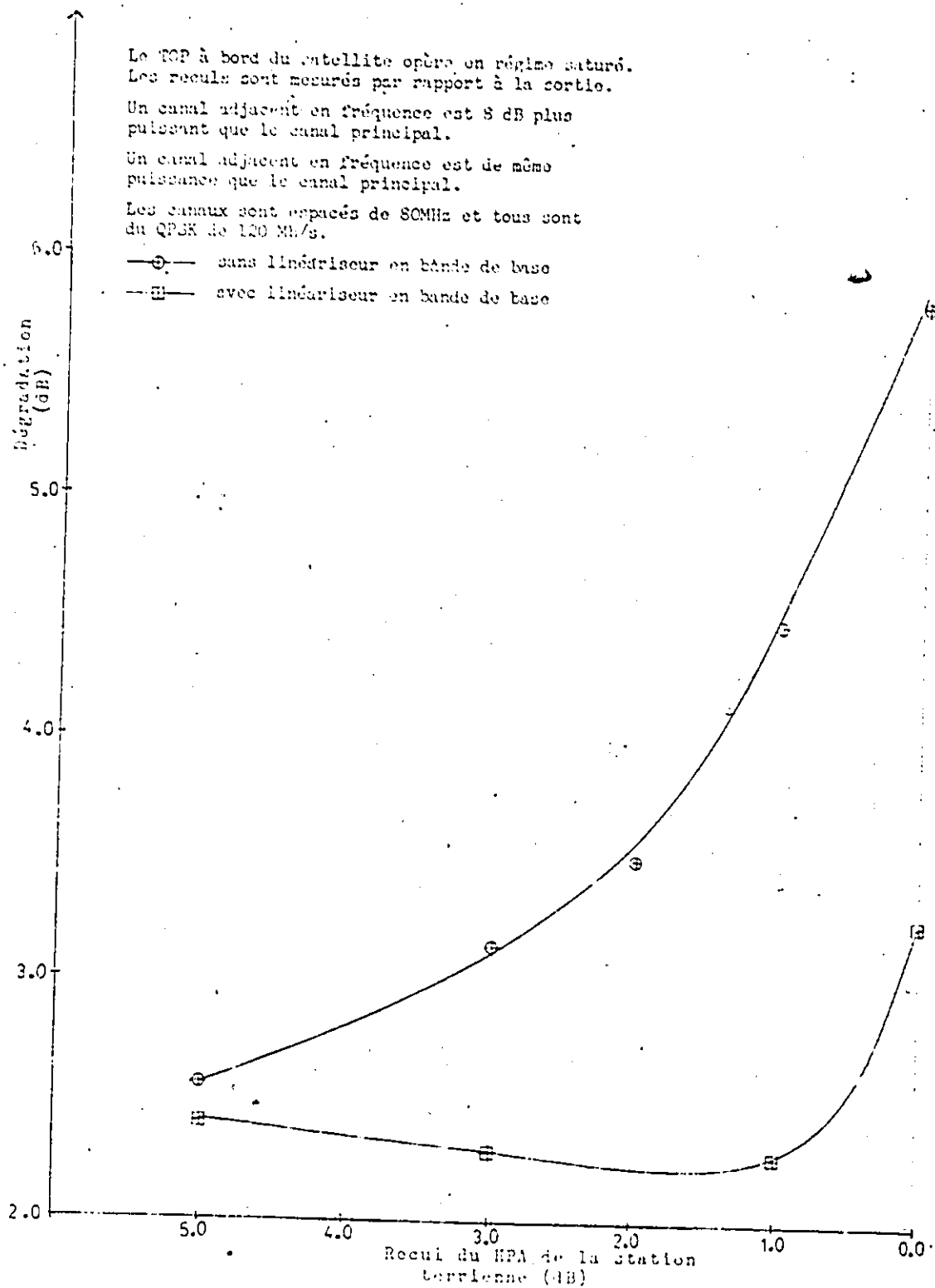


Figure 4.12 - Dégradation en présence de canaux adjacents avec et sans linéariseur.

4.5 PROBABILITE D'ERREUR EN PRESENCE DE CANAUX INTERFERANT SUR LA MEME VOIE

Dans le cas de canaux interférant sur la même fréquence que le canal principal, les linéariseurs peuvent-ils apporter une amélioration?

A première vue ces derniers ne font qu'améliorer les lobes secondaires et diminuer l'ISI. Le linéariseur ne devrait donc pas réduire ce type d'interférence. Dans la Figure 4.13, on montre le résultat de simulation où l'on a un canal adjacent en fréquence de la même puissance que le principal, et un canal interférant à la même fréquence que le canal désiré.

On se rappellera que C est la puissance du canal désiré et I est la puissance du signal interférant. Pour des rapports C/I du cocanal qui sont élevés on retrouve le résultat pour un seul canal adjacent. Pour des rapports C/I faibles cependant, le linéariseur améliore significativement la performance. Pour des dégradations totales élevées, on ne peut plus additionner les contributions individuelles des dégradations. Les trois sources de dégradations sont: l'interférence intersymbole (ISI), le canal adjacent séparé de 80 MHz et le canal interférant séparé de 0 MHz. Ces trois dégradations se superposent d'une façon compliquée que l'on peut prévoir par simulation. Lorsque les interférences sont petites, elles causent pour moins qu'environ 1.5 dB de dégradation, c'est une bonne approximation d'additionner la

dégradation que chacune d'elle causerait indépendamment de l'autre, comme on le ferait dans le calcul de dégradation pour un liaison par satellite. Cette approximation ne tient plus pour des dégradations élevées. Lorsqu'un linéariseur est utilisé dans les stations terriennes, on voit une nette réduction de cet effet non linéaire. La dégradation de performance, plutôt que d'augmenter exponentiellement avec une réduction du C/I du brouillage dans la même voie, (cochannel interference) n'augmente que linéairement.

Considérant la congestion toujours de plus en plus grande du spectre, la nécessité se fera sentir de ré-utiliser plusieurs fois la même fréquence pour des systèmes de transmission. Les linéariseurs en bande de base permettent une amélioration sensible de la qualité de transmission dans les cas où le brouillage dans la même voie est la source dominante de dégradation.

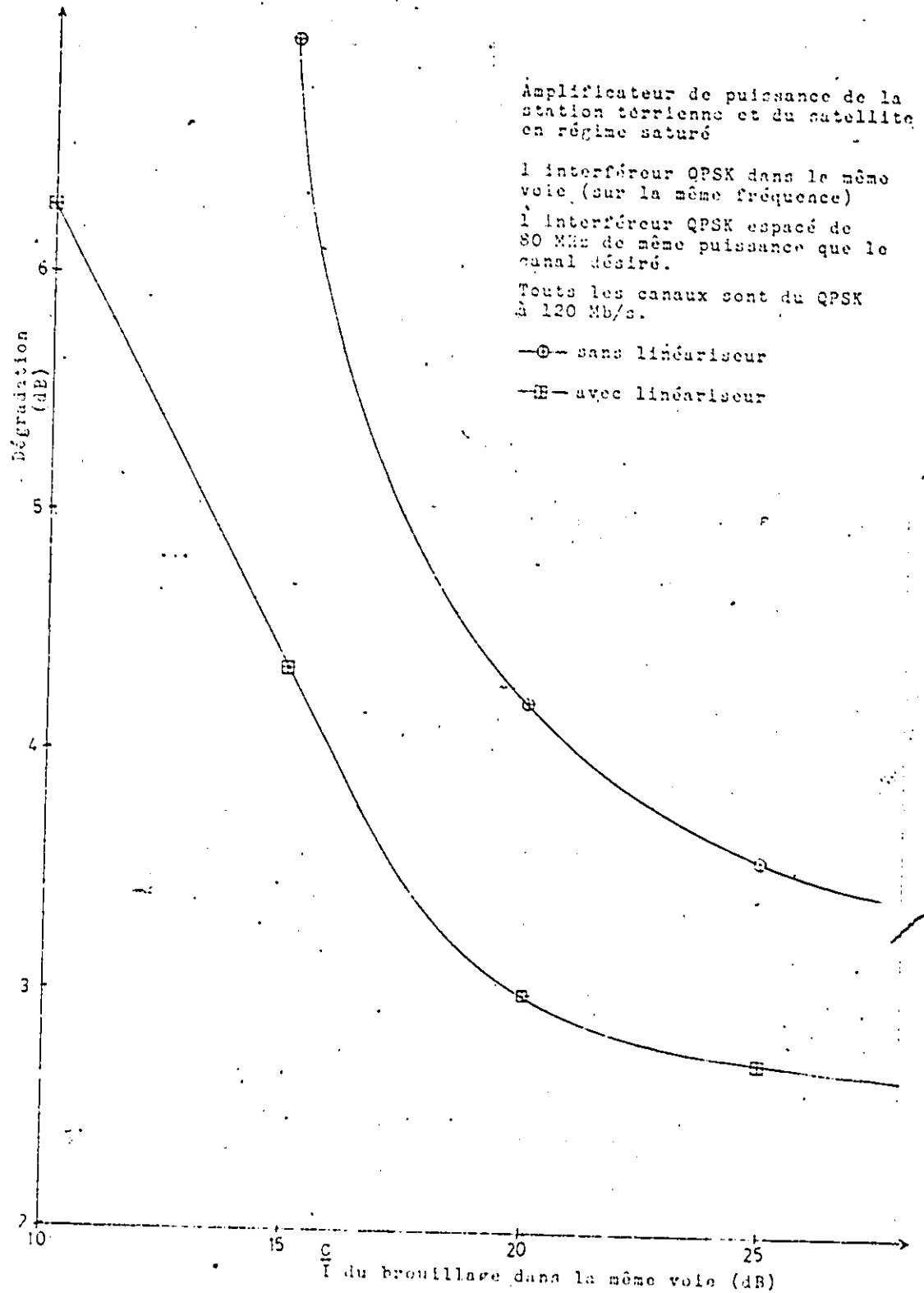


Figure 4.13 - Dégradation combinée de l'interférence entre canaux adjacents en fréquence et du brouillage dans la même voie.

4.6 REDUCTION DE L'EFFET PERTURBATEUR DES EVANOUISSEMENTS PAR L'UTILISATION D'UN LINEARISEUR EN BANDE DE BASE.

Cette section présente 2 types de résultats. Dans un premier temps, il est établi que la linéarisation en bande de base permet d'obtenir une résistance accrue à l'effet perturbateur des évanouissements. Dans un deuxième temps, deux méthodes classiques utilisées pour combattre l'effet des évanouissements sont combinées avec l'utilisation du linéariseur en bande de base afin de réduire la sensibilité aux évanouissements. Il sera montré que les 2 méthodes modifiées améliorent la performance par rapport au cas où aucune technique n'est utilisée pour combattre l'évanouissement. On verra qu'une des méthodes modifiées est particulièrement utile pour compenser les évanouissements légers, l'autre donnant de meilleurs résultats pour des évanouissements plus profonds.

Lorsqu'un évanouissement se produit, le lobe principal du canal désiré peut devenir, selon la profondeur de l'évanouissement, du même ordre de grandeur que la hauteur du lobe secondaire des canaux adjacents. Il y aura donc une grosse différence de performance si pour un lobe principal de largeur fixe on peut trouver une méthode de modulation qui réduise la hauteur du lobe secondaire. Pour cette raison, on s'attend que la linéarisation en bande de base améliore de façon sensible la performance de transmission lorsqu'il y a des évanouissements et des canaux adjacents. Cela explique pourquoi les évanouissements détériorent beaucoup la

qualité de transmission. D'autres résultats de simulations [Fang 1981] confirment que les évanouissements ont un effet perturbateur considérable sur la transmission par satellite.

La Figure 4.14 montre le résultat de simulation pour la dégradation en fonction de la profondeur de l'évanouissement pour plusieurs cas d'intérêts. Trois cas principaux sont étudiés pour combattre les effets des évanouissements dans le trajet ascendant.

- 1- Aucune technique pour combattre l'évanouissement
- 2- Une surexcitation du TOP à bord du satellite
- 3- Un limiteur dur à l'entrée du TOP à bord du satellite

Lors d'un évanouissement dans le trajet ascendant, la puissance d'émission du satellite diminuera. On peut utiliser la courbe caractéristique du TOP à bord du satellite pour déterminer approximativement la puissance

perdue. Il est possible d'avoir une dégradation accrue de par des imperfections de transmission, mais si ces dernières se traduisent par un gain en puissance émise par le satellite, on peut avoir un gain net. Pour chaque cas étudié on a fait la simulation avec et sans linéariseur en bande de base dans les stations terriennes.

La Figure 4.15 illustre la caractéristique du TOP utilisé à bord du satellite.

On a déjà vu dans l'introduction que la surexcitation consiste à exciter l'amplificateur de puissance avec un signal qui est plus puissant que ce qui est nécessaire pour provoquer la saturation de la sortie.

Une surexcitation de 4 dB a été choisie, parce qu'elle permet de compenser complètement une valeur réaliste d'évanouissement léger. L'autre méthode de compensation d'évanouissement qui utilise un limiteur dur avant le TOP permet d'avoir une puissance de sortie constante, mais par contre on observera une dégradation accrue du fait de la diaphonie introduite par le limiteur dur. La question est de savoir si la dégradation causée par le limiteur dur sera plus faible que celle introduite par la surexcitation et possiblement, par une perte de puissance de transmission du satellite.

La Figure 4.16 montre un graphique des résultats de simulations avec et sans linéariseurs dans les stations terrestres. Dans aucun cas, il n'y a de linéariseurs à bord du satellite. On supposera pour le calcul qu'une surexcitation de 4 dB donne la même puissance de sortie que la saturation à 0 dB. La perte de puissance émise par le satellite se mesure facilement sur la courbe caractéristique du tube à onde progressive à bord du satellite. La perte nette est obtenue de la somme de la dégradation intrinsèque

due aux imperfections de la transmission telles qu'obtenues par simulation et la perte de puissance transmise lorsqu'un recul plus faible est imposé par l'évanouissement. Cette dernière perte est nulle dans le cas d'un limiteur dur, car la puissance d'entrée à l'amplificateur de puissance est maintenue constante, et cet amplificateur est en régime saturé. Dans le cas de surexcitation du satellite de 4 dB, l'amplificateur de puissance aura comme recul -4.0 (surexcitation), 0.0, 4.0, 8.0. Dans les 3 cas, on a des évanouissements du canal principal dans le trajet ascendant. L'évanouissement se traduit par une diminution du C/I dans le trajet ascendant. Les HPA de stations terriennes sont opérées à saturation, les canaux adjacents sont séparés de 80 MHz et sont de mêmes puissances que le canal principal. Les résultats du haut de la Figure 4.16 sont donnés comme référence pour illustrer le cas où rien n'est fait pour compenser les évanouissements.

On observera les choses suivantes de la Figure 4.16.

- 1- Si aucun linéariseur n'est utilisé, la perte nette la plus faible est obtenue en utilisant un limiteur dur à l'entrée du TOP.
- 2- Si des linéariseurs sont utilisés dans les stations terriennes, la méthode avec un limiteur dur à l'entrée du TOP donne la perte nette la plus faible pour des évanouissements profonds.

On verra que dans les 3 modèles de systèmes présentés, l'utilisation de linéariseur en bande de base présente des

avantages significatifs.

Si l'on compare un système où aucune technique n'est utilisée pour combattre l'évanouissement avec linéariseur et le système avec limiteur dur et linéariseur, on voit que pour un évanouissement de 12 dB on a un gain net de $11.1 - 5.45 = 5.6$ dB.

L'utilisation de linéariseurs combiné avec l'utilisation d'un limiteur dur à bord du satellite permet de réduire considérablement la sensibilité des systèmes aux évanouissements. Cette fiabilité accrue rend commercialement plus intéressante l'utilisation des bandes de 14/11 et 30/20 GHz.

Méthode utilisée pour calculer l'évanouissement	Profondeur de l'évanouissement (dB)	Dégradation (dB)		Perte de puissance d'émission du satellite (dB)	Perte nette (dB)	
		avec linéariseur	sans linéariseur		avec linéariseur	sans linéariseur
Aucune réflecteur utilisée pour combattre l'évanouissement	0.0	2.6	4.15	0	2.6	4.15
	4.0	2.9	5.3	0.8	3.7	6.1
	8.0	3.74	6.6	3.0	6.7	9.6
	12.0	5.1	élevée	6.0	11.1	élevée
Surexcitation du TGP par le satellite le 4 dB	0.0	3.05	4.65	0.0	3.05	4.65
	4.0	2.90	5.3	0.0	2.90	5.3
	8.0	3.82	élevée	0.8	4.62	élevée
	12.0	5.2	élevée	3.0	8.2	élevée
Limiteur précédant le TGP à bord du satellite	0.0	2.9	4.05	0.0	2.9	4.05
	4.0	3.3	5.2	0.0	3.3	5.2
	8.0	4.1	6.27	0.0	4.1	6.27
	12.0	5.45	élevée	0.0	5.45	élevée

Figure 4.14 - Tableau des résultats de dégradation en fonction de la profondeur de l'évanouissement.

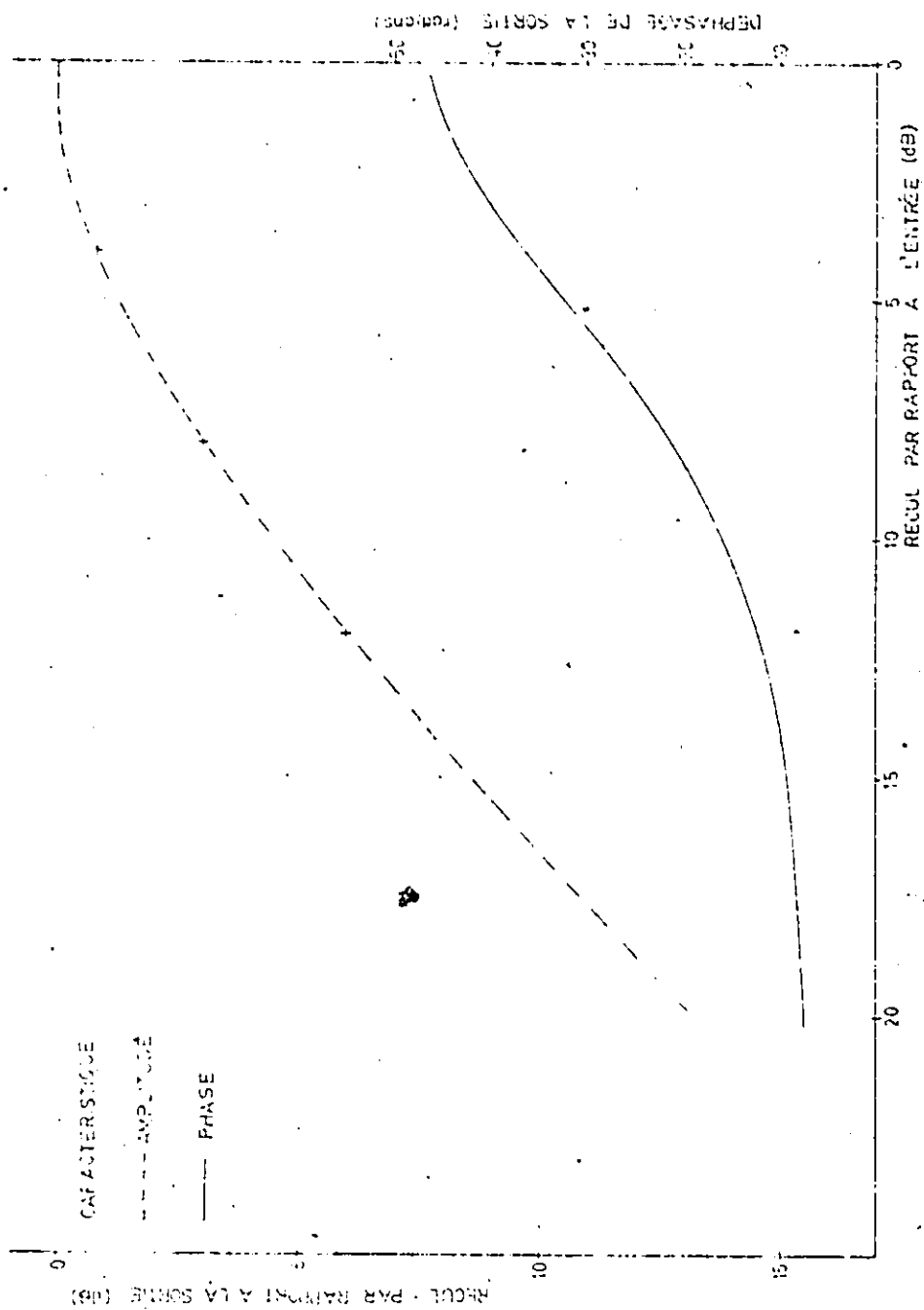


Figure 4.15 - Courbes caractéristiques du TOP utilisé à bord du satellite.

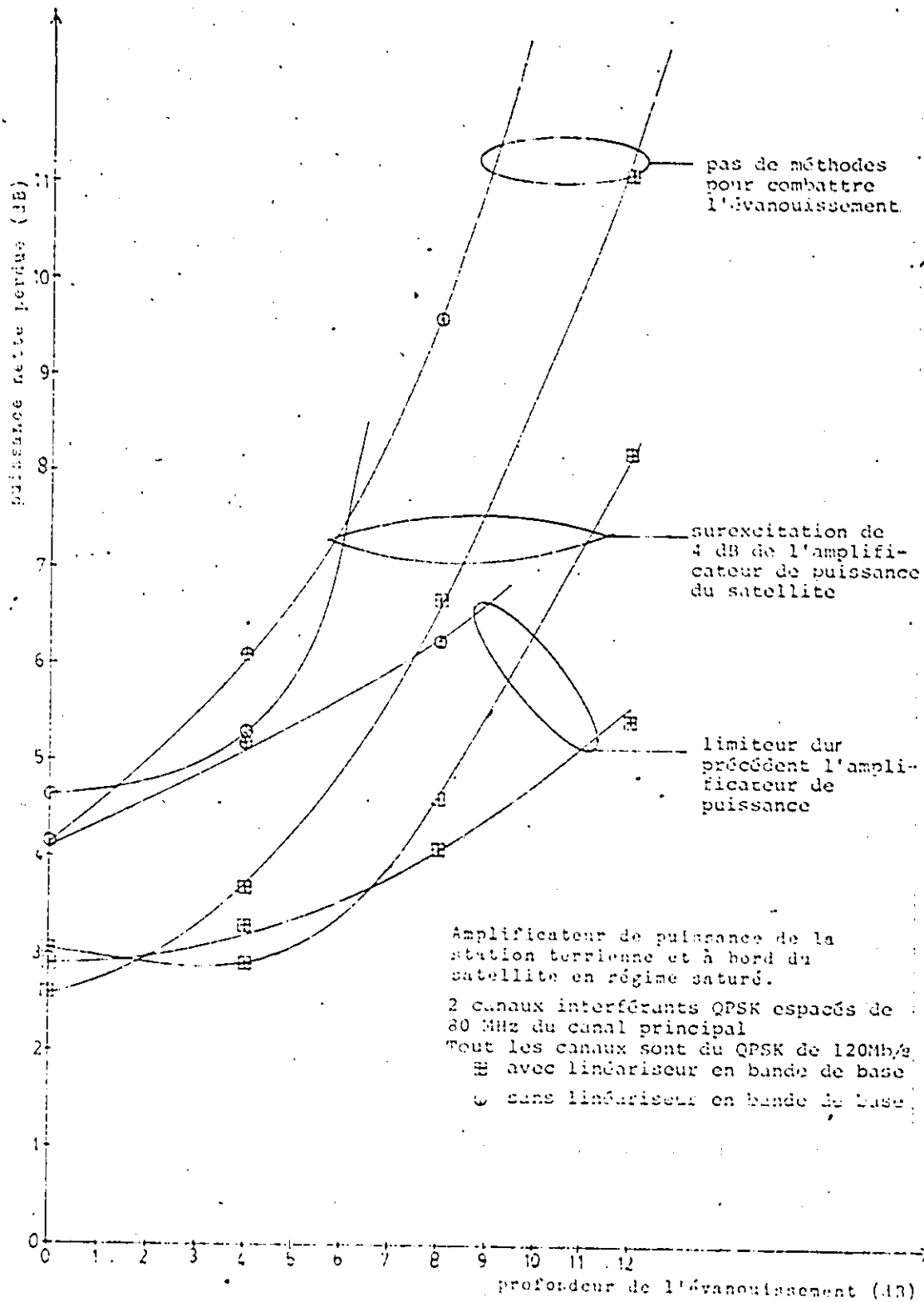


Figure 4.16 - Perte nette de puissance en fonction de la profondeur de l'évanouissement lorsque 2 techniques sont utilisées pour combattre l'évanouissement.

4.7 CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre une nouvelle technique de linéarisation en bande de base qui a des avantages de réalisation sur les méthodes équivalentes utilisant les signaux modulés. On a montré par simulation que la nouvelle technique améliore la performance de transmission en présence de brouillage. Plusieurs types de brouillages ont été inclus dans les simulations: l'interférence intersymbole, les évanouissements, les canaux adjacents avec ou sans espacement en fréquence.

Chapitre 5

CONCLUSION ET PROBLEMES DE RECHERCHE FUTURE

On a présenté dans cette thèse une technique nouvelle qui permet d'utiliser plus efficacement les amplificateurs de puissances utilisés dans les stations terriennes. En plus de cette amélioration, on a montré que la technique permet une amélioration de la qualité de transmission en présence d'interférence. L'outil principal utilisé pour faire cette étude a été la simulation par ordinateur. Plusieurs sous programmes ont été écrits à cette fin, en particulier, le sous programme de calcul de la probabilité d'erreur et de calcul du spectre. Leur principe de fonctionnement a été décrit. Le problème de l'estimation du spectre a fait l'objet d'une attention spéciale parce que le calcul du spectre permet de mieux comprendre pourquoi la linéarisation donne des avantages en présence de canaux adjacents. On a vu que la linéarisation en bande de base permet une réduction sensible de la recroissance spectrale, limitant ainsi l'interférence dans les canaux adjacents. Les simulations indiquent que dans ce cas, la probabilité d'erreur sera diminuée de façon appréciable. La réalisation qui a été présentée s'applique à des modulateurs où le filtrage est fait par prémodulation. Une extension du présent travail serait de faire la prédistorsion pour le cas où le filtrage est fait après le modulateur. D'autre part on pourrait se fixer comme objectif de linéariser le canal

avec des non-linéarités en cascade. Le problème est plus complexe parce que le filtre d'entrée du satellite change le problème sans mémoire en un problème avec mémoire. La technique présentée ici peut être appliquée à la transmission au sol par faisceau hertzien. Les modulations utilisées dans ces cas sont souvent sensibles aux non-linéarités. Aussi s'attend-t-on à améliorer de beaucoup la performance de transmission par un linéariseur dans ces cas.

La technique de linéarisation qui a été présentée se réalise plus économiquement que son équivalent en microonde. Pour cette raison et pour les avantages obtenus en présence d'interférence, on peut s'attendre que la technique trouve de plus en plus d'applications pratiques.

RÉFÉRENCES

- ANZAC Anzac RF and microwaves components catalog Anzac company , 1978
- ARNOLD , & AL Rain attenuation at 10-30 GHz , along earth space paths : elevation angle, frequency, seasonal & diurnal effects, IEEE Transaction on communications , mai 1981 , p 716
- ARUNACHALAM V. ,
Rapport interne du groupe de communication numérique,
Département de génie électrique , Université d'Ottawa , 1980
- ASSAL F. , BETAHARON K. , Computational method for the performance evaluation of 4 phase PSK transmission through linear & nonlinear channels, Van Trees , Harry L , editor ,
Satellite communications, IEEE Press selected Reprint series , 1980 , Wiley-Interscience
- BEVINGTON P.R. , Data reduction and error analysis for the physical sciences, Mc Graw Hill Book , 1969
- BLACHMAN , N. M. Detectors, Bandpass nonlinearities, & their optimisation: Inversion of the Chebychev transforms IEEE Transactions on Information Theory , Vol IT -17 , No 4 , juillet 1971
- BOVA & AL, On the performance of TWT amplifiers with negative RF feedback, Alta frequenza , vol 37 , no 2 , feb 1968
- BREMENSON C. & AL Predistortion network for travelling wave tube , Revue technique Thompson CSF , Vol 6 , #2 , juin 1974 , p 529
- BREMENSON C. & AL , Linearizing TWT amplifiers in satellite transponders: system aspects & practical implementation AIAA 8th communications satellite systems conference, April 1980
- CASTELLANO E. , Relative Performances of conventional QPSK & staggered QPSK modulations in a nonlinear channel , ESA Journal , 1978 , vol 2 , p 37
- BRENT F.P. , Algorithms for minimization without derivatives, Prentice - Hall Inc , Englewood Cliffs , 1973 , Chap 5
- CHAN H.C. , TAYLOR D.P. , HAYKIN S.S. , Comparative evaluation of digital modulation techniques : simulation study, CRL Internal Report # CRL-18 , part 3 , avril 1974

CHAN R.P. , TAYLOR D.P. , HAYKIN S.S. , A comparative study of digital modulation techniques for single carrier satellite communications , Third International Conference on Digital satellite communications, Kyoto , Japan , Nov 1975 , proc p 56-64

CHARAS P. & ROGERS J.D. , Improvement in on-board TWT performance using amplitude & phase predistortion , Conference Records , IEE international conference on satellite communication systems technology , avril 1975 , p.270

CHILDERS & DURLING , Digital filtering & signal processing, West publishing Co , 1975

ELECTRONICS , Mc Graw Hill publications , Sept 1980 ,

FANG R.J.F. , Quaternary transmission over satellite channels with cascaded nonlinear elements & adjacent channel interference , IEEE Transaction on communications, May 1981 , p 567 .

FERER K. , Digital modulation in an interference environment, Don White Consultants , Maryland , 1977

FINK D.G. editor , Electronics engineers handbook , Mc Graw Hill , 1975

GIACCIOLETTO L.J. , editor Electronics designers handbook , Mc Graw Hill , 1977

GRAEME J.G. editor , TOBEY G.E. Ed , HUELSMAN L.P. Ed. , Operational amplifiers design & applications , Mc Graw Hill 1971

GUIBORD A.P. , communication privée

HARRIS F.J. , On the use of windows for harmonic analysis with the DFT , Proc IEEE , vol 66 , #1 , janv 1978 , p 51

HECKEN , Predistortion linearization of the AP 6A transmitter, ICC 80 , p 33.7

HEDDERLY D.L. , LUNDQUIST L. , Computer simulation of a digital satellite communication link, IEEE transactions on communications technology, vol COM - 21, Avril 1973 , p 321

HETRAKUL P. & TAYLOR D.P. Nonlinear quadrature model for a travelling wave tube type amplifier, Electronics Letters , 23 janvier , 1975 , vol 11 , # 2

HETRAKUL P. & TAYLOR D.P. , Compensators for bandpass nonlinearities in satellite communications, IEEE transaction on Aerospace & Electronics systems, Vol AES-12, NO 4 juillet 1976

HFUN J. , KIESEL K. , Complex predistortion for microwave amplifiers, Ntz 29 , h.4 , p 332,335 , 1976

HEWLETT - PACKARD, Spectrum analysis ... spectrum analyser basics, HP application note 150 , Avril 1974

IBM , System 360 continuous system modeling program (360A - CX - 16x), Application description , publication number GH20 - 0240
- 3

INTELSAT , SCPC /PSK 4 phase , system specification , BG-9-21E , H/5/74 (PEV 2) , 1976

INTELSAT , TDMA system specifications , BG / T.-TDMA TEMP WG - 2 - 103 - 24 OCT 1979

INTELSAT , Request for proposal : Linearization mechanisms for power solid state amplifiers , Intel - 172 , Avril 1981

IMSL , IMSL Library , version de juin 1980 , Centre de calcul de l'université d'Ottawa , IMSLLIB - 0008 , EDITION 8

KAY , A. R. , D. A. GEORGE , M. J. EFIC , Analysis and compensation of bandpass nonlinearities for communications, IEEE Tran. Comm. Tech. , Oct 1972

KENNEDY D. J. , SHIMBO O. , Cochannel interference in nonlinear QPSK satellite systems , IEEE Trans. on Comm. , Mai 1981 , p 582

KUROKAWA T. , & AL , Intermodulation Interference Compensation , NFC Journal of research & Development , No 57 , Avril 1980

LOMBARD D. , DUPONTEIL D. , PSK transmission over a non linear satellite channel , ICC 1974:

LOMBARD & AL , Linearization of a satellite transmission medium in TDMA , Third International Conference on digital satellite communications, Nov 1975 , Kyoto , p 144

LUCKY R. W. , SALZ J. , WELDON E. J. , Principles of data transmission , Mc Graw Hill book Company , 1968

MURATANI T. , & AL , Simulation of a PSK transmission system including the nonlinear satellite channel , 2e colloque international sur les télécommunications numériques par satellite, Paris, 1972 , p 183

MURAKAMI & AL , Optimum modulation & channel filters for nonlinear satellite channels, IEEE trans. on comm. , Dec 1979, p 1810

PALMER L.C. , LEBOWITZ S. , Including synchronization in time-domain channel simulations, Comsat technical review , Volume 7 , Number 2 , Fall 1977, p 475

PALMER L.C. & AL , Including synchronization in time - domain channel simulations, Comsat technical review, Volume 7 , Number 2 , Fall 1977

PAPCULIS A. , Probability , Random variables & stochastic processes , Mc Graw Hill , 1965 , p 195

PRABHU V. K. , Cochannel interference immunity of high capacity QAM , ICC 81 , page 68.8

PURLOW ~~3~~rd order distortion in amplifiers and mixers , RCA Review 37 , 2, p 234 , june 1976

SATO & AL , A linearizer for satellite communications , ICC 80 p 33.3

SATOH G. , MIZUNO T. , Nonlinear satellite channel design for QPSK/TDMA transmission, 5 th international conference on digital communications by satellite , Genoa , Italie , 1981 , p 47

SEIDEL H. , A microwave feedforward experiment , ESTJ , Vol 50 , # 9, nov 1971

SHANMUGAM K.S. , BALABAN P. , A modified Monte-Carlo simulation technique for the evaluation of error rate in digital communication systems, IEEE Transaction on communications , Vol COM-28, No 11 , Novembre 1980

SHIMBO O. & AL , Spectrum spreading , Comsat technical review , vol 3 , #2 , automne 1973 , p 227

SHIMBO O. , Effects of intermodulation , AM-Pm conversion , & additive Noise in multicarrier TWT systems, Proc IEEE , vol 59, p 230, fevrier 1971

SHIVASHANKAR H. N. & AL , A new approach to a nonlinear amplifier , J. Inst. Electronics & Telecommunication Engineering (INDIA) , Août 1977, p 482

SPILKEF J. J. , Digital communications by satellite, Prentice - Hall , 1977 .

TFANTER W.H. , Performance evaluation of telecommunication systems using computer simulation, Proceedings of the international Symposium SPACECAD 1979, Computer aided design of electronics for space applications, Bologna , Italy , sept 1979.

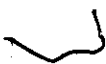
VUONG X. T. , MOODY H. J. , Realization of predistortion compensators of memoryless nonlinear devices , ICC 80 p 33.7

WELCH P.D. , The use of FFT for the estimation of power spectra . a method based on time averaging over short modified periodograms , IEEE trans. on Audio & Electroacoustics, Vol AU-15 , # 2 , juin 1967, p 76

WOLEJSZA C.J. & CHAKRABORTY D. , TDMA modem design criteria , CGMSAT technical review, vol 9, #2a, automne 1979, p 413. 1

APPENDICE A

Cet appendice contient la liste imprimée des instructions fortran utilisées pour obtenir les résultats présentés dans cette thèse. Les commentaires abondants expliquent bien le fonctionnement des sous programmes et des paramètres importants pour ces derniers.



```

C *****
C * PROGRAMME PRINCIPAL DE CONTRÔLE DES SOUS PROGRAMMES QUI SONT*
C * PRÉSENTES ICI
C *****
C  DEFINITIONS DE FICHIER A ACCES DIRECT DE 15 RECORDS MAX DE
C  16384 BYTES PAR RECORD ECRIT SANS FORMAT ET DE VARIABLE
C  ASSOCIEE COMMENCANT PAR NORCXX

```

```

      DEFINE FILE 20 (15,4096,U,NORC20)
      DEFINE FILE 21 (15,4096,U,NORC21)
      DEFINE FILE 22 (15,4096,U,NORC22)
      DEFINE FILE 23 (15,4096,U,NORC23)
      DEFINE FILE 28 (5,75,U,NORC28)
      COMMON /DISK20/ NORC20
      COMMON /DISK21/ NORC21
      COMMON /DISK22/ NORC22
      COMMON /DISK23/ NORC23
      COMMON /DISK28/ NORC28
      COMMON /SIMUL/ LDIM,BAUD,LSAMPL,SBANDW
      SBANDW = BAUD * LSAMPL

```

```

      CALL SAUVE
      CALL COEF1
      CALL MODL30
      STOP
      END

```

```

C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR LE CALCUL DE LA PROBA D'ÉPREUVE EN
C * PRÉSENCE DE CANAUX ADJACENTS ON SUPPOSE 2 AUTRES
C * CANAUX ADJACENTS ESPACES DE 80 MHZ DU CANAL PRINCIPAL
C * LA STATION TERRENNIENNE A SON RECUIL FIXE A 0,4.3,6.0,7.4,10.0
C * DB PAR RAPPORT A L'ENTRÉE ICI AVEC LINEARISATION EN BANDE
C * DE BASE
C *****

```

```

      SUBROUTINE MODL20
      COMPLEX DATA(2048),TF1(2048),TF2(2048),TF3(2048),TF4(2048)
      COMPLEX DATA1(2048),TF5(2048),TF6(2048)
      DIMENSION PEI(25),EBNO(25),IPNI(128),IPNQ(128)
      DIMENSION IWK(12),PO(65),IPNI1(128),IPNQ1(128)
      DIMENSION XARPAY(27),YARRAY(27)
      REAL MC,MP,MP1,MP2,MP3
      COMMON DATA,TF1,TF2,TF3,TF4,TF5,TF6,DATA1
      COMMON IPNI,IPNQ,IPNI1,IPNQ1,PO
      COMMON /RECUIL/ BAKOFT,BAKOFH

```

```

      INITIALIZE PROGRAM.

```

```

      DATA NSNR,NSYMB/25,127/
      DATA BAUD,LSAMPL,NRUNS,LDIM/60.,16,16,2048/
      DATA FBW1,FBW2,FBW3,FBW4/30.0,30.0,40.0,40.0/
      DATA ALPHA1,ALPHA2,ALPHA3,ALPHA4 /0.4,0.4,0.1,0.1/
      DATA FOF,FOF1,FOF2 /0.0,80.0,-80.0/
      DATA NFILTR,IOFF /4,0/
      DATA CSHI1,CSHI2/1.7,3.14/

```

```

DATA ITSH1,ITSH2/0,0/
DATA AT1,AT2/-8.,-0./
DO 500 NBAKOF = 1,5
IF (NBAKOF .EQ. 1) BAKOFH = 0.0
IF (NBAKOF .EQ. 2) BAKOFH = 4.3
IF (NBAKOF .EQ. 3) BAKOFH = 6.0
IF (NBAKOF .EQ. 4) BAKOFH = 7.4
IF (NBAKOF .EQ. 5) BAKOFH = 10.0
DO 500 KM = 1, NRUNS
SSS1 = FLOAT (ITSH1) / (16. * 0.06)
SSS2 = FLOAT (ITSH2) / (16. * 0.06)
ITSHI1 = ITSH1 + 672
ITSHI2 = ITSH2 + 1344
OFF = FLOAT (ICFF) / FLOAT (LSAMPL)
END OF INITIALIZATION.

PRINT 1
1  FORMAT (5X, 'SIMULATION OF LINEAR. 4-PSK, EXPERIMENT #X', /)
   WRITE (6,4)
4  FORMAT (5X, 'TYPE OF FILTERS=NYQUIST TYPE FILTERS ')
   WRITE (6,5) FBW1,FBW2
5  FORMAT (/5X, 'FBW1=', F5.1, 'FBW2=', F5.1 /)
   WRITE (6,6) BAUD,LSAMPL
6  FORMAT (5X, 'BAUD=', F7.2, 'LSAMPL=', I4, /)

START OF COMPUTATIONS.
SBANDW=BAUD*LSAMPL
CANAL PRINCIPAL
CALL ECOSGD (SBANDW,FBW1,TF1,ALPHA1,LDIM)
CALL LOAD4P (DATA,IPNI,IPNQ,LSAMPL,LDIM,IOFF)
CALL FILT11 (DATA,TF1,LDIM)
CALL POWER1 (DATA,LDIM,MP)
CALL LPZBB3 (DATA,LDIM,BAKOFH,MP)
CALL HPAS (DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
CANAL PRINCIPAL MUX DU SAT
CALL PCS3GD (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM,FOP)
CALL FILT11 (DATA,TF3,LDIM)
PUISSANCE DU CANAL PRINCIPAL AVANT LA 2E NONLIN
CALL POWERS (DATA,LDIM,MC,PF)
PUISSANCE DE LA PORTEUSE APRES LA NONLIN SANS INTER
VOIE PARALLELE SERVANT A CALCULER LE C/I
AU DETECTEUR DE SEUIL
DO 10 I = 1, LDIM
10 DATA1 (I) = DATA (I)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP1)
CALL TWT2 (DATA1,LDIM,BAKOPT,PSHIF2,MP1)
FILTRAGE AU MUX DE SORTIE
CALL ECOS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF3,LDIM)
FILTRAGE AU FILTRE DE PX
CALL PCS1GD (SBANDW,FBW1,TF3,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF3,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,W RMS)
CANAL ADJACENT # 1

```

```

CALL LOAD4P (DATA1,IPNI1,IPNQ1,LSAMPL,LDIM,IOFF)
CALL RCOSGD (SBANDW,FBW1,TF4,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF4,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP2)
CALL LRZBB3 (DATA1,LDIM,BAKOFH,MP2)
CALL HPAS (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
CALL PCS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF1,SBANDW)
CALL ATT (DATA1,AT1,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSHI1,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSHI1,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP1,PF1)
DO 20 I = 1,LDIM
    DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
    CONTINUE
C    CANAL ADJACENT # 2
CALL LOAD4P (DATA1,IPNI1,IPNQ1,LSAMPL,LDIM,IOFF)
CALL RCOSGD (SBANDW,FBW1,TF6,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF6,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP3)
CALL LRZBB3 (DATA1,LDIM,BAKOFH,MP3)
CALL HPAS (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
CALL PCS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF2,SBANDW)
CALL ATT (DATA1,AT2,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSHI2,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSHI1,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP2,PF2)
DO 30 I = 1,LDIM
    DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
    CONTINUE
C    PASSAGE DANS TWT ET LE FILTRE MUX DE SORTIE
CALL TWT2 (DATA,LDIM,BAKOFT,PSHIFT,MP1)
CALL PHASE (DATA,PSHIFT,LDIM)
CALL RCOS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF3,LDIM)
C    CALCUL DE LA PROBA D'EPREUF
CALL RCS1GD (SBANDW,FBW1,TF2,ALPHA1,LDIM)
CALL NBW (TF2,LDIM,SBANDW)
CALL EBIT (DATA,BAUD,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF2,LDIM)
C    CALCUL DE C+I ET DE C/I APRES LE FILTRE DE RX
CALL POWER1 (DATA,LDIM,PSCSI)
CSI = ABS ( (PSCSI / WPMS) - 1.0)
CSI = 10.0 * ALOG10 (1. / CSI)
WRITE (6,50) CSI
50  FORMAT (1X,'CSI=',F8.2)
ACI1 = 10. * ALOG10 (MC / AP1)
N = 1
ACI2 = 10. * ALOG10 (MC / AP2)
WRITE (6,3) N,FOF1,CSHI1,SSS1,AT1,ACI1,PF1
N=2
WRITE (6,3) N,FOF2,CSHI2,SSS2,AT2,ACI2,PF2

```

```

3      FORMAT(///,2X,'CHANNEL',I1,'CHARACTERISTICS',///,2X,
* 'OFFSET FREQ.: ',F7.1,' MHZ ', ' OFFSET PHASE ',F6.3,' FAD',
* /' TIME OFFSET: ',F6.2,' NS ATTENUATION : ',F5.1,' DB ',
* /' CARRIER TO INTERFERENCE RAT.: ',F5.1,' DB ', 'PF: ',F5.1,
* ' DB ')

```

```

      CALL DCOD4M (DATA,LSAMPL,IPNI,IPNQ,NSYMB,IOFF)
      ITSH1 = ITSH1 - 1
      ITSH2 = ITSH2 + 1
      CSHI1 = CSHI1 + 0.11
      CSHI2 = CSHI2 + 0.23
500    CONTINUE

```

C
C

```

      STOP
      END

```

```

C *****
C * SOUS PROGRAMME SEMBLABLE AU MODL20 MAIS SANS LINEARISEUR *
C *****

```

```

      SUBROUTINE MODL21
      COMPLEX DATA(2048),TF1(2048),TF2(2048),TF3(2048),TF4(2048)
      COMPLEX DATA1(2048),TF5(2048),TF6(2048)
      DIMENSION PEI(25),EBNO(25),IPNI(128),IPNQ(128)
      DIMENSION IWK(12),PO(65),IPNI1(128),IPNQ1(128)
      DIMENSION XAFRAY(27),YARFAY(27)
      REAL MC, MP, MP1,MP2,MP3
      COMMON DATA,TF1,TF2,TF3,TF4,TF5,TF6,DATA1
      COMMON IPNI,IPNQ,IPNI1,IPNQ1,PO
      COMMON /RECU/ BAKOF1, BAKOFH

```

C
C
C

```

      INITIALIZE PROGRAM.

```

```

      DATA NSNR,NSYMB/25,127/
      DATA BAUD,LSAMPL,NFUNS,LDIM/60.,16,16,2048/
      DATA FBW1,FBW2,FBW3,FBW4/30.0,30.0,40.0,40.0/
      DATA ALPHA1,ALPHA2,ALPHA3,ALPHA4 /0.4,0.4,0.1,0.1/
      DATA FOF,FOF1,FOF2 /0.0,80.0,-80.0/
      DATA NFILTR,IOFF /4,0/
      DATA CSHI1,CSHI2/1.7,3.14/
      DATA ITSH1,ITSH2/0,0/
      DATA AT1,AT2/-8.,-0./
      DO 500 NBAKOF = 1,5
      IF (NBAKOF.EQ. 1) BAKOFH = 0.0
      IF (NBAKOF.EQ. 2) BAKOFH = 4.3
      IF (NBAKOF.EQ. 3) BAKOFH = 6.0
      IF (NBAKOF.EQ. 4) BAKOFH = 7.4
      IF (NBAKOF.EQ. 5) BAKOFH = 10.0
      DO 500 KM = 1,NEUNS
      SSS1 = FLOAT (ITSH1) / (16. * 0.06)
      SSS2 = FLOAT (ITSH2) / (16. * 0.06)
      ITSH1 = ITSH1 + 672
      ITSH2 = ITSH2 + 1344
      CFF = FLOAT (IOFF) /FLOAT (LSAMPL)
      END OF INITIALIZATION.

```

C
C

```

PRINT 1
1  FORMAT(5X,'SIMULATION OF LINEAR. 4-PSK, EXPERIMENT #X',/)
   WRITE (6,4)
4  FORMAT(5X,'TYPE OF FILTERS=NYQUIST TYPE FILTERS ')
   WRITE(6,5) FBW1,FBW2
5  FORMAT(/5X,'FBW1=',F5.1,'FBW2=',F5.1/)
   WRITE (6,6) BAUD,LSAMPL
6  FORMAT(5X,'BAUD=',F7.2,'    LSAMPL=',I4,/)

C
C  START OF COMPUTATIONS.
   SBANDW=BAUD*LSAMPL
C
C  CANAL PRINCIPAL
   CALL ECOSGD (SBANDW,FBW1,TF1,ALPHA1,LDIM)
   CALL LOAD4P (DATA,IPN1,IPN0,LSAMPL,LDIM,IOFF)
   CALL FILT11 (DATA,TF1,LDIM)
   CALL POWER1 (DATA,LDIM,MP)
   CALL HPA (DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP)
   CALL PHASE (DATA,PSHIFT,LDIM)
C
C  CANAL PRINCIPAL MUX DU SAT
   CALL ECS3GD (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM,FOF)
   CALL FILT11 (DATA,TF3,LDIM)
C
C  PUISSANCE DU CANAL PRINCIPAL AVANT LA 2E NONLIN
   CALL POWERS (DATA,LDIM,MC,PF)
C
C  PUISSANCE DE LA PORTEUSE APRES LA NONLIN SANS INTER
C  VOIE PARALLELE SERVANT A CALCULER LE C/I
C  AU DETECTEUR DE SEUIL
DO 10 I =1,LDIM
10  DATA1 (I) = DATA (I)
   CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP1)
   CALL TWT2 (DATA1,LDIM,BAKOF2,PSHIF2,MP1)
C
C  FILTRAGE AU MUX DE SORTIE
   CALL ECOS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
   CALL FILT11 (DATA1,TF3,LDIM)
C
C  FILTRAGE AU FILTRE DE PX
   CALL ECS1GD (SBANDW,FBW1,TF3,ALPHA1,LDIM)
   CALL FILT11 (DATA1,TF3,LDIM)
   CALL POWER1 (DATA1,LDIM,WFMS)
C
C  CANAL ADJACENT # 1
   CALL LOAD4P (DATA1,IPN11,IPN01,LSAMPL,LDIM,IOFF)
   CALL ECOSGD (SBANDW,FBW1,TF4,ALPHA1,LDIM)
   CALL FILT11 (DATA1,TF4,LDIM)
   CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP2)
   CALL HPA (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP2)
   CALL ECS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
   CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF1,SBANDW)
   CALL ATT (DATA1,AT1,LDIM)
   CALL PHASE (DATA1,CSH11,LDIM)
   CALL TIME (DATA1,ITSH11,LDIM)
   CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP1,PF1)
DO 20 I = 1,LDIM
20  DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
   CONTINUE
C
C  CANAL ADJACENT # 2
   CALL LOAD4P (DATA1,IPN11,IPN01,LSAMPL,LDIM,IOFF)

```

```

CALL RCOSGD (SBANDW,FBW1,TF6,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF6,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP3)
CALL HPA (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP3)
CALL PCS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF2,SBANDW)
CALL ATT (DATA1,AT2,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSHI2,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSH1,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP2,PF2)
DO 30 I = 1,LDIM
    DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
    CONTINUE
30
C    PASSAGE DANS TWT ET LE FILTRE MIX DE SORTIE
CALL TWT2 (DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP1)
CALL PHASE (DATA,PSHIFT,LDIM)
CALL PCS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF3,LDIM)
C    CALCUL DE LA PROBA D'ERREUR
CALL PCS1GD (SBANDW,FBW1,TF2,ALPHA1,LDIM)
CALL NBW (TF2,LDIM,SBANDW)
CALL EBIT (DATA,BAUD,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF2,LDIM)
C    CALCUL DE C+I ET DE C/I APRES LE FILTRE DE FX
C
CALL POWER1 (DATA,LDIM,PSCSI)
CSI = ABS ( (PSCSI / WPMS) - 1.0)
CSI = 10.0 * ALOG10 (1. / CSI)
WRITE (6,50) CSI
50
FORMAT (1X,'CSI=',F8.2)
ACI1 = 10. * ALOG10 (MC / AP1)
N = 1
ACI2 = 10. * ALOG10 (MC / AP2)
WRITE(6,3) N,FOF1,CSHI1,SSS1,AT1,ACI1,PF1
N=2
WRITE(6,3) N,FOF2,CSHI2,SSS2,AT2,ACI2,PF2
3
FORMAT(///,2X,'CHANNEL',I1,'CHARACTERISTICS',///,2X,
# 'OFFSET FREQ.: ',F8.1,' MHZ ', ' OFFSET PHASE ',F6.3,' RAD',
# '/ TIME OFFSET: ',F6.2,' NS ATTENUATION: ',F5.1,' DB ',
# '/ CARRIER TO INTERFERENCE RAT.: ',F5.1,' DB ', 'PF: ',F5.1,
# ' DB ')
CALL DCOD4M (DATA,LSAMPL,IPNI,IPNQ,NSYMB,IOPF)
ITSH1 = ITSH1 - 1
ITSH2 = ITSH2 + 1
CSHI1 = CSHI1 + 0.11
CSHI2 = CSHI2 + 0.23
500
CONTINUE
C
STOP
END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR LE CALCUL DE LA PROBABILITE D'ERREUR *
C * EN PRESENCE D'UN CANAL ADJACENT EN FREQUENCE ET D'UN *
C * CANAL SUP LA MEME FREQUENCE , LES 2 CANAUX INTERFERENTS *

```

```

C * SONT A LA MEME PUISSANCE QUE LE CANAL PRINCIPAL *
C * L'INTERFERENCE DU CANAL SUR LA MEME FREQ EST FIXEE A 10. *
C * 15,20,25 DB PLUS FAIBLE QUE LE CANAL PRINCIPAL *
C * ICI AVEC LINEARISEUR *
C *****
SUBROUTINE MODL22
COMPLEX DATA(2048),TF1(2048),TF2(2048),TF3(2048),TF4(2048)
COMPLEX DATA1(2048),TF5(2048),TF6(2048)
DIMENSION PET(25),EBNO(25),IPNI(128),IPNQ(128)
DIMENSION IWK(12),PO(65),IPNI1(128),IPNQ1(128)
DIMENSION XAFRAY(27),YAFRAY(27)
REAL MC, MP, MP1,MP2,MP3
COMMON DATA,TF1,TF2,TF3,TF4,TF5,TF6,DATA1
COMMON IPNI,IPNQ,IPNI1,IPNQ1,PO
COMMON /RECU/ BAKOFF, BAKCFH

INITIALIZE PROGRAM.

DATA NSNR,NSYMB/25,127/
DATA BAUD,LSAMPL,NRUNS,LDIM/60.,16,16,2048/
DATA FBW1,FBW2,FBW3,FBW4/30.0,30.0,40.0,40.0/
DATA ALPHA1,ALPHA2,ALPHA3,ALPHA4 /0.4,0.4,0.1,0.1/
DATA FOF,FOF1,FOF2 /0.0,80.0,0.0/
DATA NFILTF,ICFF /4,0/
DATA CSHI1,CSHI2/1.7,3.14/
DATA ITSH1,ITSH2/0,0/
DATA AT1,AT2/- 0.,0./
DO 500 KOFSET = 1,4
IF (KOFSET.EQ. 1) AT2 = 10.0
IF (KOFSET.EQ. 2) AT2 = 15.0
IF (KOFSET.EQ. 3) AT2 = 20.0
IF (KOFSET.EQ. 4) AT2 = 25.0
DO 500 KM = 1,NRUNS
SSS1 = FLOAT (ITSH1) / (16. * 0.06)
SSS2 = FLOAT (ITSH2) / (16. * 0.06)
ITSHI1 = ITSH1 + 672
ITSHI2 = ITSH2 + 1344
OFF = FLOAT (ICFF) /FLOAT (LSAMPL)
END OF INITIALIZATION.

PRINT 1
1 FORMAT(5X,'SIMULATION OPLINEAP. 4-PSK,EXPERIMENT *X',/)
WRITE(6,4)
4 FORMAT(5X,'TYPE OF FILTERS=NYQUIST TYPE FILTERS ')
WRITE(6,5) FBW1,FBW2
5 FORMAT(/5X,'FBW1=',F5.1,'FBW2=',F5.1/)
WRITE(6,6) BAUD,LSAMPL
6 FORMAT(5X,'BAUD=',F7.2,' LSAMPL=',I4,/)

START OF COMPUTATIONS.
SBANDW=BAUD*LSAMPL
CANAL PRINCIPAL:
CALL FCOSGD (SBANDW,FBW1,TF1,ALPHA1,LDIM)
CALL LOAD4P (DATA,IPNI,IPNQ,LSAMPL,LDIM,ICFF)

```

```

CALL FILT11 (DATA,TF1,LDIM)
CALL PCWEP1 (DATA,LDIM,MP)
CALL LPZBB3 (DATA,LDIM,BAKOFH,MP)
CALL HPAS (DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
C      CANAL PRINCIPAL MUX DU SAT
CALL PCS3GD (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM,FOF)
CALL FILT11 (DATA,TF3,LDIM)
C      PUISSANCE DU CANAL PRINCIPAL AVANT LA 2E NONLIN
CALL POWERS (DATA,LDIM,MC,PF)
C      PUISSANCE DE LA PORTEUSE APRES LA NONLIN SANS INTER
C      VOIE PARALLELE SERVANT A CALCULER LE C/I
C      AU DETECTEUR DE SEUIL
DO 10 I = 1,LDIM
10      DATA1 (I) = DATA (I)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP1)
CALL TW2 (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP1)
C      FILTRAGE AU MUX DE SORTIE
CALL RCOS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF3,LDIM)
C      FILTRAGE AU FILTRE DE FX
CALL ECS1GD (SBANDW,FBW1,TF3,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF3,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,WRMS)
C      CANAL ADJACENT # 1
CALL LOAD4P (DATA1,IPN11,IPN01,LSAMPL,LDIM,IOFF)
CALL ECCSGD (SBANDW,FBW1,TF4,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF4,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP2)
CALL LPZBB3 (DATA1,LDIM,BAKOFH,MP2)
CALL HPAS (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
CALL ECS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF1,SBANDW)
CALL ATT (DATA1,AT1,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSH11,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSH11,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP1,PF1)
DO 20 I = 1,LDIM
20      DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
C      CONTINUE
C      CANAL ADJACENT # 2
CALL LOAD4P (DATA1,IPN11,IPN01,LSAMPL,LDIM,IOFF)
CALL ECCSGD (SBANDW,FBW1,TF6,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF6,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP3)
CALL LPZBB3 (DATA1,LDIM,BAKOFH,MP3)
CALL HPAS (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
CALL ECS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF2,SBANDW)
CALL ATT (DATA1,AT2,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSH12,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSH11,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP2,PF2)
DO 30 I = 1,LDIM
30      DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)

```

```

30      CONTINUE
C      PASSAGE DANS TWT ET LE FILTRE MIX DE SORTIE
CALL TWT2 (DATA,LDIM,BAKOPT,PSHIFT,MP1)
CALL PHASE (DATA,PSHIFT,LDIM)
CALL PCOS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF3,LDIM)
C      CALCUL DE LA PROBA D'ERREUR
CALL FCS1GD (SBANDW,FBW1,TF2,ALPHA1,LDIM)
CALL NRW (TF2,LDIM,SBANDW)
CALL EBIT (DATA,BAUD,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF2,LDIM)
C      CALCUL DE C+I ET DE C/I APRES LE FILTRE DE RX
C
CALL POWER1 (DATA,LDIM,PSCSI)
CSI = ABS ( (PSCSI / WRMS) - 1.0)
CSI = 10.0 * ALOG10 (1. / CSI)
WRITE (6,50) CSI
50  FORMAT (1X,'CSI=',F8.2)
ACI1 = 10. * ALOG10 (MC / AP1)
N = 1
ACI2 = 10. * ALOG10 (MC / AP2)
WRITE (6,3) N,FOF1,CSH11,SSS1,AT1,ACI1,PF1
N=2
WRITE (6,3) N,FOF2,CSH12,SSS2,AT2,ACI2,PF2
3  FORMAT (///,2X,'CHANNEL',I1,'CHARACTERISTICS',///,2X,
# 'OFFSET FREQ.: ',F5.1,' MHZ ', ' OFFSET PHASE ',F6.3,' RAD',
# ' TIME OFFSET: ',F6.2,' NS ATTENUATION: ',F5.1,' DB ',
# ' CARRIER TO INTERFERENCE RAT.: ',F5.1,' DB ', ' PF: ',F5.1,
# ' DB ')
CALL DCOD4M (DATA,LSAMPL,IPNI,IPNQ,NSYMP,ICFF)
ITSH1 = ITSH1 - 1
ITSH2 = ITSH2 + 1
CSH11 = CSH11 + 0.11
CSH12 = CSH12 + 0.23
500 CONTINUE
C
STOP
END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR LE CALCUL DE LA PROBA D'ERREUR DANS DES *
C * CONDITIONS SEMBLABLES AU SOUS PROGRAMME MODL22 MAIS SANS LIN *
C *****
SUBROUTINE MODL23
COMPLEX DATA(2048),TF1(2048),TF2(2048),TF3(2048),TF4(2048)
COMPLEX DATA1(2048),TF5(2048),TF6(2048)
DIMENSION PEI(25),EBNO(25),IPNI(128),IPNQ(128)
DIMENSION IWK(12),PO(65),IPNI1(128),IPNQ1(128)
DIMENSION XARRAY(27),YARRAY(27)
REAL MC, MP, MP1,MP2,MP3
COMMON DATA,TF1,TF2,TF3,TF4,TF5,TF6,DATA1
COMMON IPNI,IPNQ,IPNI1,IPNQ1,PO
COMMON /RECU/ BAKOPT,BAKOPH
C
INITIALIZE PROGRAM.

```

```

DATA NSNR, NSYMB/25, 127/
DATA BAUD, LSAMPL, NRUNS, LDIM/60., 16, 16, 2048/
DATA FBW1, FBW2, FBW3, FBW4/30.0, 30.0, 40.0, 40.0/
DATA ALPHA1, ALPHA2, ALPHA3, ALPHA4 /0.4, 0.4, 0.1, 0.1/
DATA FOF, FOF1, FOF2 /0.0, 80.0, 0.0/
DATA NFILTR, IOFF /4, 0/
DATA CSHI1, CSHI2/1.7, 3.14/
DATA ITSH1, ITSH2/0, 0/
DATA AT1, AT2/- 0., 0./
DO 500 KOFSET = 1, 4
IF (KOFSET .EQ. 1) AT2 = 10.0
IF (KOFSET .EQ. 2) AT2 = 15.0
IF (KOFSET .EQ. 3) AT2 = 20.0
IF (KOFSET .EQ. 4) AT2 = 25.0
DO 500 KM = 1, NFUNS
SSS1 = FLOAT (ITSH1) / (16. * 0.06)
SSS2 = FLOAT (ITSH2) / (16. * 0.06)
ITSHI1 = ITSH1 + 672
ITSHI2 = ITSH2 + 1344
CFF = FLOAT (IOFF) / FLOAT (LSAMPL)
END OF INITIALIZATION.

```

```

PRINT 1
1 FORMAT (5X, 'SIMULATION OFFLINEAF. 4-PSK, EXPERIMENT #X', /)
WRITE (6, 4)
4 FORMAT (5X, 'TYPE OF FILTERS=NYQUIST TYPE FILTERS ')
WRITE (6, 5) FBW1, FBW2
5 FORMAT (/5X, 'FBW1=', F5.1, 'FBW2=', F5.1/)
WRITE (6, 6) BAUD, LSAMPL
6 FORMAT (5X, 'BAUD=', F7.2, ' LSAMPL=', I4, /)

```

```

START OF COMPUTATIONS.
SBANDW=BAUD*LSAMPL

```

```

CANAL PRINCIPAL
CALL FCOSGD (SBANDW, FBW1, TF1, ALPHA1, LDIM)
CALL LOAD4P (DATA, IPNI, IPNO, LSAMPL, LDIM, IOFF)
CALL FILT11 (DATA, TF1, LDIM)
CALL POWER1 (DATA, LDIM, MP)
CALL HPA (DATA, LDIM, BAKOFH, PSHIFT, MP)
CALL PHASE (DATA, PSHIFT, LDIM)

```

```

CANAL PRINCIPAL MUX DU SAT
CALL FCS3GD (SBANDW, FBW3, TF3, ALPHA3, LDIM, FOF)
CALL FILT11 (DATA, TF3, LDIM)

```

```

C PUISSANCE DU CANAL PRINCIPAL AVANT LA 2E NONLIN
CALL POWERS (DATA, LDIM, MC, PF)
C PUISSANCE DE LA PORTEUSE APRES LA NONLIN SANS INTER
C VOIR PARALLELE SERVANT A CALCULER LE C/I
C AU DETECTEUR DE SEUIL

```

```

DO 10 I = 1, LDIM
10 DATA1 (I) = DATA (I)
CALL POWER1 (DATA1, LDIM, MP1)
CALL TWT2 (DATA1, LDIM, BAKOFT, PSHIF2, MP1)
FILTRAGE AU MUX DE SORTIE

```

```

CALL FCOS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF3,LDIM)
C   FILTRAGE AU FILTRE DE FX
CALL FCS1GD (SBANDW,FBW1,TF3,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF3,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,WRMS)
C   CANAL ADJACENT # 1
CALL LOAD4P (DATA1,IPN11,IPN01,LSAMPL,LDIM,IOFF)
CALL FCOSGD (SBANDW,FBW1,TF4,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF4,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP2)
CALL HPA (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP2)
CALL FCS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF1,SBANDW)
CALL ATT (DATA1,AT1,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSH11,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSH11,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP1,PF1)
DO 20 I = 1,LDIM
    DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
    CONTINUE
C   CANAL ADJACENT # 2
CALL LOAD4P (DATA1,IPN11,IPN01,LSAMPL,LDIM,IOFF)
CALL FCOSGD (SBANDW,FBW1,TF6,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF6,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP3)
CALL HPA (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP3)
CALL FCS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF2,SBANDW)
CALL ATT (DATA1,AT2,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSH12,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSH11,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP2,PF2)
DO 30 I = 1,LDIM
    DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
    CONTINUE
C   PASSAGE DANS TWT ET LE FILTRE MUX DE SORTIE
CALL TWT2 (DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP1)
CALL PHASE (DATA,PSHIFT,LDIM)
CALL FCOS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF3,LDIM)
C   CALCUL DE LA PROBA D'ERREUR
CALL FCS1GD (SBANDW,FBW1,TF2,ALPHA1,LDIM)
CALL PCOSPT (SBANDW,FBW1,TF2,ALPHA1,LDIM,FOF)
CALL NBW (TF2,LDIM,SBANDW)
CALL EBIT (DATA,BAUD,LDIM)
CALL HHGG (TF2,PNOISE,LSAMPL,LDIM,SBANDW)
CALL ENERGY (DATA,EB,BAUD)
CALL FILT11 (DATA,TF2,LDIM)
C   CALCUL DE C+I ET DE C/I APRES LE FILTRE DE FX
CALL POWER1 (DATA,LDIM,PSCSI)
CSI = ABS ( (PSCSI / WRMS) - 1.0)
CSI = 10.0 * ALOG10 (1. / CSI)

```

```

WRITE (6,50) CSI
50 FORMAT (1X,'CSI=',F8.2)
ACI1 = 10. * ALOG10 (MC / AP1)
N = 1
ACI2 = 10. * ALOG10 (MC / AP2)
WRITE (6,3) N,FOF1,CSHI1,SSS1,AT1,ACI1,PF1
N=2
WRITE (6,3) N,FOF2,CSHI2,SSS2,AT2,ACI2,PF2
3 FORMAT (///,2X,'CHANNEL',I1,'CHARACTERISTICS',///,2X,
* 'OFFSET FREQ.: ',F5.1,' MHZ ', ' OFFSET PHASE ',F6.3,' RAD',
* ' TIME OFFSET: ',F6.2,' NS ATTENUATION: ',F5.1,' DB ',
* ' CARRIER TO INTERFERENCE RAT.: ',F5.1,' DB ', ' PF: ',F5.1,
* ' DB ')
C CALL DCCD4S (DATA,LSAMPL,PNOISE,IPNI,IPNQ,
C #NSYMB,EBNO,PEI,NSNF,FB,IOFF)
C CALL DECD4 (DATA,LSAMPL,PNOISE,IPNI,IPNQ,
C $ NSYMB,EBNO,PEI,NSNF,EB,IOFF)
CALL DCOD4M (DATA,LSAMPL,IPNI,IPNQ,NSYMB,IOFF)
ITSH1 = ITSH1 - 1
ITSH2 = ITSH2 + 1
CSHI1 = CSHI1 + 0.11
CSHI2 = CSHI2 + 0.23
500 CONTINUE
C
STOP
END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR LE-CALCUL DE LA PROBABILITE D'ERREUR EN *
C * PRESENCE D'EVANOUISSEMENTS DE 0,4,8,12 DB , IT HFA DE LA *
C * STATION TERRESTRE ET DU SATELLITE SONT A LA SATURATION , *
C * UN LINEAISEUR EST UTILISE *
C *****
SUBROUTINE MODL24
COMPLEX DATA(2048),TF1(2048),TF2(2048),TF3(2048),TF4(2048)
COMPLEX DATA1(2048),TF5(2048),TF6(2048)
DIMENSION PEI(25),EBNO(25),IPNI(128),IPNQ(128)
DIMENSION IWK(12),PO(65),IPNI1(128),IPNQ1(128)
DIMENSION XARFAY(27),YARFAY(27)
REAL MC, MP, MP1,MP2,MP3
COMMON DATA,TF1,TF2,TF3,TF4,TF5,TF6,DATA1
COMMON IPNI,IPNQ,IPNI1,IPNQ1,PO
COMMON /RECU/ BAKOFT, BAKCFH
C
C INITIALIZE PROGRAM.
C
DATA NSNF,NSYMB/25,127/
DATA BAUD,LSAMPL,NEUNS,LDIM/60.,16,16,2048/
DATA FBW1,FBW2,FBW3,FBW4/30.0,30.0,40.0,40.0/
DATA ALPHA1,ALPHA2,ALPHA3,ALPHA4 /0.4,0.4,0.1,0.1/
DATA FOF,FOF1,FOF2 /0.0,80.0,-80.0/
DATA NFILTR,IOFF /4,0/
DATA CSHI1,CSHI2/1.7,3.14/
DATA ITSH1,ITSH2/0,0/
DATA AT1,AT2/-0.,-0./

```

```

DO 500 KRECUL = 1,4
IF (KRECUL .EQ. 1) BAKOFT = 0.0
IF (KRECUL .EQ. 2) BAKOFT = 4.0
IF (KRECUL .EQ. 2) AT1 = - 4.0
IF (KRECUL .EQ. 2) AT2 = - 4.0
IF (KRECUL .EQ. 3) BAKOFT = 8.0
IF (KRECUL .EQ. 3) AT1 = - 8.0
IF (KRECUL .EQ. 3) AT2 = - 8.0
IF (KRECUL .EQ. 4) BAKOFT = 12.0
IF (KRECUL .EQ. 4) AT1 = -12.0
IF (KRECUL .EQ. 4) AT2 = -12.0
DO 500 KM = 1, NRUNS
SSS1 = FLOAT (ITSH1) / (16. * 0.06)
SSS2 = FLOAT (ITSH2) / (16. * 0.06)
ITSH11 = ITSH1 + 672
ITSH12 = ITSH2 + 1344
CFF = FLOAT (IOFF) / FLOAT (LSAMPL)
END OF INITIALIZATION.

PRINT 1
1  FORMAT(5X,'SIMULATION OF LINEAR. 4-PSK, EXPERIMENT #X',/)
  WRITE (6,4)
4  FORMAT(5X,'TYPE OF FILTERS=NYQUIST TYPE FILTERS ')
  WRITE(6,5) FBW1,FBW2
5  FORMAT(/5X,'FBW1=',F5.1,'FBW2=',F5.1/)
  WRITE (6,6) BAUD,LSAMPL
6  FORMAT(5X,'BAUD=',F7.2,' LSAMPL=',I4,/)

START OF COMPUTATIONS.
SBANDW=BAUD*LSAMPL
CANAL PRINCIPAL
CALL PCOSGD (SBANDW,FBW1,TF1,ALPHA1,LDIM)
CALL LOAD4P (DATA,IPNI,IPNO,LSAMPL,LDIM,IOFF)
CALL FILT11 (DATA,TF1,LDIM)
CALL POWER1 (DATA,LDIM,MP)
CALL LFZBB3 (DATA,LDIM,BAKOPH,MP)
CALL HPAS (DATA,LDIM,BAKOPH,PSHIFT)
CALL HPA (DATA,LDIM,BAKOPH,PSHIFT,MP)
CALL PHASE (DATA,PSHIFT,LDIM)
CANAL PRINCIPAL MUX DU SAT
CALL PCS3GD (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM,FOF)
CALL FILT11 (DATA,TF3,LDIM)
PUISSANCE DU CANAL PRINCIPAL AVANT LA 2E NONLIN
CALL POWERS (DATA,LDIM,MC,PF)
PUISSANCE DE LA PORTEUSE APRES LA NONLIN SANS INTER
VOIE PARALLELE SERVANT A CALCULER LE C/I
AU DETECTEUR DE SEUIL
DO 10 I =1,LDIM
DATA1 (I) = DATA (I)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP1)
CALL TWT2 (DATA1,LDIM,BAKOFT,PSHIF2,MP1)
FILTRAGE AU MUX DE SORTIE
CALL PCOS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF3,LDIM)

```

```

C          FILTRAGE AU FILTRE DE RX
CALL FCS1GD (SBANDW,FBW1,TF3,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF3,LDIM)
CALL PCWER1 (DATA1,LDIM,WRMS)
C          CANAL ADJACENT # 1
CALL LOAD4P (DATA1,IPN11,IPN01,LSAMPL,LDIM,IOFF)
CALL PCOSGD (SBANDW,FBW1,TF4,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF4,LDIM)
CALL PCWER1 (DATA1,LDIM,MP2)
CALL LFZBB3 (DATA1,LDIM,BAKOFH,MP2)
CALL HPAS (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
C CALL HPA (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP2)
CALL PCS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF1,SBANDW)
CALL ATT (DATA1,AT1,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSHI1,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSHI1,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP1,PF1)
DO 20 I = 1,LDIM
      DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
20      CONTINUE
C          CANAL ADJACENT # 2
CALL LOAD4P (DATA1,IPN11,IPN01,LSAMPL,LDIM,IOFF)
CALL PCOSGD (SBANDW,FBW1,TF6,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF6,LDIM)
CALL PCWER1 (DATA1,LDIM,MP3)
CALL LFZBB3 (DATA1,LDIM,BAKOFH,MP3)
CALL HPAS (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
C CALL HPA (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP3)
CALL PCS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF2,SBANDW)
CALL ATT (DATA1,AT2,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSHI2,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSHI1,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP2,PF2)
DO 30 I = 1,LDIM
      DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
30      CONTINUE
C          PASSAGE DANS TWT ET LE FILTRE MUX DE SORTIE
CALL TWT2 (DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP1)
CALL PHASE (DATA,PSHIFT,LDIM)
CALL PCOS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF3,LDIM)
C          CALCUL DE LA PROBA D'EFREUP
CALL FCS1GD (SBANDW,FBW1,TF2,ALPHA1,LDIM)
CALL NBW (TF2,LDIM,SBANDW)
CALL FBIT (DATA,BAUD,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF2,LDIM)
C          CALCUL DE C+I ET DE C/I APRES LE FILTRE DE RX
CALL POWER1 (DATA,LDIM,PSCSI)
CSI = ABS ( (PSCSI / WRMS) - 1.0)
CSI = 10.0 * ALOG10 (1. / CSI)
WRITE (6,50) CSI

```

```

50  FORMAT (1X,'CSI=',F8.2)
    ACI1 = 10. * ALOG10 (MC / AP1)
    N = 1
    ACI2 = 10. * ALOG10 (MC / AP2)
    WRITE(6,3) N,FCF1,CSHI1,SSS1,AT1,ACI1,PF1
    N=2
    WRITE(6,3) N,FOF2,CSHI2,SSS2,AT2,ACI2,PF2
3   FORMAT(///,2X,'CHANNEL',I1,'CHARACTERISTICS',///,2X,
#   'OFFSFT FREQ.: ',F7.1,' MHZ ', ' OFFSET PHASE ',F6.3,' RAD',
#   '/ TIME OFFSET: ',F6.2,' NS ATTENUATION :',F5.1,' DB ',
#   '/ CARRIER TO INTERFERENCE RAT.:',F5.1,' DB ', 'PF: ',F5.1,
#   ' DB ')
    CALL DCOD4M (DATA,LSAMPL,IPNI,IPNQ,NSYMB,IOFF)
    ITSH1 = ITSH1 - 1
    ITSH2 = ITSH2 + 1
    CSHI1 = CSHI1 + 0.11
    CSHI2 = CSHI2 + 0.23
500  CONTINUE
C
    STOP
    END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR LE CALCUL DE LA PROBABILITE D'ERREUR SEMBLABLE *
C * A MODL24 MAIS SANS LINEAISEUR *
C *****
    SUBROUTINE MODL25
    COMPLEX DATA(2048),TF1(2048),TF2(2048),TF3(2048),TF4(2048)
    COMPLEX DATA1(2048),TF5(2048),TF6(2048)
    DIMENSION PEI(25),EBNO(25),IPNI(128),IPNQ(128)
    DIMENSION IWK(12),PO(65),IPNI1(128),IPNQ1(128)
    DIMENSION XAFAY(27),YAFAY(27)
    REAL MC, MP, MP1,MP2,MP3
    COMMON DATA,TF1,TF2,TF3,TF4,TF5,TF6,DATA1
    COMMON IPNI,IPNQ,IPNI1,IPNQ1,PO
    COMMON /RECUL/ BAKOFT, BAKOFH
C
C
C
    INITIALIZE PROGRAM.

    DATA NSNR,NSYMB/25,127/
    DATA BAUD,LSAMPL,NRUNS,LDIM/60.,16,16,2048/
    DATA FBW1,FBW2,FBW3,FBW4/30.0,30.0,40.0,40.0/
    DATA ALPHA1,ALPHA2,ALPHA3,ALPHA4 /0.4,0.4,0.1,0.1/
    DATA FCF,FCF1,FOF2 /0.0,80.0,-80.0/
    DATA NFILTR,IOFF/4,0/
    DATA CSHI1,CSHI2/1.7,3.14/
    DATA ITSH1,ITSH2/0,0/
    DATA AT1,AT2/-0.,-0./
    DO 500 KRECUL = 1,4
    IF (KRECUL.EQ. 1) BAKOFT = -4.0
    IF (KRECUL.EQ. 2) BAKOFT = 0.0
    IF (KRECUL.EQ. 2) AT1 = - 4.0
    IF (KRECUL.EQ. 2) AT2 = - 4.0
    IF (KRECUL.EQ. 3) BAKOFT = 4.0
    IF (KRECUL.EQ. 3) AT1 = - 8.0

```

```

IF (KPECUL .EQ. 3) AT2 = - 8.0
IF (KRECUL .EQ. 4) BAKOFT = 8.0
IF (KPECUL .EQ. 4) AT1 = -12.0
IF (KRECUL .EQ. 4) AT2 = -12.0
DO 500 KM = 1, NRUNS
SSS1 = FLOAT (ITSH1) / (16. * 0.06)
SSS2 = FLOAT (ITSH2) / (16. * 0.06)
ITSHI1 = ITSH1 + 672
ITSHI2 = ITSH2 + 1344
CFF = FLOAT (ICFF) / FLOAT (LSAMPL)
END OF INITIALIZATION.

PRINT 1
1 FORMAT (5X, 'SIMULATION OF LINEAR. 4-PSK, EXPERIMENT *X', /)
WRITE (6, 4)
4 FORMAT (5X, 'TYPE OF FILTERS=NYQUIST TYPE FILTERS ')
WRITE (6, 5) FBW1, FBW2
5 FORMAT (/5X, 'FBW1=', F5.1, 'FBW2=', F5.1 /)
WRITE (6, 6) BAUD, LSAMPL
6 FORMAT (5X, 'BAUD=', F7.2, 'LSAMPL=', I4, /)

START OF COMPUTATIONS.
SBANDW=BAUD*LSAMPL
CANAL PRINCIPAL
CALL PCOSGD (SBANDW, FBW1, TF1, ALPHA1, LDIM)
CALL LOAD4P (DATA, IPNI, IPNQ, LSAMPL, LDIM, IOFF)
CALL FILT11 (DATA, TF1, LDIM)
CALL POWER1 (DATA, LDIM, MP)
CALL LRZBB3 (DATA, LDIM, BAKOFH, MP)
CALL HPAS (DATA, LDIM, BAKOFH, PSHIFT)
CALL HPA (DATA, LDIM, BAKOFH, PSHIFT, MP)
CALL PHASE (DATA, PSHIFT, LDIM)
CANAL PRINCIPAL MUX DU SAT
CALL PCS3GD (SBANDW, FBW3, TF3, ALPHA3, LDIM, FCF)
CALL FILT11 (DATA, TF3, LDIM)
PUISSANCE DU CANAL PRINCIPAL AVANT LA 2E NONLIN
CALL POWERS (DATA, LDIM, MC, PF)
PUISSANCE DE LA PORTEUSE APRES LA NONLIN SANS INTER
VOIE PARALLELE SERVANT A CALCULER LE C/I
AU DETECTEUR DE SEUIL
DO 10 I = 1, LDIM
DATA1 (I) = DATA (I)
CALL POWER1 (DATA1, LDIM, MP1)
CALL TWT2 (DATA1, LDIM, BAKOFT, PSHIF2, MP1)
FILTRAGE AU MUX DE SORTIE
CALL PCOS2 (SBANDW, FBW3, TF3, ALPHA3, LDIM)
CALL FILT11 (DATA1, TF3, LDIM)
FILTRAGE AU FILTRE DE FX
CALL PCS1GD (SBANDW, FBW1, TF3, ALPHA1, LDIM)
CALL FILT11 (DATA1, TF3, LDIM)
CALL POWER1 (DATA1, LDIM, WRMS)
CANAL ADJACENT # 1
CALL LOAD4P (DATA1, IPNI1, IPNQ1, LSAMPL, LDIM, IOFF)
CALL PCOSGD (SBANDW, FBW1, TF4, ALPHA1, LDIM)

```

```

CALL FILT11 (DATA1,TF4,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP2)
C CALL LPZBB3 (DATA1,LDIM,BAKOFH,MP2)
C CALL HPAS (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
CALL HPA (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP2)
CALL PCS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF1,SBANDW)
CALL ATT (DATA1,AT1,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSHI1,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSHI1,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP1,PF1)
DO 20 I = 1,LDIM
    DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
20 CONTINUE
C CANAL ADJACENT # 2
CALL LOAD4P (DATA1,IPN11,IPN01,LSAME1,LDIM,IOFF)
CALL PCOSGD (SBANDW,FBW1,TF6,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF6,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP3)
C CALL LPZBB3 (DATA1,LDIM,BAKOFH,MP3)
C CALL HPAS (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
CALL HPA (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP3)
CALL PCS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF2,SBANDW)
CALL ATT (DATA1,AT2,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSHI2,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSHI1,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP2,PF2)
DO 30 I = 1,LDIM
    DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
30 CONTINUE
C PASSAGE DANS TWT ET LE FILTRE MUX DE SORTIE
CALL TWI2 (DATA,LDIM,BAKOFT,PSHIFT,MP1)
CALL PHASE (DATA,PSHIFT,LDIM)
CALL PCOS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF3,LDIM)
C CALCUL DE LA PROBA D'ERREUR
CALL PCS1GD (SBANDW,FBW1,TF2,ALPHA1,LDIM)
CALL NBW (TF2,LDIM,SBANDW)
CALL EBIT (DATA,BAUD,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF2,LDIM)
C CALCUL DE C+I ET DE C/I APRES LE FILTRE DE SX
C
CALL POWER1 (DATA,LDIM,PSCSI)
CSI = ABS ( (PSCSI / WRMS) - 1.0)
CSI = 10.0 * ALOG10 (1. / CSI)
WRITE (6,50) CSI
50 FORMAT (1X,'CSI=',F8.2)
ACI1 = 10. * ALOG10 (MC / AP1)
N = 1
ACI2 = 10. * ALOG10 (MC / AP2)
WRITE (6,3) N,FOF1,CSHI1,SSS1,AT1,ACI1,PF1
N=2
WRITE (6,3) N,FOF2,CSHI2,SSS2,AT2,ACI2,PF2

```

```

3      FORMAT(///,2X,'CHANNEL',I1,'CHARACTERISTICS',///,2X,
*      'OFFSET FREQ.: ',F7.1,' MHZ ', ' OFFSET PHASE ',F6.3,' RAD',
*      ' TIME OFFSET: ',F6.2,' NS ATTENUATION :',F5.1,' DB ',
*      ' CARRIER TO INTERFERENCE RAT.:',F5.1,' DB ', ' PF: ',F5.1,
*      ' DB ')
C      CALL DCOD4S(DATA,LSAMPL,PNOISE,IPNI,IPNQ,
C      #NSYMB,EBNO,PEI,NSNF,EB,IOFF)
C      CALL DFCOD4 (DATA,LSAMPL,FNOISE,IPNI,IPNQ,
C      S NSYMB,EBNO,PEI,NSNF,EB,IOFF)
C      CALL DCOD4M (DATA,LSAMPL,IPNI,IPNQ,NSYMB,IOFF)
C      ITSH1 = ITSH1 - 1
C      ITSH2 = ITSH2 + 1
C      CSHI1 = CSHI1 + 0.11
C      CSHI2 = CSHI2 + 0.23
500  CONTINUE
C
C      STOP
C      END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR LE CALCUL DE LA PROBA D'ERREUR EN *
C * PRESENCE D'EVANGUISSEMENTS DE 0,4,8,12 DB LA TECHNIQUE DE *
C * COMPENSATION DE L'EVANGUISSEMENT UTILISEE EST LA *
C * SUPEREXCITATION DU TOP A BORD DU SATELLITE UN LINEARISEUR *
C * EST UTILISE DANS TOUTES LES STATIONS TERRESTRES *
C *****
C      SUBROUTINE MODL26
C      COMPLEX DATA(2048),TF1(2048),TF2(2048),TF3(2048),TF4(2048)
C      COMPLEX DATA1(2048),TF5(2048),TF6(2048)
C      DIMENSION PEI(25),EBNO(25),IPNI(128),IPNQ(128)
C      DIMENSION IWK(12),PO(65),IPNI1(128),IPNQ1(128)
C      DIMENSION XARFAY(27),YARFAY(27)
C      REAL MC, MP, MP1,MP2,MP3
C      COMMON DATA,TF1,TF2,TF3,TF4,TF5,TF6,DATA1
C      COMMON IPNI,IPNQ,IPNI1,IPNQ1,PO
C      COMMON /PECUL/ BAKOFT, BAKCFH
C
C      INITIALIZE PROGRAM.
C
C      DATA NSNR,NSYMB/25,127/
C      DATA BAUD,LSAMPL,NRUNS,LDIM/60.,16,16,2048/
C      DATA FBW1,FBW2,FBW3,FBW4/30.0,30.0,40.0,40.0/
C      DATA ALPHA1,ALPHA2,ALPHA3,ALPHA4 /0.4,0.4,0.1,0.1/
C      DATA FOP,FOF1,FOF2 /0.0,80.0,-80.0/
C      DATA NFILTF,IOFF /4,0/
C      DATA CSHI1,CSHI2/1.7,3.14/
C      DATA ITSH1,ITSH2/0,0/
C      DATA AT1,AT2/-0.,-0./
C      DO 500 KRECUL = 1,4
C      IF (KPECUL .EQ. 1) BAKOFT = -4.0
C      IF (KPECUL .EQ. 2) BAKOFT = 0.0
C      IF (KPECUL .EQ. 2) AT1 = - 4.0
C      IF (KPECUL .EQ. 2) AT2 = - 4.0
C      IF (KPECUL .EQ. 3) BAKOFT = 4.0
C      IF (KPECUL .EQ. 3) AT1 = - 8.0

```

```

IF (KPECUL .EQ. 3) AT2 = - 8.0
IF (KPECUL .EQ. 4) BAKOFT = 8.0
IF (KRECUL .EQ. 4) AT1 = -12.0
IF (KRECUL .EQ. 4) AT2 = -12.0
DO 500 KM = 1, NFUNS
SSS1 = FLOAT (ITSH1) / (16. * 0.06)
SSS2 = FLOAT (ITSH2) / (16. * 0.06)
ITSH11 = ITSH1 + 672
ITSH12 = ITSH2 + 1344
OFF = FLOAT (ICFF) / FLOAT (LSAMPL)
END OF INITIALIZATION.

PRINT 1
1  FORMAT (5X, 'SIMULATION OF LINEAR 4-PSK, EXPERIMENT #X', '/')
   WRITE (6, 4)
4  FORMAT (5X, 'TYPE OF FILTERS=NYQUIST TYPE FILTERS ')
   WRITE (6, 5) FBW1, FBW2
5  FORMAT (/5X, 'FBW1=', F5.1, 'FBW2=', F5.1 /)
   WRITE (6, 6) BAUD, LSAMPL
6  FORMAT (5X, 'BAUD=', F7.2, 'LSAMPL=', I4, /)

START OF COMPUTATIONS.
SBANDW = BAUD * LSAMPL
CANAL PRINCIPAL
CALL FCCSGD (SBANDW, FBW1, TF1, ALPHA1, LDIM)
CALL LOAD4P (DATA, IPNI, IPNO, LSAMPL, LDIM, IOFF)
CALL FILT11 (DATA, TF1, LDIM)
CALL POWER1 (DATA, LDIM, MP)
CALL IFZBB3 (DATA, LDIM, BAKCFH, MP)
CALL HPA3 (DATA, LDIM, BAKOFH, PSHIFT)
CALL HPA (DATA, LDIM, BAKOFH, PSHIFT, MP)
CALL PHASE (DATA, PSHIFT, LDIM)
CANAL PRINCIPAL MUX DU SAT
CALL PCS3GD (SBANDW, FBW3, TF3, ALPHA3, LDIM, POF)
CALL FILT11 (DATA, TF3, LDIM)
C  PUISSANCE DU CANAL PRINCIPAL AVANT LA 2E NONLIN
CALL POWERS (DATA, LDIM, MC, PF)
C  PUISSANCE DE LA PORTEUSE APRES LA NONLIN SANS INTER
C  VOIE PARALLELE SERVANT A CALCULER LE C/I
C  AU DETECTEUR DE SEUIL
DO 10 I = 1, LDIM
10  DATA1 (I) = DATA (I)
    CALL POWER1 (DATA1, LDIM, MP1)
    CALL TWT2 (DATA1, LDIM, BAKOFT, PSHIF2, MP1)
    C  FILTPAGE AU MUX DE SOFTIF
    CALL PCOS2 (SBANDW, FBW3, TF3, ALPHA3, LDIM)
    CALL FILT11 (DATA1, TF3, LDIM)
    C  FILTPAGE AU FILTRE DE FX
    CALL RCS1GD (SBANDW, FBW1, TF3, ALPHA1, LDIM)
    CALL FILT11 (DATA1, TF3, LDIM)
    CALL POWER1 (DATA1, LDIM, WRMS)
    C  CANAL ADJACENT # 1
    CALL LOAD4P (DATA1, IPNI1, IPNO1, LSAMPL, LDIM, IOFF)
    CALL FCCSGD (SBANDW, FBW1, TF4, ALPHA1, LDIM)

```

```

CALL FILT11 (DATA1,TF4,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP2)
CALL LFZBB3 (DATA1,LDIM,BAKOFH,MP2)
CALL HPAS (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
C CALL HPA (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP2)
CALL RCS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF1,SBANDW)
CALL ATT (DATA1,AT1,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSHI1,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSHI1,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP1,PF1)
DO 20 I = 1,LDIM
    DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
20 CONTINUE
C CANAL ADJACENT * 2
CALL LCAD4P (DATA1,IPNI1,IPNQ1,LSAMPL,LDIM,YOFF)
CALL ECOSGD (SBANDW,FBW1,TF6,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF6,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP3)
CALL LFZBB3 (DATA1,LDIM,BAKOFH,MP3)
CALL HPAS (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
C CALL HPA (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP3)
CALL FCS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF2,SBANDW)
CALL ATT (DATA1,AT2,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSHI2,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSHI1,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP2,PF2)
DO 30 I = 1,LDIM
    DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
30 CONTINUE
C PASSAGE DANS TWT ET LE FILTRE MUX DE SORTIE
CALL TWT2 (DATA,LDIM,BAKCFT,PSHIFT,MP1)
CALL PHASE (DATA,PSHIFT,LDIM)
CALL ECOS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF3,LDIM)
C CALCUL DE LA PROBA D'ERREUR
CALL FCS1GD (SBANDW,FBW1,TF2,ALPHA1,LDIM)
CALL NBW (TF2,LDIM,SBANDW)
CALL EBIT (DATA,BAUD,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF2,LDIM)
C CALCUL DE C+I ET DE C/I APRES LE FILTRE DE RX
C
CALL POWER1 (DATA,LDIM,PSCSI)
CSI = ABS ( (PSCSI / WFMS) - 1.0)
CSI = 10.0 * ALOG10 (1. / CSI)
WRITE (6,50) CSI
50 FORMAT (1X,'CSI=',F8.2)
ACI1 = 10. * ALOG10 (MC / AP1)
N = 1
ACI2 = 10. * ALOG10 (MC / AP2)
WRITE (6,3) N,FOF1,CSHI1,SSS1,AT1,ACI1,PF1
N=2
WRITE (6,3) N,FOF2,CSHI2,SSS2,AT2,ACI2,PF2

```

```

3      FORMAT(///,2X,'CHANNEL',I1,'CHARACTERISTICS',///,2X,
*      'OFFSET FREQ.: ',F7.1,' MHZ ', ' OFFSET PHASE ',F6.3,' RAD',
*      '/ TIME OFFSET: ',F6.2,' NS ATTENUATION : ',F5.1,' DB ',
*      '/ CARRIER TO INTERFERENCE RAT.: ',F5.1,' DB ', ' PF: ',F5.1,
*      ' DB ')
      CALL DCOD4M (DATA,LSAMPL,IPNI,IPNQ,NSYMB,IOFF)
      ITSH1 = ITSH1 - 1
      ITSH2 = ITSH2 + 1
      CSHI1 = CSHI1 + 0.11
      CSHI2 = CSHI2 + 0.23
500    CONTINUE

      STOP
      END

C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR LE CALCUL DE LA PROBA D'ERREUR EN PRESENCE *
C * D'EVANOUISSEMENT SEMBLABLE A MODL26. MAIS SANS LINEARISEUR *
C *****
      SUBROUTINE MODL27
      COMPLEX DATA(2048),TF1(2048),TF2(2048),TF3(2048),TF4(2048)
      COMPLEX DATA1(2048),TF5(2048),TF6(2048)
      DIMENSION PEI(25),ERNO(25),IPNI(128),IPNQ(128)
      DIMENSION INK(12),PO(65),IPNI1(128),IPNQ1(128)
      DIMENSION XARRAY(27),YARRAY(27)
      REAL MC, MP, MP1,MP2,MP3
      COMMON DATA,TF1,TF2,TF3,TF4,TF5,TF6,DATA1
      COMMON IPNI,IPNQ,IPNI1,IPNQ1,PO
      COMMON /PECUL/ BAKOFT, BAKOFH

      INITIALIZE PROGRAM.

      DATA NSNR,NSYMB/25,127/
      DATA BAUD,LSAMPL,NRUNS,LDIM/60.,16,16,2048/
      DATA FBW1,FBW2,FBW3,FBW4/30.0,30.0,40.0,40.0/
      DATA ALPHA1,ALPHA2,ALPHA3,ALPHA4 /0.4,0.4,0.1,0.1/
      DATA FCF,POF1,POF2 /0.0,80.0,-80.0/
      DATA NFILTE,IOFF /4,0/
      DATA CSHI1,CSHI2/1.7,3.14/
      DATA ITSH1,ITSH2/0,0/
      DATA AT1,AT2/-0.,-0./
      DO 500 KRECUL = 1,4
      IF (KPECUL.EQ. 1) BAKOFT = -4.0
      IF (KPECUL.EQ. 2) BAKOFT = 0.0
      IF (KPECUL.EQ. 2) AT1 = -4.0
      IF (KPECUL.EQ. 2) AT2 = -4.0
      IF (KPECUL.EQ. 3) BAKOFT = 4.0
      IF (KPECUL.EQ. 3) AT1 = -8.0
      IF (KPECUL.EQ. 3) AT2 = -8.0
      IF (KPECUL.EQ. 4) BAKOFT = 8.0
      IF (KPECUL.EQ. 4) AT1 = -12.0
      IF (KPECUL.EQ. 4) AT2 = -12.0
      DO 500 KM = 1,NRUNS
      SSS1 = FLOAT (ITSH1) / (16. * 0.06)
      SSS2 = FLOAT (ITSH2) / (16. * 0.06)

```

```

ITSHI1 = ITSH1 + 672
ITSHI2 = ITSH2 + 1344
CFF = FLOAT (ICFF) / FLOAT (LSAMPL)
END OF INITIALIZATION.

PRINT 1
1 FORMAT (5X, 'SIMULATION OF LINEAR. 4-PSK, EXPERIMENT *X', '/')
WRITE (6,4)
4 FORMAT (5X, 'TYPE OF FILTERS=NYQUIST TYPE FILTERS ')
WRITE (6,5) FBW1, FBW2
5 FORMAT (/5X, 'FBW1=', F5.1, 'FBW2=', F5.1 /)
WRITE (6,6) BAUD, LSAMPL
6 FORMAT (5X, 'BAUD=', F7.2, ' LSAMPL=', I4, '/')

START OF COMPUTATIONS.
SBANDW=BAUD*LSAMPL
CANAL PRINCIPAL
CALL FCCSGD (SBANDW, FBW1, TF1, ALPHA1, LDIM)
CALL LOAD4P (DATA, IPN1, IPNQ, LSAMPL, LDIM, IOFF)
CALL FILT11 (DATA, TF1, LDIM)
CALL POWER1 (DATA, LDIM, MP)
CALL LPZBB3 (DATA, LDIM, BAKOPH, MP)
CALL HPAS (DATA, LDIM, BAKOPH, PSHIFT)
CALL HPA (DATA, LDIM, BAKOPH, PSHIFT, MP)
CALL PHASE (DATA, PSHIFT, LDIM)
CANAL PRINCIPAL MUX DU SAT
CALL RCS3GD (SBANDW, FBW3, TF3, ALPHA3, LDIM, FOF)
CALL FILT11 (DATA, TF3, LDIM)
C PUISSANCE DU CANAL PRINCIPAL AVANT LA 2E NONLIN
CALL POWERS (DATA, LDIM, MC, PF)
C PUISSANCE DE LA PORTEUSE APRES LA NONLIN SANS INTER
C VOIE PARALLELE SERVANT A CALCULER LE C/I
C AU DETECTEUR DE SEUIL
DO 10 I = 1, LDIM
10 DATA1 (I) = DATA (I)
CALL POWER1 (DATA1, LDIM, MP1)
CALL TWT2 (DATA1, LDIM, BAKOFT, PSHIF2, MP1)
C FILTRAGE AU MUX DE SORTIE
CALL PCOS2 (SBANDW, FBW3, TF3, ALPHA3, LDIM)
CALL FILT11 (DATA1, TF3, LDIM)
C FILTRAGE AU FILTRE DE FX
CALL PCS1GD (SBANDW, FBW1, TF3, ALPHA1, LDIM)
CALL FILT11 (DATA1, TF3, LDIM)
CALL POWER1 (DATA1, LDIM, WRMS)
C CANAL ADJACENT # 1
CALL LOAD4P (DATA1, IPN11, IPNQ1, LSAMPL, LDIM, IOFF)
CALL FCCSGD (SBANDW, FBW1, TF4, ALPHA1, LDIM)
CALL FILT11 (DATA1, TF4, LDIM)
CALL POWER1 (DATA1, LDIM, MP2)
CALL LPZBB3 (DATA1, LDIM, BAKOPH, MP2)
CALL HPAS (DATA1, LDIM, BAKOPH, PSHIFT)
CALL HPA (DATA1, LDIM, BAKOPH, PSHIFT, MP2)
CALL RCS3GD (SBANDW, FBW3, TF5, ALPHA3, LDIM, 0.0)
CALL MIXFIL (DATA1, TF5, LDIM, POF1, SBANDW)

```

```

CALL ATT (DATA1,AT1,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSH11,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSH11,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP1,PF1)
DO 20 I = 1,LDIM

```

20

```

DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
CONTINUE

```

CANAL ADJACENT # 2

```

CALL LOAD4P (DATA1,IPN11,IPN1,LSAMPL,LDIM,IOFF)
CALL RCOSGD (SBANDW,FBW1,TF6,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF6,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP3)
CALL LRZBB3 (DATA1,LDIM,BAKOFH,MP3)
CALL HPAS (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
CALL HPA (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP3)
CALL RCS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF2,SBANDW)
CALL ATT (DATA1,AT2,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSH12,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSH11,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP2,PF2)
DO 30 I = 1,LDIM

```

30

```

DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
CONTINUE

```

PASSAGE DANS TWT ET LE FILTRE MUX DE SORTIE

```

CALL TWT2 (DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP1)
CALL PHASE (DATA,PSHIFT,LDIM)
CALL RCOS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF3,LDIM)

```

CALCUL DE LA PROBA D'ERREUR

```

CALL RCS1GD (SBANDW,FBW1,TF2,ALPHA1,LDIM)
CALL NBW (TF2,LDIM,SBANDW)
CALL EBIT (DATA,BAUD,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF2,LDIM)

```

CALCUL DE C+I ET DE C/I APRES LE FILTRE DE RX

```

CALL POWER1 (DATA,LDIM,PSCSI)
CSI = ABS ( (PSCSI / WRMS) - 1.0)
CSI = 10.0 * ALOG10 (1. / CSI)
WRITE (6,50) CSI

```

50

```

FORMAT (1X,'CSI=',F8.2)
ACI1 = 10. * ALOG10 (MC / AP1)
N = 1

```

```

ACI2 = 10. * ALOG10 (MC / AP2)
WRITE (6,3) N,FOF1,CSH11,SSS1,AT1,ACI1,PF1
N=2

```

3

```

WRITE (6,3) N,FOF2,CSH12,SSS2,AT2,ACI2,PF2
FORMAT (///,2X,'CHANNEL',I1,'CHARACTERISTICS',///,2X,
* 'OFFSET FREQ.: ',F7.1,' MHZ ', ' OFFSET PHASE ',F6.3,' RAD',
* ' TIME OFFSET: ',F6.2,' NS ATTENUATION: ',F5.1,' DB ',
* ' CARRIER TO INTERFERENCE RAT.: ',F5.1,' DB ', ' PF: ',F5.1,
* ' DB ')

```

```

CALL DCOD4M (DATA,LSAMPL,IFN1,IPN1,NSYMB,IOFF)
ITSH1 = ITSH1 - 1

```

```

ITSH2 = ITSH2 + 1
CSHI1 = CSHI1 + 0.11
CSHI2 = CSHI2 + 0.23

```

500 CONTINUE

```

STOP
END

```

```

C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR LE CALCUL DE LA PROBA D'ERREUR EN PRESENCE *
C * D'EVANOUISSEMENT SEMBLABLE A MODL26. MAIS SANS LINEARISEUR *
C *****
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR LE CALCUL DE LA PROBA D'ERREUR POUR DES *
C * EVANOUISSEMENTS DE 0., 4., 8., 12 DB LORSQUE UN LIMITEUR DUF *
C * PRECEDE LE HPA DU SATELLITE UN LINEARISEUR EST UTILISE DANS LA *
C * STATION TERRESTRE *
C *****

```

```

SUBROUTINE MODL28
  COMPLEX DATA(2048), TF1(2048), TF2(2048), TF3(2048), TF4(2048)
  COMPLEX DATA1(2048), TF5(2048), TF6(2048)
  DIMENSION PEI(25), EBNO(25), IPNI(128), IPNQ(128)
  DIMENSION IWK(12), PO(65), IPNI1(128), IPNQ1(128)
  DIMENSION XAREAY(27), YAREAY(27)
  REAL MC, MP, MP1, MP2, MP3
  COMMON DATA, TF1, TF2, TF3, TF4, TF5, TF6, DATA1
  COMMON IPNI, IPNQ, IPNI1, IPNQ1, PO
  COMMON /FECUL/ BAKOPT, BAKOFH

```

INITIALIZE PROGRAM.

```

DATA NSNP, NSYMB/25, 127/
DATA BAUD, LSAMPL, NRUNS, LDIM/60., 16, 16, 2048/
DATA FBW1, FBW2, FBW3, FBW4/30.0, 30.0, 40.0, 40.0/
DATA ALPHA1, ALPHA2, ALPHA3, ALPHA4 /0.4, 0.4, 0.1, 0.1/
DATA FCF, FOF1, FOF2 /0.0, 80.0, -80.0/
DATA NFILTER, IOFF /4, 0/
DATA CSHI1, CSHI2/1.7, 3.14/
DATA ITSH1, ITSH2/0, 0/
DATA AT1, AT2/-0., -0./
DO 500 KFECUL = 1, 4
  IF (KFECUL.EQ. 1) BAKOPT = 0.0
  IF (KFECUL.EQ. 2) BAKOPT = 0.0
  IF (KFECUL.EQ. 2) AT1 = - 4.0
  IF (KFECUL.EQ. 2) AT2 = - 4.0
  IF (KFECUL.EQ. 3) BAKOPT = 0.0
  IF (KFECUL.EQ. 3) AT1 = - 8.0
  IF (KFECUL.EQ. 3) AT2 = - 8.0
  IF (KFECUL.EQ. 4) BAKOPT = 0.0
  IF (KFECUL.EQ. 4) AT1 = -12.0
  IF (KFECUL.EQ. 4) AT2 = -12.0
DO 500 KM = 1, NRUNS
  SSS1 = FLOAT (ITSH1) / (16. * 0.06)
  SSS2 = FLOAT (ITSH2) / (16. * 0.06)
  ITSH1 = ITSH1 + 672

```

```

ITSHI2 = ITSH2 + 1344
CFF = FLOAT (IOFF) /FLOAT (LSAMPL)
END OF INITIALIZATION.

```

```

PRINT 1
1. FORMAT(5X,'SIMULATION OF LINEAR. 4-PSK, EXPERIMENT #X',/)
WRITE (6,4)
4. FORMAT(5X,'TYPE OF FILTERS=NYQUIST TYPE FILTERS ')
WRITE(6,5) FBW1,FBW2
5. FORMAT(/5X,'FBW1=',F5.1,'FBW2=',F5.1/)
WRITE (6,6) BAUD,LSAMPL
6. FORMAT(5X,'BAUD=',F7.2,' LSAMPL=',I4,/)

```

```

START OF COMPUTATIONS.

```

```

SBANDW=BAUD*LSAMPL

```

```

CANAL PRINCIPAL

```

```

CALL FCCSGD (SBANDW,FBW1,TF1,ALPHA1,LDIM)
CALL LOAD4P (DATA,IPN1,IPN0,LSAMPL,LDIM,IOFF)
CALL FILT11 (DATA,TF1,LDIM)
CALL POWER1 (DATA,LDIM,MP)
CALL LPZBB3 (DATA,LDIM,BAKOFH,MP)
CALL HPAS (DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
CALL HPA (DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP)
CALL PHASE (DATA,PSHIFT,LDIM)

```

```

CANAL PRINCIPAL MUX DU SAT

```

```

CALL PCS3GD (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM,FCF)
CALL FILT11 (DATA,TF3,LDIM)

```

```

PUISSANCE DU CANAL PRINCIPAL AVANT LA 2E NONLIN

```

```

CALL POWERS (DATA,LDIM,MC,PF)

```

```

PUISSANCE DE LA PORTEUSE APRES LA NONLIN SANS INTER

```

```

VOIE PARALLELE SERVANT A CALCULER LE C/I

```

```

AU DETECTEUR DE SEUIL

```

```

DO 10 I =1,LDIM

```

```

DATA1 (I) = DATA (I)

```

```

CALL HLIM (DATA1,LDIM)

```

```

CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP1)

```

```

CALL TWT2 (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT2,MP1)

```

```

FILTRAGE AU MUX DE SORTIE

```

```

CALL ECOS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)

```

```

CALL FILT11 (DATA1,TF3,LDIM)

```

```

FILTRAGE AU FILTRE DE RX

```

```

CALL ECS1GD (SBANDW,FBW1,TF3,ALPHA1,LDIM)

```

```

CALL FILT11 (DATA1,TF3,LDIM)

```

```

CALL POWER1 (DATA1,LDIM,WRMS)

```

```

CANAL ADJACENT # 1

```

```

CALL LOAD4P (DATA1,IPN11,IPN01,LSAMPL,LDIM,IOFF)

```

```

CALL FCCSGD (SBANDW,FBW1,TF4,ALPHA1,LDIM)

```

```

CALL FILT11 (DATA1,TF4,LDIM)

```

```

CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP2)

```

```

CALL LPZBB3 (DATA1,LDIM,BAKOFH,MP2)

```

```

CALL HPAS (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)

```

```

CALL HPA (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP2)

```

```

CALL PCS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)

```

```

CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF1,SBANDW)

```

```

CALL ATT      (DATA1,AT1,LDIM)
CALL PHASE    (DATA1,CSHI1,LDIM)
CALL TIME     (DATA1,ITSHI1,LDIM)
CALL POWERS   (DATA1,LDIM,AP1,PF1)
DO 20 I = 1,LDIM
    DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
    CONTINUE
C    CANAL ADJACENT # 2
CALL LOAD4P   (DATA1,IPNI1,IPNQ1,LSAMPL,LDIM,IOFF)
CALL PCOSGD   (SBANDW,FBW1,TF6,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11   (DATA1,TF6,LDIM)
CALL POWER1   (DATA1,LDIM,MP3)
CALL LPZBB3   (DATA1,LDIM,BAKOFH,MP3)
CALL HPAS     (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
C    CALL HPA   (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP3)
CALL PCS3GD   (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,0.0)
CALL MIXFIL   (DATA1,TF5,LDIM,FOF2,SBANDW)
CALL ATT      (DATA1,AT2,LDIM)
CALL PHASE    (DATA1,CSHI2,LDIM)
CALL TIME     (DATA1,ITSHI1,LDIM)
CALL PCWEFS   (DATA1,LDIM,AP2,PF2)
DO 30 I = 1,LDIM
    DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
    CONTINUE
30 C    PASSAGE DANS TWT ET LE FILTRE MUX DE SORTIE
CALL HLIM     (DATA,LDIM)
CALL TWT2     (DATA,LDIM,BAKOFT,PSHIFT,MP1)
CALL PHASE    (DATA,PSHIFT,LDIM)
CALL FCCS2    (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
CALL FILT11   (DATA,TF3,LDIM)
C    CALCUL DE LA PROBA D'ERREUR
CALL FCS1GD   (SBANDW,FBW1,TF2,ALPHA1,LDIM)
CALL NBW      (TF2,LDIM,SBANDW)
CALL EBIT     (DATA,BAUD,LDIM)
CALL FILT11   (DATA,TF2,LDIM)
C    CALCUL DE C+I ET DE C/I APRES LE FILTRE DE RX
C
CALL POWER1   (DATA,LDIM,PSCSI)
CSI = ABS ( (PSCSI / WPMS) - 1.0)
CSI = 10.0 * ALOG10 (1. / CSI)
WRITE (6,50) CSI
50 C    FORMAT (1X,'CSI=',F8.2)
ACI1 = 10. * ALOG10 (MC / AP1)
N = 1
ACI2 = 10. * ALOG10 (MC / AP2)
WRITE (6,3) N,FOF1,CSHI1,SSS1,AT1,ACI1,PF1
N=2
WRITE (6,3) N,FOF2,CSHI2,SSS2,AT2,ACI2,PF2
3 C    FORMAT (///,2X,'CHANNEL',I1,'CHARACTERISTICS',///,2X,
# 'OFFSET FREQ.: ',F7.1,' MHZ ', ' OFFSET PHASE ',F6.3,' RAD',
# '/' TIME OFFSET: ',F6.2,' NS ATTENUATION: ',F5.1,' DB ',
# '/' CARRIER TO INTERFERENCE RAT.: ',F5.1,' DB ', 'PF: ',F5.1,
# ' DB ')
CALL DCOD4M   (DATA,LSAMPL,IPNI,IPNQ,NSYMB,IOFF)

```

```

      ITSH1 = ITSH1 - 1
      ITSH2 = ITSH2 + 1
      CSHI1 = CSHI1 + 0.11
      CSHI2 = CSHI2 + 0.23
500  CONTINUE
C
      STOP
      END
C *****8
C * SOUS PROGRAMME POUR LE CALCUL DE LA PROBA D'ERREUR EN PRESENCE DE*
C * D'EVANOUISSEMENTS SEMBLABLE A MODL28 MAIS SANS LINEARISEUR *
C * DANS LA STATION TEFBIENNE *
      SUBROUTINE MODL29
      COMPLEX DATA(2048),TF1(2048),TF2(2048),TF3(2048),TF4(2048)
      COMPLEX DATA1(2048),TF5(2048),TF6(2048)
      DIMENSION PEI(25),EBNO(25),IPNI(128),IPNQ(128)
      DIMENSION IWK(12),PO(65),IPNI1(128),IPNQ1(128)
      DIMENSION XARFAY(27),YARFAY(27)
      REAL MC, MP, MP1,MP2,MP3
      COMMON DATA,TF1,TF2,TF3,TF4,TF5,TF6,DATA1
      COMMON IPNI,IPNQ,IPNI1,IPNQ1,PO
      COMMON /RECUL/ BAKOFF, BAKOFH

      INITIALIZE PROGRAM.

      DATA NSNP,NSYMB/25,127/
      DATA PAUD,LSAMPL,NEUNS,LDIM/60.,16,16,2048/
      DATA FBW1,FBW2,FBW3,FBW4/30.0,30.0,40.0,40.0/
      DATA ALPHA1,ALPHA2,ALPHA3,ALPHA4 /0.4,0.4,0.1,0.1/
      DATA FOF,FOF1,FOF2 /0.0,80.0,-80.0/
      DATA NFILTF,IOFF /4,0/
      DATA CSHI1,CSHI2/1.7,3.14/
      DATA ITSH1,ITSH2/0,0/
      DATA AT1,AT2/-0.,-0./
      DO 500 KRECUL = 1,4
      IF (KRECUL.EQ. 1) BAKOFF = 0.0
      IF (KRECUL.EQ. 2) BAKOFF = 0.0
      IF (KRECUL.EQ. 2) AT1 = - 4.0
      IF (KRECUL.EQ. 2) AT2 = - 4.0
      IF (KRECUL.EQ. 3) BAKOFF = 0.0
      IF (KRECUL.EQ. 3) AT1 = - 8.0
      IF (KRECUL.EQ. 3) AT2 = - 8.0
      IF (KRECUL.EQ. 4) BAKOFF = 0.0
      IF (KRECUL.EQ. 4) AT1 = -12.0
      IF (KRECUL.EQ. 4) AT2 = -12.0
      DO 500 KM = 1,NEUNS
      SSS1 = FLOAT (ITSH1) / (16. * 0.06)
      SSS2 = FLOAT (ITSH2) / (16. * 0.06)
      ITSHI1 = ITSH1 + 672
      ITSHI2 = ITSH2 + 1344
      OFF = FLOAT (IOFF) /FLOAT (LSAMPL)
      END OF INITIALIZATION.

      PRINT 1

```

```

1  FORMAT(5X,'SIMULATION OF LINEAR. 4-PSK, EXPERIMENT #X',/)
   WRITE (6,4)
4  FORMAT(5X,'TYPE OF FILTERS=NYQUIST TYPE FILTERS ')
   WRITE(6,5) FBW1,FBW2
5  FORMAT(/5X,'FBW1=',F5.1,'FBW2=',F5.1/)
   WRITE (6,6) BAUD,LSAMPL
6  FORMAT(5X,'BAUD=',F7.2,'    LSAMPL=',I4,/)

C
C  START OF COMPUTATIONS.
   SBANDW=BAUD*LSAMPL
C
C    CANAL PRINCIPAL
   CALL PCOSGD (SBANDW,FBW1,TF1,ALPHA1,LDIM)
   CALL LOAD4P (DATA,IPN1,IPN0,LSAMPL,LDIM,IOFF)
   CALL FILT11 (DATA,TF1,LDIM)
   CALL POWER1 (DATA,LDIM,MP)
C
C   CALL LRZBB3 (DATA,LDIM,BAKOFH,MP)
C
C   CALL HPAS (DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
   CALL HPA (DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP)
   CALL PHASE (DATA,PSHIFT,LDIM)
C
C    CANAL PRINCIPAL MUX DU SAT
   CALL PCS3GD (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM,FOF)
   CALL FILT11 (DATA,TF3,LDIM)
C
C    PUISSANCE DU CANAL PRINCIPAL AVANT LA 2E NONLIN
   CALL PCWEFS (DATA,LDIM,MC,PF)
C
C    PUISSANCE DE LA PORTEUSE APRES LA NONLIN SANS INTER
C    VOIE PARALLELE SERVANT A CALCULER LE C/I
C    AU DETECTEUR DE SEUIL
   DO 10 I = 1,LDIM
10  DATA1 (I) = DATA (I)
   CALL HLIH (DATA1,LDIM)
   CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP1)
   CALL TWT2 (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT2,MP1)
C
C    FILTRAGE AU MUX DE SORTIE
   CALL PCOS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
   CALL FILT11 (DATA1,TF3,LDIM)
C
C    FILTRAGE AU FILTRE DE RX
   CALL PCS1GD (SBANDW,FBW1,TF3,ALPHA1,LDIM)
   CALL FILT11 (DATA1,TF3,LDIM)
   CALL POWER1 (DATA1,LDIM,WRMS)
C
C    CANAL ADJACENT # 1
   CALL LOAD4P (DATA1,IPN11,IPN01,LSAMPL,LDIM,IOFF)
   CALL PCOSGD (SBANDW,FBW1,TF4,ALPHA1,LDIM)
   CALL FILT11 (DATA1,TF4,LDIM)
   CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP2)
C
C   CALL LRZBB3 (DATA1,LDIM,BAKOFH,MP2)
C
C   CALL HPAS (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
   CALL HPA (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP2)
   CALL PCS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,C.O)
   CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF1,SBANDW)
   CALL ATT (DATA1,AT1,LDIM)
   CALL PHASE (DATA1,CSH11,LDIM)
   CALL TIME (DATA1,ITSH11,LDIM)
   CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP1,PF1)
   DO 20 I = 1,LDIM

```

```

DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
20      CONTINUE
C      CANAL ADJACENT # 2
CALL LOAD4P (DATA1,IPNI1,IPNQ1,LSAMPL,LDIM,IOFF)
CALL ECOSGD (SBANDW,FBW1,TF6,ALPHA1,LDIM)
CALL FILT11 (DATA1,TF6,LDIM)
CALL POWER1 (DATA1,LDIM,MP3)
C      CALL LPZBB3 (DATA1,LDIM,BAKOFH,MP3)
C      CALL HPAS (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT)
CALL HPA (DATA1,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP3)
CALL RCS3GD (SBANDW,FBW3,TF5,ALPHA3,LDIM,C.0)
CALL MIXFIL (DATA1,TF5,LDIM,FOF2,SBANDW)
CALL ATT (DATA1,AT2,LDIM)
CALL PHASE (DATA1,CSHI2,LDIM)
CALL TIME (DATA1,ITSH1,LDIM)
CALL POWERS (DATA1,LDIM,AP2,PF2)
DO 30 I = 1,LDIM
DATA (I) = DATA (I) + DATA1 (I)
30      CONTINUE
C      PASSAGE DANS TWT ET LE FILTRE MUX DE SORTIE
CALL HLIM (DATA,LDIM)
CALL TWT2 (DATA,LDIM,BAKOFT,PSHIFT,MP1)
CALL PHASE (DATA,PSHIFT,LDIM)
CALL RCOS2 (SBANDW,FBW3,TF3,ALPHA3,LDIM)
CALL FILT11 (DATA,TF3,LDIM)
C      CALCUL DE LA PROBA D'EPFEUR
CALL FCS1GD (SBANDW,FBW1,TF2,ALPHA1,LDIM)
CALL NBW (TF2,LDIM,SBANDW)
CALL FBIT (DATA,BAUD,LDIM)
C      CALL HHGG (TF2,PNOISE,LSAMPL,LDIM,SBANDW)
C      CALL ENEGY (DATA,EB,BAUD)
CALL FILT11 (DATA,TF2,LDIM)
C      CALCUL DE C+I ET DE C/I APRES LE FILTRE DE FX
C
CALL POWER1 (DATA,LDIM,PSCSI)
CSI = ABS ( (PSCSI / WFMS) - 1.0)
CSI = 10.0 * ALOG10 (1. / CSI)
WRITE (6,50) CSI
50      FORMAT (1X,'CSI=',F8.2)
ACI1 = 10. * ALOG10 (MC / AP1)
N = 1
ACI2 = 10. * ALOG10 (MC / AP2)
WRITE (6,3) N,FOF1,CSHI1,SSS1,AT1,ACI1,PF1
N=2
WRITE (6,3) N,FOF2,CSHI2,SSS2,AT2,ACI2,PF2
3      FORMAT (///,2X,'CHANNEL',I1,'CHARACTERISTICS',///,2X,
# 'OFFSET FREQ.: ',F7.1,' MHZ ', ' OFFSET PHASE ',F6.3,' RAD',
# '/ TIME OFFSET: ',F6.2,' NS ATTENUATION: ',F5.1,' DB ',
# '/ CARRIER TO INTERFERENCE RAT.: ',F5.1,' DB ', 'PF: ',F5.1,
# ' DB ')
CALL DCOD4M (DATA,LSAMPL,IPNI,IPNQ,NSYMB,IOFF)
ITSH1 = ITSH1 - 1
ITSH2 = ITSH2 + 1
CSHI1 = CSHI1 + 0.11

```

```

      CSHI2 = CSHI2 + 0.23
500  CONTINUE
C
      STOP
      END
C*****
C SIGNAL ATTENUATION
C*****
      SUBROUTINE ATT(DATA,AT,LDIM)
      COMPLEX DATA(1)
      ATT=10.**(-AT/20.)
      DO 10 I=1,LDIM
      DATA(I)=DATA(I)*ATT
-10  CONTINUE
      RETURN
      END
C *****
C * SOUS PROGRAMME MODIFIE DE DCOD4S UTILISANT UNE RECHERCHE DE *
C * MINIMA PLUS ASTUCIEUSE *
C *****
      SUBROUTINE DCOD4M(DATA,LSAMPL,IPNI,IPNQ,NSYMB,IOFF)
      DIMENSION IPNI(1),IPNQ(1),CF(2048)
      COMPLEX DATA(1),AMP
      COMMON /BER/ EBNO,EB,BBRUIT,MAX,OFFSFT,TOL,XMIN
      NERROR=0
      IF(IOFF.EQ.0) GO TO 30
      DO 10 I=1,2048
10  CF(I)=AIMAG(DATA(I))
      DO 20 I=1,2048
      L=I-IOFF
      IF(L.LE.0) L=L+2048
20  DATA(I)=CMPLX(REAL(DATA(I)),CF(L))
C      RECHERCHE D'UN MINIMA GROSSIER
30  CALL CHFCHE(DATA)
C      RECHERCHE D'UN MINIMA PLUS FIN
      CALL SYNC1(DATA)
C
      DO 100 I = 1,NSYMB
      POINT = XMIN + FLOAT((I-1) * 16)
      CALL COURBE(DATA,POINT,AXBAP,AYBAP)
      INDEXX = 0
      IF (SIGN(1.,AXBAP).NE.IPNI(I)) INDEXX = 1
      INDEXY = 0
      IF (SIGN(1.,AYBAP).NE.IPNQ(I)) INDEXY = 1
      IF ((INDEXX.EQ.1).OR.(INDEXY.EQ.1)) NERROR=NERROR+1
100  CONTINUE
      PEMIN = F(XMIN,DATA,P2,IP3,IP4,IP5)
      PEMIN = PEMIN * (1.0E-5)
      WRITE(6,150) EBNO,PEMIN,NERROR
150  FORMAT(2X,'EBNO=',F8.1,10X,'PE=',E13.6,10X,'ERREURS=',I8)
      RETURN
      END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR FAIRE LE CALCUL DE L'ENERGIE MOYENNE *

```

```

C * PAP BIT DE LA SUITE QUI ARRIVE
C *****
SUBROUTINE EBIT (DATA,BAUD,LDIM)
COMPLEX DATA (1)
COMMON /BER/ EBNC,EB,BBPUIT,MAX,OFFSET,TOL,XMIN
WATTS = 0.0
DO 10 I = 1,LDIM
    WATTS = WATTS + ( ( CABS (DATA (I) ) ) ** 2)
10    CONTINUE
WATTS = WATTS / FLOAT (LDIM)

C
C WATTS EST LA PUISSANCE RMS DU SIGNAL RECU
C LE EB DST CETTE PUISSANCE MULTIPLIEE PAR LA DUREE
C D'UN BIT. DUREE D'UN BIT = 1/2 DUREE D'UN SYMB
C
EB = WATTS / (2. * BAUD )
RETURN
END

C*****
C THE FOLLOWING SUBROUTINE PERFORMS THE FILTERING
C PROCESS ON THE DATA SEQUENCE.
C FILTRAGE POUR DES DONNEES DE DIMENSION 2048
C IF 2 ** 11
C ET POUR SEULEMENT CETTE DIMENSION
C*****
C
SUBROUTINE FILT11 (SIGNAL,TF,LDIM)
COMPLEX SIGNAL (1),TF (1)
DIMENSION IWK (12)
CALL FFT2C (SIGNAL,11,IWK)
DO 1 I = 1,LDIM
1 SIGNAL (I) = CONJG (SIGNAL (I) * TF (I))
CALL FFT2C (SIGNAL,11,IWK)
DO 2 I = 1,LDIM
2 SIGNAL (I) = CONJG (SIGNAL (I) ) / FLOAT (LDIM)
RETURN
END

C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR SIMULER UN LIMITEUR DUF
C *****
SUBROUTINE HLIM (DATA,LDIM)
COMPLEX DATA (1)
DO 10 I = 1,LDIM
    DATA (I) = DATA (I) / CABS (DATA (I))
10 CONTINUE
RETURN
END

C *****
C * CE SOUS PROGRAMME CALCULE LA TRANSFORMATION DU SIGNAL APRES
C * PASSAGE DANS UN HPA DU TYPE DE CELUI UTILISE DANS LES STATIONS
C * TEFRIENNES POUR COMMUNIQUER AVEC LE SAT INTELSAT5
C *****
SUBROUTINE HPA (DATA,LDIM,BAKOFF,PSHIFT,MP2)
COMPLEX DATA (1)

```

```

FEAL MP2
DATA ZPMAX ,ZQMAX,VMAX,VO/1.068,0.928,1.414,1./
DATA A1,A3,A5,A7,A9,A11,A13,A15,A17/1.916288,-9.358132E-1,
$1.942392E-1,-2.832262E-2,1.840305E-2,-4.282407E-3,0.0,0.0,0.0/
DATA B1,B3,B5,B7,B9,B11,B13,B15,B17/-5.9659E-2,1.907669,
$-1.846724,8.615552E-1,-1.990954E-1,1.815157E-2,0.0,0.0,0.0/
P(X) = ((((((A17*X**2+A15)*X**2+A13)*X**2+A11)*X**2+A9)*
$X**2+A7)*X**2+A5)*X**2+A3)*X**2+A1
ZP(X) = P(X) * X
Q(X) = ((((((B17*X**2+B15)*X**2+B13)*X**2+B11)*X**2+B9)*
$X**2+B7)*X**2+B5)*X**2+B3)*X**2+B1
ZQ(X) = Q(X) * X
Z(X) = SQRT (ZP(X)**2+ZQ(X)**2)
TWTIN = VO * 10. **(-BAKOFF/20.)
TWTOUT= Z (TWTIN)
PSHIFT= ATAN (ZQ(TWTIN*1.414)/ZP(TWTIN*1.414))
C WRITE (6,2) TWTIN,TWTOUT,PSHIFT
2 FORMAT (5X,'TWTIN=',F10.6,' TWTOUT=',F10.6,' PSHIFT=',F10.6,/)
FNOFMI = TWTIN/SQRT(MP2)
DO 10 I = 1 , LDIM
DATA (I) = DATA(I) * FNOFMI
10 CONTINUE
CALL POWER1 (DATA,LDIM,MPN)
C WRITE (6,20) MPN
C20 FORMAT (10X,F15.6)
DO 30 I = 1,LDIM
X = REAL (DATA(I))
Y = AIMAG (DATA(I))
R = SQRT (X**2 + Y**2)
IF (R .GT. VMAX) GOTO 25
DATA (I) = CMPLX (P(R)*X-Q(R)*Y,P(R)*Y+Q(R)*X)
DATA (I) = DATA (I)
GO TO 30
C25 WRITE (6,26) R
C26 FORMAT (10X,F15.8)
25 DATA (I) = CMPLX(ZPMAX*X-ZQMAX*Y,ZQMAX*X+ZPMAX*Y)/R
DATA (I) = DATA (I)
30 CONTINUE
RETURN
END
C *****
C * SOUS PROGRAMME DE NONLINEARITE DE STATION TFFRIENNE *
C * MODIFIE LE 3 JUIN POUR ENLEVER LA NORMALISATION DES *
C * DONNEES D'ENTREES AVANT LE PASSAGE DANS LA NONLINEARITE*
C *****
SUBROUTINE HPAS (DATA,LDIM,BAKOFF,PSHIFT)
COMPLEX DATA(1)
REAL MP1
DATA ZPMAX,ZQMAX,VMAX,VO/1.068,0.928,1.414,1./
DATA A1,A3,A5,A7,A9,A11,A13,A15,A17/1.916288,-9.358132E-1,
#1.942392E-1,-2.832262E-2,1.840305E-2,-4.282407E-3,0.0,0.0,0.0/
DATA B1,B3,B5,B7,B9,B11,B13,B15,B17/-5.9659E-2,1.907669,
#-1.846724,8.615552E-1,-1.990954E-1,1.815157E-2,0.0,0.0,0.0/
P(X) = ((((((A17*X**2+A15)*X**2+A13)*X**2+A11)*X**2+A9)*

```

```

      *X**2+A7)*X**2+A5)*X**2+A3)*X**2+A1
      ZP(X)=P(X)*X
      Q(X)=((((((B17*X**2+B15)*X**2+B13)*X**2+B11)*X**2+B9)*
      *X**2+B7)*X**2+B5)*X**2+B3)*X**2+B1
      ZQ(X)=Q(X)*X
      Z(X)=SQRT(ZP(X)**2+ZQ(X)**2)
      TWTIN=VO*10.**(-BAKOFF/20.)
      TWTOUT=Z(TWTIN)
      PSHIFT=ATAN(ZQ(TWTIN*1.414)/ZP(TWTIN*1.414))
C      WRITE (6,2) TWTIN,TWTOUT,PSHIFT
      2  FORMAT(5X,'TWTIN=',F10.6,' ' TWTOUT=',F10.6,'  PSHIFT=',F10.6,/)
C      FNORMI=TWTIN/SQRT(MPI)
      DO 11 I=1,LDIM
C      DATA(I)=DATA(I)*FNORMI
      11  CONTINUE
      DO 10 I=1,LDIM
      DATA(I)=DATA(I)
      X=REAL(DATA(I))
      Y=AIMAG(DATA(I))
      F=SQRT(X**2+Y**2)
      IF(R.GT.VMAX) GOTO 12
      DATA(I)=CMPLX(P(F)*X-Q(F)*Y,P(F)*Y+Q(F)*X)
      DATA(I)=DATA(I)
      GO TO 10
      12  DATA(I)=CMPLX(ZPMAX*X-ZQMAX*Y,ZQMAX*X+ZPMAX*Y)/R
      DATA(I)=DATA(I)
      10  CONTINUE
      RETURN
      END
      SUBROUTINE LOAD4P(DATA,IPNI,IPNQ,LSAMPL,LDIM,IOFF)
      COMPLEX DATA(1)
      DIMENSION NX(7),NY(7),IPNI(1),IPNQ(1),CF(2048),P(48)
      DATA NX(1),NX(2),NX(3),NX(4),NX(5),NX(6),NX(7)/-1,-1,-1,
      *-1,-1,-1,-1/
      DATA NY(1),NY(2),NY(3),NY(4),NY(5),NY(6),NY(7)/-1,-1,1,
      *1,1,1,-1/
      DATA JLAST,JTAP/7,1/
      KKK=2**JLAST
      I=0
      DO 1 K=1,KKK
      IF (I.EQ.JLAST) I=0
      I=I+1
      J=I-JTAP
      IF (I.LE.JTAP) J=J+JLAST
      NX(I)=NX(J)*NX(I)
      NY(I)=NY(J)*NY(I)
      IPNI(K)=NX(I)
      1  IPNQ(K)=NY(I)
      CALL PULSE1(P,LSAMPL)
      DO 2 I=1,KKK
      J1=(I-1)*LSAMPL+1
      J2=I*LSAMPL
      J=0
      DO 3 L=J1,J2

```

```

J=J+1
L1=I-1
L2=I+1
PR=FLOAT(IPNI(I))*P(16+J)
PQ=FLOAT(IPNQ(I))*P(16+J)
IF(I.EQ.1) L1=KKK
PR=PR+FLOAT(IPNI(L1))*P(32+J)
PQ=PQ+FLOAT(IPNQ(L1))*P(32+J)
IF(I.EQ.KKK) L2=1
PR=PR+FLOAT(IPNI(L2))*P(J)
PQ=PQ+FLOAT(IPNQ(L2))*P(J)
DATA(L)=CMPLX(PR,0.)
CF(L)=PQ
3 CONTINUE
2 CONTINUE
DO 4 I=1,LDIM
L=I+IOFF
IF(L.GT.LDIM) L=L-LDIM
4 DATA(I)=DATA(I)+CMPLX(0.,OF(L))
RETURN
END

C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR LA LINEARISATION EN BANDE DE BASE *
C *****
SUBROUTINE LRZBB3 (SIGNAL,LDIM,BAKOFF,PM)
COMPLEX SIGNAL (1) , DATA (1)
DATA VO /1./
C PM EST LA PUISSANCE MOYENNE
TWTIN.= VO * ( 10. ** (-BAKOFF/20.) )
FNORMI = TWTIN / SQRT (PM)
DO 10 I = 1,LDIM
SIGNAL (I) = SIGNAL (I) * FNORMI
10 CONTINUE
DO 100 I = 1,LDIM
C PUISSANCE DE L'ECHANTILLON
DATA (1) = SIGNAL (I)
CALL POWER1 (DATA,1,PSIGNL)
ATT = ENVLPE (PSIGNL)
C
30 WRITE (6,30) PSIGNL,ATT
FORMAT (6X,2F10.2)
C PREDISTORTION DE L'ENVELOPPE
SIGNAL (I) = SIGNAL (I) * ATT
DATA (1) = SIGNAL (I)
CALL POWER1 (DATA,1,PSIGNL)
ANGLE = TOUFN1 (PSIGNL)
C
40 WRITE (6,40) PSIGNL,ATT,ANGLE
FORMAT (5X,'PSIGNL=',F8.4,2X,'ATT=',F8.4,2X,'ANGLE=',F8.4)
ENPHAZ = REAL (SIGNAL (I))
QUADTF = AIMAG (SIGNAL (I))
PHAZAV = ATAN2 (QUADTF,ENPHAZ)
C PARTIE EN PHASE P ET EN QUAD Q APRES ROT
P = (ENPHAZ * COS (ANGLE)) - (QUADTF * SIN (ANGLE))
Q = (QUADTF * COS (ANGLE)) + (ENPHAZ * SIN (ANGLE))
SIGNAL (I) = CMPLX (P,Q)

```

```

      PHAZAP = ATAN2 (Q,P)
      DATA (1) = SIGNAL (I)
      CALL POWER1 (DATA,1,PROT)
      WRITE (6,50) PHAZAV,PHAZAP,PSIGNL,ANGLE
50    FORMAT (5X,'PHAZAV=',F8.3,2X,'PHAZAP=',F8.3,
      S    'PSIGNL=',F8.3,2X,'ANGLE=',F8.3)
100   CONTINUE

      RETURN
      END

```

```

C *****
C * SOUS PROG POUR FILTER DES SIGNAUX QUI PEUVENT ETRE DECALES *
C * PAF PAPPOT A LA FREQUENCE CENTRALE DU FILTER *
C * VALABLE POUR DES DIMENSIONS DE 2048 SEULEMENT *
C *****

```

```

      SUBROUTINE MIXFIL (SIGNAL,TF,LDIM,FOF,SBANDW)
      COMPLEX SIGNAL(1) , TF(1)
      DIMENSION IWK (12)
      CALL FFT2C (SIGNAL,11,IWK)
      IFOF=IFIX(FOF*FLOAT(LDIM)/SBANDW)
      IF (IFOF.EQ.0) GO TO 100
      IF (IFOF.LT.0) GO TO 50
      DO 25 K=1,IFOF
      XX=SIGNAL(LDIM)
      JJ=LDIM-1
      DO 30 I=1,JJ
      SIGNAL(LDIM+1-I)=SIGNAL(LDIM-I)
30    CONTINUE
      SIGNAL(1)=XX
25    CONTINUE
      GO TO 100
50    IFOF=-IFOF
      JJ=LDIM-1
      DO 70 K=1,IFOF
      XX=SIGNAL(1)
      DO 60 I=1,JJ
      SIGNAL(I)=SIGNAL(I+1)
60    CONTINUE
      SIGNAL(LDIM)=XX
70    CONTINUE
100   DO 120 I = 1,LDIM
120   SIGNAL (I) = CONJG (SIGNAL (I) * TF(I))
      CALL FFT2C (SIGNAL,11,IWK)
      DO 150 I = 1,LDIM
150   SIGNAL (I) = CONJG (SIGNAL (I)) / FLOAT (LDIM)
      FFTURN
      END

```

```

C *****
C * SOUSPROGRAMME POUR FAIRE LE CALCUL DE LA LARGEUR DE BRUIT EN BANDE *
C * DE PASSANTE D'UN FILTER . POUR TROUVER LA PUISSANCE DE BRUIT A *
C * LA SORTIE DU FILTER ON MULTIPLIE LA QUANTITE DE BRUIT PAR LA DENSITE *
C *****

```

```

      SUBROUTINE NBW (TF,LDIM,SBANDW)
      COMPLEX TF(1)
      COMMON /BER/ EBNO,EB,EBRUIT,MAX,OFFSET,TCL,XMIN

```

```

SOMME = 0.0
DO 10 I = 1,LDIM
    SOMME = SOMME + ( ( CABS (TF (I)) ) ** 2)
10    CONTINUE
BBRUIT = (SOMME * SBANDW ) / FLOAT (LDIM)
RETURN
END

C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR SYNCHRONISER UN HPA DU MODELE FAIT PAR
C * L'UNIVERSITE MC MASTER
C *****

SUBROUTINE PHASE (DATA,PSHIFT,LDIM)
COMPLEX EPS , DATA (1)
EPS = CMPLX ( COS (PSHIFT) , - SIN (PSHIFT) )
DO 10 I=1,LDIM
    DATA (I) = DATA (I) * EPS
10    CONTINUE
RETURN
END

C*****
C CALCULATION OF MEAN POWER AND PEAK FACTOR
C*****
SUBROUTINE POWERS (DATA,LDIM,MP,PF)
COMPLEX DATA (1)
REAL MP
PF=0.
MP=0.0
DO 10 I=1,LDIM
    MP=MP+((CABS (DATA (I)))**2.)
    IF (PF.LT.CABS (DATA (I))) PF= CABS (DATA (I))
10    CONTINUE
MP=MP/FLOAT (LDIM) /2.
PF=(PF**2.) /MP
PF=10.*ALOG10 (PF)
RETURN
END

C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR LE CALCUL DE LA PUISSANCE REQUIS PAR LE
C * SOUSPROGRAMME TWT POUR LA NONLINEARITE DE INTELSAT 5
C *****

SUBROUTINE POWER1 (DATA,LDIM,MP)
COMPLEX DATA (1)
REAL MP
MP = 0.0
DO 10 I = 1,LDIM
    MP = MP + ((CABS (DATA (I)))**2 )
10    CONTINUE
MP = MP / FLOAT (LDIM) /2.
C    WRITE (6,20) MP
C20    FORMAT (15X,F15.6)
RETURN
END

C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR ENGENDRE LA FN DE TFF D'UN FILTRE COS

```

```

C * RELEVE RADICAL ALPHA AVEC CORRECTION X/SINX
C * UN TEMPS DE GROUPE REALISTE EST INCLU DANS LE CALCUL
C *****
      SUBROUTINE RCOSGD (SBANDW,FBANDW,TF,ALPHA,LDIM)
        COMPLEX TF(1)
        NO=LDIM/2
        NO1=NO+1
        IF (ALPHA.EQ.0) ALPHA=0.0001
        FN=LDIM*(FBANDW/SBANDW)
        F1=(1.-ALPHA)*FN
        F2=(1.+ALPHA)*FN
        IFN=IFIX(FN)
        IF1=IFIX(F1)+1
        IF2=IFIX(F2)+1
        A1=3.141516/(2.*FLOAT(IFN))
        DO 8 I=2,IF1
          TF(I)=CMPLX(1.0,0.0)
          J=I-1
          A2=(FLOAT(J)*A1)/(SIN(FLOAT(J)*A1))
          TF(I)=CMPLX(A2,0.0)
6      CONTINUE
        JK=IF1+1
        DO 9 J=JK,IF2
          I=J-1
          A3=(FLOAT(I)*A1)/(SIN(FLOAT(I)*A1))
          A=(3.141516/(2.0*ALPHA))*((FLOAT(I)/FLOAT(IFN))-1.)
          TF(J)=CMPLX(SQRT(0.5*(1.0-SIN(A))),0.0)
          TF(J)=TF(J)*CMPLX(A3,0.0)
9      CONTINUE
        JH=IF2+1
        DO 10 I=JH,NO1
          TF(I)=CMPLX(0.0,0.0)
10     CONTINUE
          DO 20 I=1,NO1
            AI=FLOAT(I)*(SBANDW/FLOAT(LDIM))
            PHI=(-3.141516/(10.**5.))*(AI**3)*.143
            TF(I)=TF(I)*CMPLX(COS(PHI),SIN(PHI))
20     CONTINUE
          NO2=NO1+1
          DO 5 I=NO2,LDIM
            TF(I)=CONJG(TF(LDIM+2-I))
5      CONTINUE
        RETURN
      END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR ENGENDRER LA FN DE TFF D'UN FILTRE COSINUS
C * RELEVE RADICAL ALPHA SANS CORRECTION D'AMPLITUDE
C * UN TEMPS DE GROUPE FST INCLU
C *****
      SUBROUTINE RCS1GD (SBANDW,FBANDW,TF,ALPHA,LDIM)
        COMPLEX TF(1)
        NO=LDIM/2
        NO1=NO+1
        IF (ALPHA.EQ.0) ALPHA=0.0001

```

```

      FN=LDIM*(FBANDW/SBANDW)
      F1=(1.-ALPHA)*FN
      F2=(1.+ALPHA)*FN
      IFN=IFIX(FN)
      IF1=IFIX(F1)+1
      IF2=IFIX(F2)+1
      A1=3.141516/(2.*FLOAT(IFN))
      DO 8 I=2,IF1
        TF(I)=CMPLX(1.0,0.0)
        J=I-1
        TF(J)=CMPLX(1.,0.0)
      8 CONTINUE
      JK=IF1+1
      DO 9 J=JK,IF2
        I=J-1
        A=(3.141516/(2.0*ALPHA))*((FLOAT(I)/FLOAT(IFN))-1.)
        TF(J)=CMPLX(SQRT(0.5*(1.0-SIN(A))),0.0)
      9 CONTINUE
      JH=IF2+1
      DO 10 I=JH,NO1
        TF(I)=CMPLX(0.0,0.0)
      10 CONTINUE
      DO 20 I=1,NO1
        AI=FLOAT(I)*(SBANDW/FLOAT(LDIM))
        PHI=(-3.141516/(10.**5.))*(AI**3.)*.143
        TF(I)=TF(I)*CMPLX(COS(PHI),SIN(PHI))
      20 CONTINUE
      NO2=NO1+1
      DO 5 I=NO2,LDIM
        TF(I)=CONJG(TF(LDIM+2-I))
      5 CONTINUE
      RETURN
      END

```

```

C*****
C
C   RAISED COSINE FILTER WITH ARBITRARY ALPHA
C   COS PELEVE COMPLET AVEC TEMPS DE GROUPE DIM 2048 MAX
C   FILTRE PE SORTIE DU TRANSPONDEUR (MUX DE SORTIE)
C*****

```

```

      SUBROUTINE RCCS2(SBANDW,FBANDW,TF,ALPHA,LDIM)
      COMPLEX TF(1)
      NO=LDIM/2
      NO1=NO+1
      IF (ALPHA.EQ.0) ALPHA=0.0001
      FN=LDIM*(FBANDW/SBANDW)
      F1=(1.-ALPHA)*FN
      F2=(1.+ALPHA)*FN
      IFN=IFIX(FN)
      IF1=IFIX(F1)+1
      IF2=IFIX(F2)+1
      A1=3.141516/(2.*FLOAT(IFN))
      DO 8 I=2,IF1
        TF(I)=CMPLX(1.0,0.0)
        J=I-1

```

```

      TF(I)=CMPLX(1.,0.0)
8  CONTINUE
      JK=IF1+1
      DO 9 J=JK,IF2
        I=J-1
        A=(3.141516/(2.0*ALPHA))*((FLOAT(I)/FLOAT(IFN))-1.)
        TF(J)=CMPLX((0.5*(1.0-SIN(A))),0.0)
9  CONTINUE
      JH=IF2+1
      DO 10 I=JH,NO1
        TF(I)=CMPLX(0.0,0.0)
10 CONTINUE
        DO 20 I=1,NO1
          AI=FLOAT(I)*(960./2048.)
          PHI=(-3.141516/(10.**5.))*(AI**3.)*.667*0.75
          TF(I)=TF(I)*CMPLX(COS(PHI),SIN(PHI))
20 CONTINUE
        NO2=NO1+1
        DO 5 I=NO2,LDIM
          TF(I)=CONJG(TF(LDIM+2-I))
5  CONTINUE
      RETURN
      END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR ENGENDRE LA FONCTION DE TRANSFER D'UN FILTRE *
C * COS RELEVÉ COMPLET AVEC UN TEMPS DE GROUPE INCLU DOIT ÊTRE *
C * UTILISÉ POUR SIMULER LE MUX D'ENTRÉE DU SATELLITE *
C *****
      SUBROUTINE PCSBGD(SBANDW,FBANDW,TF,ALPHA,LDIM,FOF)
        COMPLEX TF(1)
        NO=LDIM/2
        NO1=NO+1
        IF (ALPHA.EQ.0) ALPHA=0.0001
        FN=LDIM*(FBANDW/SBANDW)
        F1=(1.-ALPHA)*FN
        F2=(1.+ALPHA)*FN
        IFN=IFIX(FN)
        IF1=IFIX(F1)+1
        IF2=IFIX(F2)+1
        A1=3.141516/(2.*FLOAT(IFN))
        DO 8 I=2,IF1
          TF(I)=CMPLX(1.0,0.0)
          J=I-1
          TF(I)=CMPLX(1.,0.0)
8  CONTINUE
          JK=IF1+1
          DO 9 J=JK,IF2
            I=J-1
            A=(3.141516/(2.0*ALPHA))*((FLOAT(I)/FLOAT(IFN))-1.)
            TF(J)=CMPLX((0.5*(1.0-SIN(A))),0.0)
9  CONTINUE
          JH=IF2+1
          DO 10 I=JH,NO1
            TF(I)=CMPLX(0.0,0.0)

```

```

10 CONTINUE
      DO 20 I=1,NO1
        AI=FLOAT(I)*(SBANDW/FLOAT(LDIM))
        PHI=(-3.141516/(10.**5.))*(AI**3.)*0.75
        TF(I)=TF(I)*CMPLX(COS(PHI),SIN(PHI))
20    CONTINUE
      NC2=NO1+1
      DO 5 I=NC2,LDIM
        TF(I)=CONJG(TF(LDIM+2-I))
5    CONTINUE
      DO 11 I=1,LDIM
        TF(I)=TF(I)*CMPLX(0.4,0.0)
11   CONTINUE
      IFOF=IFIX(FOF*FLOAT(LDIM)/SBANDW)
      IF(IFOF.EQ.0) RETURN
      IF(IFOF.LT.0) GO TO 50
      DO 25 K=1,IFOF
        XX=TF(LDIM)
        JJ=LDIM-1
        DO 30 I=1,JJ
          TF(LDIM+1-I)=TF(LDIM-I)
30    CONTINUE
        TF(1)=XX
25    CONTINUE
      RETURN
50   IFOF=-IFOF
      JJ=LDIM-1
      DO 70 K=1,IFOF
        XX=TF(1)
        DO 60 I=1,JJ
          TF(I)=TF(I+1)
60    CONTINUE
        TF(LDIM)=XX
70    CONTINUE
      RETURN
      END
C *****
C * CE SOUS PROGRAMME SAUVE LES VALEURS INITIALES *
C * DU REGISTRE A DECALAGE DANS UN COMMON NOMME *
C * SAVED LFS SIMULATIONS UTILISERONT AINSI LFS *
C * DONNEES A LEUR ENTREE *
C *****
      SUBROUTINE SAUVE
        LOGICAL REGSTF(20) , REGST1(20) , RFEG(20) , RSIG1(20)
        COMMON /REG/ REGST1
        COMMON /SIG1/ REGSTR
        COMMON /SAVED/ RFEG , RSIG1
        DO 10 I = 1,20
          RFEG(I) = REGST1(I)
          RSIG1(I) = REGSTR(I)
10      CONTINUE
      RETURN
      END
C *****

```

C SIGNAL SHIFTING

C*****

```

SUBROUTINE TIME (DATA,IT,LDIM)
COMPLEX DATA (1),DAT
DO 10 I=1,IT
DAT=DATA(1)
DO 20 J=2,LDIM
DATA(J-1)=DATA(J)
CONTINUE
DATA(LDIM)=DAT
RETURN
END

```

C*****

C * CE SOUS PROGRAMME CALCULE LA TRANSFORMATION DU SIGNAL APRES *

C * PASSAGE DANS UNE NONLINEARITE COMME DANS LE SATELLITE INTELSAT *

C * 5, SOURCE : UNIV MC MASTER MODIFIE PAR DR APUNACHALAM *

C * NB IL EST ENTENDU QU'IL S'AGIT DE LA NONLINEARITE UTILISEE A *

C * BOFD DU SATELLITE *

C*****

```

SUBROUTINE TWT2 (DATA,LDIM,BAKOFF,PSHIFT,MP2)
COMPLEX DATA (1)
REAL MP2, MP0
DATA ZFMAX,ZQMAX,VMAX,VO/.986,1.017,1.414,1./
DATA A1,A3,A5,A7,A9,A11,A13,A15,A17/2.185509,-1.934083,
S9.807836E-1,-2.313386E-1,1.963255E-2,0.0,0.0,0.0,0.0/
DATA B1,B3,B5,B7,B9,B11,B13,B15,B17/2.641891E-1,1.338875,
S-9.973087E-1,2.675812E-1,-2.400961E-2,0.0,0.0,0.0,0.0/
P(X) = ((((((A17*X**2+A15)*X**2+A13)*X**2+A11)*X**2+A9)*
SX**2+A7)*X**2+A5)*X**2+A3)*X**2+A1
ZP(X) = P(X) * X
Q(X) = ((((((B17*X**2+B15)*X**2+B13)*X**2+B11)*X**2+B9)*
SX**2+B7)*X**2+B5)*X**2+B3)*X**2+B1
ZQ(X) = Q(X) * X
Z(X) = SQRT (ZP(X)**2+ZQ(X)**2)
TWTIN = VO * 10. ** (-BAKOFF/20.)
TWTOUT= Z (TWTIN)
PSHIFT= ATAN (ZQ(TWTIN*1.414)/ZP(TWTIN*1.414))
C WRITE (6,2) TWTIN,TWTOUT,PSHIFT
2 FORMAT (5X,'TWTIN=',F10.6,' TWTOUT=',F10.6,' PSHIFT=',F10.6,/)
FNORMI = TWTIN/SQRT(MP2)
DO 10 I = 1, LDIM
DATA (I) = DATA (I) * FNORMI
CONTINUE
10 CALL PCWER1 (DATA,LDIM,MPN)
C WRITE (6,20) MPN
20 FORMAT (10X,F15.6)
DO 30 I = 1,LDIM
X = REAL (DATA (I))
Y = AIMAG (DATA (I))
R = SQRT (X**2 + Y**2)
IF (R .GT. VMAX) GOTO 25
DATA (I) = CMPLX (P(R)*X-Q(R)*Y,P(R)*Y+Q(R)*X)
DATA (I) = DATA (I)
GO TO 30

```

```

C25      WRITE (6,26) P
25      CONTINUE
C26      FORMAT (10X,E15.8)
        DATA (I) = CMPLX(ZPMAX*X-ZOMAX*Y,ZOMAX*X+ZPMAX*Y)/F
        DATA (I) = DATA (I)
30      CONTINUE

        RETURN
        END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR FAIRE L'INTERPOLATION LINEAIRE ENTRE 2 POINTS *
C * NOTATION : BETWEEN = (PENTE * PT) + B OU PT EST LE POINT DONT *
C * L'ABSCISSE EST CONNUE *
C *****
      REAL FUNCTION BETWEEN (PT,X1,X2,Y1,Y2)
      PENTE = (Y1-Y2) / (X1-X2)
      B = Y1 - (PENTE * X1)
      BETWEEN = (PENTE * PT) + B
      RETURN
      END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR FAIRE UNE RECHERCHE GROSSEIERE DE LA P(E) *
C * MINIMALE ; LES 15 ECHANTILLONS DE L'OEIL SONT OBSERVES POUR LA *
C * PROBABILITE D'ERREUR MINIMALE *
C *****
      SUBROUTINE CHFCHE (DATA)
      COMPLEX DATA (1)
      COMMON /BER/ EBNO,EB,BBFUIT,MAX,OFFSET,TOL,XMIN
      DO 100 I = 1,15
        XTEST = FLOCAT (I)
        PE = F (XTEST,DATA,P2,IP3,IP4,IP5)
        WRITE (7,170) XTEST , PE
        IF (I .EQ. 1) XMIN = XTEST
        IF (I .EQ. 1) PEMIN = PE
        IF (PE .LT. PEMIN) XMIN = XTEST
        IF (PE .LT. PEMIN) PEMIN = PE
100     CONTINUE
        IF (XMIN .EQ. 1.0) WRITE (7,150)
        IF (XMIN .EQ. 15.0) WRITE (7,160)
        IF ( (XMIN .EQ. 15.0) .OR. (XMIN .EQ. 1.0) ) STOP
C      WRITE (6,170) XMIN , PEMIN
      RETURN
150     FORMAT (5X,'MINIMUM < OU = 1 CALCUL DOIT APPETER')
160     FORMAT (5X,'MINIMUM > OU = 15 CALCUL DOIT APPETER')
170     FORMAT (5X,'MINIMUM GROSSEIER XMIN= ',F8.2,2X,'PEMIN = ',F8.2)
      END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR FAIRE L'INTERPOLATION PAR LA METHODE DE *
C * SPLINE DU TABLEAU COMPLEXE DATA *
C * POINT PEUT PRENDRE VALEUR ENTRE 1 INCLUSIVEMENT ET 16 *
C * EXCLUSIVEMENT *
C *****
      SUBROUTINE COUFE (DATA,POINT,AXBAP,AYBAP)
      COMPLEX DATA (1)
      REAL X (3) , Y (3) , C (2,3)

```

```

COMMON /BEE/ EBNO,EB,FBRUIT,MAX,OFFSET,TOL,XMIN
NBAS = INT (POINT)
IF (NBAS .LT. 1) WRITE (7,110)
IF (NBAS .LT. 1) STOP
IF (NBAS .EQ. 1) Y(1) = PEAL (DATA(1))
IF (NBAS .EQ. 1) Y(2) = REAL (DATA(2))
IF (NBAS .EQ. 1) Y(3) = REAL (DATA(3))
IF (NBAS .EQ. 1) X(1) = FLOAT (1)
IF (NBAS .EQ. 1) X(2) = FLCAT (2)
IF (NBAS .EQ. 1) X(3) = FLCAT (3)
IF (NBAS .EQ. 1) GO TO 20
IF (NBAS .GE. MAX) WRITE (7,100) POINT
IF (NBAS .GE. MAX) STOP
Y(1) = PEAL (DATA (NBAS - 1))
Y(2) = PEAL (DATA (NBAS))
Y(3) = PEAL (DATA (NBAS + 1))
X(1) = FLOAT (NBAS - 1)
X(2) = FLOAT (NBAS)
X(3) = FLOAT (NBAS + 1)
20 CALL ICSCCU (X,Y,3,C,2,IER)
CALL ICSEVU (X,Y,3,C,2,POINT,AXBAR,1,IER)
IF (NBAS .EQ. 1) Y(1) = AIMAG (DATA(1))
IF (NBAS .EQ. 1) Y(2) = AIMAG (DATA(2))
IF (NBAS .EQ. 1) Y(3) = AIMAG (DATA(3))
IF (NBAS .EQ. 1) GO TO 40
Y(1) = AIMAG (DATA (NBAS - 1))
Y(2) = AIMAG (DATA (NBAS))
Y(3) = AIMAG (DATA (NBAS + 1))
X(1) = FLOAT (NBAS - 1)
X(2) = FLCAT (NBAS)
X(3) = FLCAT (NBAS + 1)
40 CALL ICSCCU (X,Y,3,C,2,IER)
CALL ICSEVU (X,Y,3,C,2,POINT,AYBAR,1,IER)
RETURN
100 FORMAT (1X,'LIMITE MAX DEPASSEE POINT=',F10.2)
110 FORMAT (1X,'LIMITE INFERIEURE POUR INTERPOLATION < 1')
END

```

```

C
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR SIMULER UN ELEMENT NONLINEAIRE EN BANDE DE *
C * BASE QUI AJUSTE LA PUISSANCE DE L'ENVELOPPE A LA SORTIE DU MOD *
C *****
REAL FUNCTION ENVLPE (P)
IF (P .GE. 1.0) ENVLPE = 1.0
IF (P .LT. 1.0 .AND. P .GE. 0.9) ENVLPE=BETWEN (P,1.0,0.9,1.0,.73)
IF (P .LT. 0.9 .AND. P .GE. 0.8) ENVLPE=BETWEN (P,.9,.8,.73,.67)
IF (P .LT. 0.8 .AND. P .GE. 0.7) ENVLPE=BETWEN (P,.8,.7,.67,.64)
IF (P .LT. 0.7 .AND. P .GE. 0.6) ENVLPE=BETWEN (P,.7,.6,.64,.62)
IF (P .LT. 0.6 .AND. P .GE. 0.5) ENVLPE=BETWEN (P,.6,.5,.62,.61)
IF (P .LT. 0.5 .AND. P .GE. 0.4) ENVLPE=BETWEN (P,.5,.4,.61,.60)
IF (P .LT. 0.4 .AND. P .GE. 0.3) ENVLPE=BETWEN (P,.4,.3,.60,.58)
IF (P .LT. 0.3 .AND. P .GE. 0.2) ENVLPE=BETWEN (P,.3,.2,.58,.539)
IF (P .LT. 0.2 .AND. P .GE. 0.1) ENVLPE=BETWEN (P,.2,.1,.539,.540)
IF (P .LT. 0.1 .AND. P .GE. .05) ENVLPE=BETWEN (P,.1,.05,.540,.537)

```

```

      IF (P .LT. .05 .AND. P .GE. .01) ENVLPE=BETWEN (P,.05,.01,.537,.529)
      IF (P .LT. .01 .AND. P .GE. 0.0) ENVLPE=BETWEN (P,.01,0.0,.529,.510)
      IF (P .LT. 0.0) WRITE (7,100)
      IF (P .LT. 0.0) STOP
100  FORMAT (1X,'PUISSANCE NEGATIVE ???')
      RETURN
      END
C*****
C * SOUS PROGRAMME F POUR CALCULER LA PROBA D'EFPEUR ETANT *
C * DONNE UNE SYNCHRONISATION ET UN NOMBRE DE SYMPOLES *
C * LIMITES *
C *****
      REAL FUNCTION F (X,DATA,P2,IP3,IP4,IP5)
      COMPLEX DATA (1)
      COMMON /BER/ EBNC,EB,BBPUIT,MAX,OFFSET,TOL,XMIN
      PEI = 0.0
      NSYMB1 = MAX / 16
      DO 100 I = 1,NSYMB1
          POINT = X + FLOAT ((I-1)*16)
          CALL LIGNE (DATA,POINT,AXBAR,AYBAR)
          CALL COURBE (DATA,POINT,AXBAR,AYBAR)
          C          CALCUL DE LA PUISSANCE AU COMPARETEUR
          SIGMA2 = BRUIT * 0.5 * EB * (10.0 ** (-0.1 * EBNC))
          SIGMA = SQRT (SIGMA2)
          ARGMT = (ABS (AXBAR)) / (SIGMA * SQRT (2.))
          IF (ARGMT .GT. 12.) ARGMT = 12.
          EX = (ERFC (ARGMT))/2.
          ARGMT = (ABS (AYBAR)) / (SIGMA * SQRT (2.))
          IF (ARGMT .GT. 12.) ARGMT = 12.
          EY = (ERFC (ARGMT))/2.
          C          MOYENNE DE LA PE POUR TOUT LES SYMB
          PEI = PEI + ((EX + EY)/2.)
100  CONTINUE
      PEI = PEI / FLOAT (NSYMB1)
      F = PEI * (10.0 E+4)
      C      WRITE (7,150) F
150  FORMAT (1X,F10.2)
      RETURN
      END
C*****
C * SOUS PROGRAMME FONCTION CALCULANT LA SYNCHRONISATION OPT *
C * SELON LA METHODE PRESENTE PAR ASSAL DE COMSAT C'EST CETTE *
C * FONCTION QUI DOIT FAIRE L'OBJET D'OPTIMISATION PAR LA *
C * METHODE D'OPTIMISATION DE LA RECHERCHE D'OP *
C *****
      REAL FUNCTION F1 (X,DATA,P2,IP3,IP4,IP5)
      COMPLEX DATA (1)
      COMMON /BER/ EBNC,EB,BBPUIT,MAX,OFFSET,TOL,XMIN
      COMMON /POT/ ASBAR,BSSBAR
      NSYMB = MAX / 16
          C          CALCUL DE LA VAL MOYENNE DU CANAL
          C          EN PHASE ET EN QUADRATURE
      SOMMEQ = 0.0
      SOMMEI = 0.0

```

```

      DO 100 I = 1, NSYMB
        POINT = X + FLOAT ( (I-1) * 16)
        CALL COURBE (DATA, POINT, AXBAR, AYBAR)
        SOMMEI = SOMMEI + (SIGN (1., AXBAR)) * AXBAR
        SOMMEQ = SOMMEQ + (SIGN (1., AYBAR)) * AYBAR
100    CONTINUE
      ASBAR = SOMMEI / FLOAT (NSYMB)
      BSBAR = SOMMEQ / FLOAT (NSYMB)
      SOMMEI = 0.0
      SOMMEQ = 0.0
      SOMME = 0.0

      C
      C      CALCUL DE LA FONCTION SEMBLABLE
      C      AU CENTRE DE GRAVITE
      DO 150 I = 1, NSYMB
        POINT = X + FLOAT ( (I-1) * 16)
        CALL COURBE (DATA, POINT, AXBAR, AYBAR)
        AS = (SIGN (1., AXBAR)) * AXBAR
        BS = (SIGN (1., AYBAR)) * AYBAR
        SOMMEI = SOMMEI + ( (AS - ASBAR) * * 2)
        SOMMEQ = SOMMEQ + ( (BS - BSBAR) * * 2)
        SOMME = SOMME + ( (AS) ** 2) + ( (BS) ** 2)
150    CONTINUE
      SOMMEI = SOMMEI / FLOAT (NSYMB)
      SOMMEQ = SOMMEQ / FLOAT (NSYMB)
      SOMME = SOMME / FLOAT (NSYMB)
      F1 = (SOMMEI + SOMMEQ) / SOMME
      RETURN
      END

      C *****
      C * SOUS PROGRAMME DE SYNCHRONISATION EN UTILISANT COMME CRITERE *
      C * DE SYNCHRONISATION LE MIN D'UNE FONCTION SEMBLABLE AU CENTRE *
      C * DE GRAVITE DU DIAGRAMME D'OEIL *
      C * ON SUPPOSE QU'UNE RECHERCHE GROSSIERE A DEJA ETE FAITE ET QUE *
      C * XMIN DANS LE COMMON BEP EST UN NOMBRE DONC LA PARTIE FRACTION *
      C * NATURE EST NULLE ET DONT LA PARTIE ENTIERE EST ENTRE 2 ET 14 *
      C *****
      SUBROUTINE SYNC1 (DATA)
      EXTERNAL F1
      COMPLEX DATA (1)
      REAL A1 (1) , B1 (1) , S (1)
      INTEGER M (1) , IW (9)
      INTEGER SIGNE
      COMMON /BEP/ EBNG, EB, BEBUT, MAX, OFFSET, TOL, XMIN
      SOMME = 0.0
      K = 15
      A1 (1) = XMIN - 1.0
      B1 (1) = XMIN + 1.0
      DELTA = 0.30
      DO 10 I = 1, K
        IF (I .EQ. 1) IP = 0
        IF (I .NE. 1) IP = 1
        CALL ZSPCH (A1, B1, 1, K, IP, S, M, IW, IEP)
        IF (IEP .NE. 0) WRITE (7, 150)
        IF (IEP .NE. 0) STOP

```

```

      A = S (1)
      B = S(1) + DELTA
      CALL ZXGSP (F1,DATA,P2,IP3,IP4,IP5,A,B,TOL,XMIN1,IER)
      FXMIN1 = F1 (XMIN1,DATA,P2,IP3,IP4,IP5)
      PEMIN = F (XMIN1,DATA,P2,IP3,IP4,IP5)
C      WRITE (6,180) XMIN1,FXMIN1,PEMIN
      IF (I .EQ. 1) XMIN = XMIN1
      IF (I .EQ. 1) FXMIN = FXMIN1
      IF (IER .NE. 0) WRITE (7,150)
      TOP = 50. * FXMIN
      IF ((XMIN1 .GT. XMIN) .AND. (FXMIN1 .GT. TOP)) GO TO 130
      IF (FXMIN1 .LT. FXMIN) XMIN = XMIN1
      IF (FXMIN1 .LT. FXMIN) FXMIN = FXMIN1
10      CONTINUE
130     WRITE (7,140) XMIN,FXMIN
140     FORMAT (1X,'XMIN=',F10.3,'FXMIN=',F10.3)
150     FORMAT (1X,'FIN ANORMALE')
160     FORMAT (1X,'OFFSET=',F10.2,'NZERO=',I8)
180     FORMAT (1X,'XMIN=',F10.3,2X,'FXMIN=',F10.3,2X,'PEMIN=',F10.3)
      RETURN
      END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR LE CALCUL DE LA CORRECTION DE PHASE
C *****
      REAL FUNCTION TCURN1 (P)
      REAL XAMPLI(24) , XPHASE(24) , CAMP(23,3) , CPHAZE(23,3) , YAMP(24)
      REAL YPHASE(24) , U(1) , S (1)
      COMMON /COFF2/ XAMPLI,XPHASE,CAMP,CPHAZE,YAMP,YPHASE
      U(1) = P
      CALL ICSEVU (XPHASE,YPHASE,22,CPHAZE,23,U,S,1,IER)
      TCURN1 = - S(1)
      IF (P .GT. 1.0) TCURN1 = -.7154111
      RETURN
      END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR VERIFIER LA LINEARITE , POUR UN LINEARISEUR*
C * UTILISANT L'INTERPOLATION AVEC PHASE ET AMPLITUDE OPTIMISEE
C *****
      SUBROUTINE VEL1
      REAL XAMPLI(24) , XPHASE(24) , YPHASE(24) , CAMP(23,3)
      REAL CPHAZE(23,3) , YAMP(24)
      COMMON /COFF2/ XAMPLI,XPHASE,CAMP,CPHAZE,YAMP,YPHASE
C      WRITE (6,60) (YPHASE (I) , I = 1,22)
60     FORMAT (1X,6F12.7)
C      CALCUL DES COEFFICIENTS D'INTERPOLATIONS
      CALL COEF1
C      VERIFICATION DE LA NONLINEARITE
      CALL VEFLB3
      RETURN
      END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR LE CALCUL DES COEFFICIENTS D'AMPLITUDE ET
C * DE PHASE
C *****

```

```

SUBROUTINE COEF1
REAL XAMPLI(24),XPHASE(24),CAMP(23,3),CPHAZE(23,3),YAMP(24)
REAL YPHAZE(24)
COMMON /COFF2/ XAMPLI,XPHASE,CAMP,CPHAZE,YAMP,YPHAZE
CALL ICSCCU (XPHASE,YPHAZE,22,CPHAZE,23,IER)
RETURN
END

C *****
C * SOUS PROGRAMME VERLBR3 POUR VERIFIER LA LINEARITE DE LA *
C * CASCADE LFZBB3 ET HPAS *
C *****
SUBROUTINE VERLBR3
COMPLEX SIGNAL(1), DATA(1)
DATA(1) = (1.0,1.0)
CALL POWER1 (DATA,1,PM)
C PM EST LA PUISSANCE MOYENNE
C ICI 1 UNITEE, SERT A AJUSTER L'ENDROIT SUR LA
C COUPEE OU RENTRERONT LES DONNEES
DATA(1) = CMPLX(1.0,1.0)
DO 100 I = 1,60
C ATT = - (FLOAT(I-1))
ATT = FLOAT(11-I)
SIGNAL(1) = DATA(1) * (10. ** (ATT/20.))
CALL POWER1 (SIGNAL,1,PAVANT)
ANGLE = TOUPN1 (PAVANT)
CALL LFZBB3 (SIGNAL,1,0.0,PM)
CALL HPAS (SIGNAL,1,0.0,PSHIFT)
CALL POWER1 (SIGNAL,1,PAPRES)
PHASE = ATAN2 (AIMAG (SIGNAL(1)), REAL (SIGNAL(1)))
PAVANT = 10. * ALOG10 (PAVANT)
PAPRES = 10. * ALOG10 (PAPRES)
C WRITE (6,130) PAVANT,PAPRES,PHASE,ANGLE
100 CONTINUE
130 FORMAT (5X,'PAVANT=',F8.3,2X,'PAPRES=',F8.3,2X,'PHASE=',F8.3,
S 2X,'ANGLE =',F8.3)
RETURN
END

C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR VERIFIER LE SOUS PROGRAMME HPAS IE LA *
C * VERSION DE HPA DONT LA NORMALISATION A ETE ENLEVEE *
C *****
SUBROUTINE TESTNL
COMPLEX DATA(1), SIGNAL(1)
DATA(1) = (1.0,1.0)
DO 10 I = 1,45
ATT = - (FLOAT(I-1))
SIGNAL(1) = DATA(1) * (10. ** (ATT/20.))
CALL POWER1 (SIGNAL,1,PAVANT)
CALL HPAS (SIGNAL,1,0.0,PSHIFT)
CALL POWER1 (SIGNAL,1,PAPRES)
C PHASE = ATAN2 (AIMAG (SIGNAL(1)), REAL (SIGNAL(1)))
C PAVANT = 10. * ALOG10 (PAVANT)
C PAPRES = 10. * ALOG10 (PAPRES)
WRITE (6,30) PAVANT,PAPRES,PHASE

```

```

10      CONTINUE
DO 20 I = 1,5
      ATT = FLOAT (I)
      SIGNAL (1) = DATA (1) * (10. ** (ATT/20.))
      CALL POWER1 (SIGNAL,1,PAVANT)
      CALL HPAS (SIGNAL,1,0.0,PSHIF1)
      CALL POWER1 (SIGNAL,1,PAPRES)
      PHASE = ATAN2 (AIMAG(SIGNAL (1)),REAL(SIGNAL (1)))
C      PAVANT = 10. * ALOG10 (PAVANT)
C      PAPRES = 10. * ALOG10 (PAPRES)
      WRITE (6,30) PAVANT,PAPRES,PHASE
20      CONTINUE
30      FORMAT (5X,'PAVANT=',F10.6,2X,'PAPRES=',F10.6,2X,'PHASE=',F10.8)
      RETURN
      END

C *****
C * SOUS PROGRAMME NON EXECUTABLE SERVANT A INITIALISER LES *
C * BLOCS COMMUNS *
C *****

      BLOCK DATA
      LOGICAL REGSTR (20) , REGST1 (20)
      INTEGER IREG (10,31)
      COMMON /SIG1/ REGSTR
      COMMON /PI314/ PI
      COMMON /REG/ REGST1
      COMMON /IRG/ IREG
      COMMON /BER/ EBNO,EB,BBRUIT,MAX,OFFSET,TOL,XMIN
      COMMON /SIMUL/ LDIM,BAUD,LSAMPL,SBANDW
      COMMON /FILTER/ FBW1,FBW2,FBW3,FBW4
      COMMON /FECUL/ BAKOFT, BAKOPH
      DATA EBNO,MAX,TOL /12.0,2048,0.01/
      DATA PI / 3.14159265/
      DATA FBW1 , FBW2 , FBW3 , FBW4 /30.0,30.0,60.0,54.0/
      DATA BAUD,LSAMPL,LDIM /60.0,16,16384/
      DATA BAKOFT , BAKOPH /0.0,0.0/
      DATA REGSTR(1),REGSTR(2),REGSTR(3),REGSTR(4),REGSTR(5) ,
      SREGSTR(6),REGSTR(7),REGSTR(8),REGSTR(9),REGSTR(10),REGSTR(11)
      S,REGSTR(12),REGSTR(13),REGSTR(14),REGSTR(15),REGSTR(16) ,
      SREGSTR(17),REGSTR(18),REGSTR(19),REGSTR(20) /2 * .FALSE.,
      S2 * .TRUE...FALSE., 3*.TRUE.,2 * .FALSE.,3 * .TRUE...FALSE.,
      S.TFUE.,2 * .FALSE.,2 * .TRUE...FALSE./
      DATA REGST1(1) , REGST1(2),REGST1(3),REGST1(4),REGST1(5) ,
      SREGST1(6),REGST1(7),REGST1(8),REGST1(9),REGST1(10),REGST1(11)
      S,REGST1(12),REGST1(13),REGST1(14),REGST1(15),REGST1(16)
      S,REGST1(17),REGST1(18),REGST1(19),REGST1(20) / 3 * .TRUE.,
      S .FALSE...TRUE.,3 * .FALSE.,3 * .TRUE.,2 * .FALSE., 2*.TRUE.,
      S 2 * .FALSE...TRUE., 2 * .FALSE./
      DATA IREG /1,-1,-1,1,-1,1,-1,-1,-1,-1,1,-1,1,-1,-1,-1,
      S-1,-1,1,1,1,1,-1,1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,-1,-1,-1,-1,
      S1,-1,1,1,-1,1,1,1,-1,1,-1,1,1,-1,1,-1,-1,-1,
      S-1,1,-1,1,-1,-1,-1,1,-1,1,1,1,-1,1,-1,1,1,1,-1,
      S-1,-1,1,1,-1,-1,-1,-1,1,-1,1,-1,-1,-1,-1,1,-1,1,1,
      S-1,1,1,1,1,-1,1,1,1,-1,1,-1,-1,-1,-1,1,-1,-1,-1,

```

```

$1,1,1,-1,-1,1,1,-1,1,1,1,1,-1,1,1,1,-1,
$-1,-1,1,-1,-1,-1,1,1,1,1,1,-1,-1,1,-1,-1,1,1,-1,
$-1,-1,1,1,-1,1,1,-1,1,1,-1,1,-1,-1,1,1,1,-1,-1,
$1,-1,-1,-1,1,-1,-1,1,1,1,-1,1,1,1,-1,-1,-1,1,-1,-1,
$1,1,1,1,-1,1,1,1,-1,-1,-1,-1,-1,-1,1,-1,1,1,1,
$-1,1,1,1,1,-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1,1,1,1,1,
$1,1,1,1,-1,-1,1,1,1,1,1,-1,-1,1,-1,-1,-1,1,1,1,
$1,-1,-1,1,-1,-1,-1,1,1,-1,1,-1,1,-1,1,1,1,1,-1,
$1,1,-1,1,-1,1,1,-1,1,1,1,-1,-1,-1,-1,1,-1,-1,1,1,
$-1,-1,1,-1,-1,-1,1,-1,-1,-1,-1/

```

END

```

C *****
C * INITIALISATION DU COMMON
C *****
BLOCK DATA
FEAL CAMPLI (23,3),CPHASE(23,3),Y(24),X(24)
FEAL XAMPLI(24),XPHASE(24),CAMP(23,3),CPHAZE(23,3),YAMP(24)
FEAL YPHAZE (24)
COMMON /COELBB/ CAMPLI,CPHASE,X,Y
COMMON /COFF2/ XAMPLI,XPHASE,CAMP,CPHAZE,YAMP,YPHAZE
C DATA Y /.492,.59714,.49233,.65851,.46333,.54902,.53808,
DATA Y/.49199688,.59714276,.49232721,.65851051,.46332949,.54901606
$ .53808415,.48954362,.4643628,.53238362,.59249169,.36667043,
$ .65859044,.70207232,.61435068,.62393391,.69049066,.68596393,
$ .61309111,.72659039,.99582034,.99644536,1.02943134,.96969301/
C $ .48954,.46436,.53238,.59249,.36667,.65859,.70207,.61435,.62393,
C $ .69049,.68596,.61309,.72659,.99582,.99645,1.02943,.96969/
DATA X /0.0,.005,.01,.02,.03,.04,.05,.06,.07,.08,.09,.10,
$ .20,.30,.40,.50,.60,.70,.80,.90,1.0,5.0,10.0,20.0/
DATA XAMPLI /0.0,.005,.01,.02,.03,.04,.05,.06,.07,.08,.09,
$ .10,.2,.3,.4,.5,.6,.7,.8,.9,1.0,5.0,10.0/
DATA XPHASE /0.0,.005,.01,.02,.03,.04,.05,.06,.07,.08,.09,
$ .10,.2,.3,.4,.5,.6,.7,.8,.9,1.0,10.0/
DATA YPHAZE /-.0310394,-.0284731,-.0257379,-.0203602,-.0140576,
$-.0091758,-.0031495,-.0603223,.1528717,.0037895,.0042067,.0237788,
$ .0813884,.1403556,.2008842,.2614204,.3391399,.3474911,
$ .4493318,.4811094,.7154111,.715400 /

```

END

```

C *****
C THIS SUBROUTINE DEFINES THE BASEBAND PULSE SHAPE
C *****

```

```

FUNCTION F10(X)
C F10=cos(3.14159265*X)
F10 = 1.0
IF (ABS(X) .GE. .5) F10=0.
C F10 = (1+cos(3.141592645*X)) / 2.0
RETURN
END

```

```

C *****
C THIS SUBROUTINE STORES THE PULSE SAMPLES.
C *****

```

```

SUBROUTINE PULSE1(P,LSAMPL)
DIMENSION P(1),Q(48)
D=1./FLOAT(LSAMPL)

```

```

      K=2*LSAMPL
      KK=3*LSAMPL
      DO 10 I=1, KK
10      P(I)=0.
      DO 20 I=1, K
      AI=FLOAT(I-1)*D+(D/2.)-1.
20      P(I+8)=P10(AI)
      DO 40 I=1, 4
      C      XX=P(1)
      C      DO 30 J=1, 47
      C30      P(J)=P(J+1)
      C40      P(48)=XX
      C      DO 50 I=1, 48
      C50      Q(I)=P(I)+P(49-I)
      C      DO 60 I=1, 48
      C60      P(I)=Q(I)/(1.+SQRT(2.)/2.)
      RETURN
      END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR L'ESTIMATION DU SPECTRE *
C *****
      SUBROUTINE MODL30
      COMPLEX DATA (2048) , SIGNAL (16384) , TF (16384)
      EQUIVALENCE (SIGNAL,TF)
      COMMON DATA , SIGNAL
      COMMON /FILTER/ FBW1,FBW2,FBW3,FBW4
      COMMON /SIMUL/ LDIM,BAUD,LSAMPL,SBANDW
      COMMON /RECU/ BAKOFH,BAKOPH
      DO 50 J = 1, 5
      CALL INITIAL
      DO 40 I = 1, 25
      CALL LGAD5 (SIGNAL)
      CALL DISQUE (1,0,8,20)
      CALL RCOSGD (SBANDW,FBW1,TF,0.4,LDIM)
      CALL DISQUE (1,0,8,21)
      CALL FILTRE (21,20)
      CALL DISQUE (0,0,8,20)
      BAKOPH = 14.0
      C      IF (J.EQ. 1) PAPAM = 0.75
      C      IF (J.EQ. 2) PAPAM = 1.0
      C      IF (J.EQ. 3) PAPAM = 1.25
      C      IF (J.EQ. 4) PAPAM = 1.5
      C      IF (J.EQ. 5) PAPAM = 1.75
      C      IF (J.EQ. 6) PAPAM = 2.0
      C      IF (J.EQ. 1) BAKOPH = 0.0
      C      IF (J.EQ. 2) BAKOPH = 4.3
      C      IF (J.EQ. 3) BAKOPH = 6.0
      C      IF (J.EQ. 4) BAKOPH = 7.4
      C      IF (J.EQ. 5) BAKOPH = 10.0
      CALL POWER1 (SIGNAL,LDIM,FM)
      C      CALL LRZBB3 (SIGNAL,LDIM,BAKOPH,FM)
      C      CALL HPAS (SIGNAL,LDIM,BAKOPH,PHSIF)
      CALL HPA (SIGNAL,LDIM,BAKOPH,PSHIF1,PM)
      CALL DISQUE (1,0,8,20)

```

```

      IF (I.EQ. 25) IACCU = 1
      IF (I.NE. 25) IACCU = 0
      PAPAM = 1.5
      CALL SPECT2 (J,PARAM,IACCU,32768,4096)
40      CONTINUE
50      CALL GRAPHE
      RETURN
      END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR ECRIRE UN TABLEAU DE NOMBRES COMPLEXES
C * SUR DISQUE ET LE RAMENER DANS LA MEM PRINCIPALE. LE
C * PROGRAMME DIVISE LE TABLEAU EN BLOCS DE 2048 NOMBRES COMPLEXES
C * ON PEUT SOIT ECRIRE 8 BLOCS DE 2048 NOMBRES COMPLEXES SIMPLE
C * PRECISION IE 8 RECORDS OU BIEN D'AUTRE PARD 1 SEUL RECORD.
C * CES 2 TYPES D'OPERATIONS PEUVENT SE FAIRE DANS LES 2
C * DIRECTIONS
C * NTYPE = 1 POUR UNE ECRITURE SUR LE DISQUE
C * NTYPE = 0 POUR UNE LECTURE DU DISQUE
C * NFFAC = 0 POUR TOUT LES RECORDS IE 1 A NUM LE TABLEAU EST
C * PLACE DANS LE COMMON
C * NFFAC = 1 VEUT DIRE LE RECORD NUM
C * NOUNIT EST LE NUMERO DE L'UNITE DESIRE IE 20,21,22,23
C *****
      SUBROUTINE DISQUE (NTYPE,NFFAC,NUM,NOUNIT)
      COMPLEX DATA (2048) , COMPLEX (16384)
      COMMON DATA , COMPLEX
C
C      ? LECTURE DE 1 OU DE TOUT LES RECORDS
      IF (NFFAC.NE. 0) GO TO 150
C
C      SI ICI TOUT LES RECORDS SEFONT LUS
      DO 100 I = 1,NUM
C
C      ? ECRITURE OU LECTURE
      IF (NTYPE.EQ. 1) GO TO 40
C
C      SI ICI LECTURE DU DISQUE
      CALL LIT (I,NOUNIT)
      INDEX = I - 1
      DO 10 J = 1,2048
          NPOINT = (INDEX * 2048) + J
          COMPLEX(NPOINT) = DATA (J)
10      CONTINUE
      GO TO 100
C
C      LECTURE FINIE ECRITURE COMMENCE ICI
40      INDEX = I - 1
      DO 50 J = 1,2048
          NPOINT = (INDEX * 2048) + J
          DATA (J) = COMPLEX (NPOINT)
50      CONTINUE
      CALL ECRIT (I,NOUNIT)
100     CONTINUE
      RETURN
C
C      LECTURE OU ECRITURE D'UN SEUL RECORD
150    IF (NTYPE.EQ. 0) CALL LIT (NUM,NOUNIT)
      IF (NTYPE.EQ. 1) CALL ECRIT (NUM,NOUNIT)
      RETURN

```

```

      2
      END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR Ecrire 1 SEUL RECORD SEMBLABLE AU *
C * SOUS PROGRAMME LIT *
C *****
      SUBROUTINE ECRIT (NUM,NOUNIT)
      COMPLEX DATA (2048)
      COMMON DATA
      COMMON /DISK20/ NORC20
      COMMON /DISK21/ NORC21
      COMMON /DISK22/ NORC22
      COMMON /DISK23/ NORC23
      IF (NOUNIT .EQ. 20) NORC20 = NUM
      IF (NOUNIT .EQ. 20) WRITE (NOUNIT,NORC20) DATA
      IF (NOUNIT .EQ. 21) NORC21 = NUM
      IF (NOUNIT .EQ. 21) WRITE (NOUNIT,NORC21) DATA
      IF (NOUNIT .EQ. 22) NORC22 = NUM
      IF (NOUNIT .EQ. 22) WRITE (NOUNIT,NORC22) DATA
      IF (NOUNIT .EQ. 23) NORC23 = NUM
      IF (NOUNIT .EQ. 23) WRITE (NOUNIT,NORC23) DATA
      RETURN
      END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR FAIRE LE FILTRAGE DES DONNEES LORSQUE LA *
C * FONCTION DE TRANSFER ET LE SIGNAL SONT SUR DISQUE *
C * NUMTF EST LE NUMERO DE L'UNITE DE DISQUE CONTENANT LA FN DE TXFF*
C * NUMSIG EST LE NUMERO DE L'UNITE DE DISQUE CONTENANT LE SIGNAL *
C * LE SOUS PROGRAMME EST FAIT POUR FILTRER 16384 ECHANTILLONS *
C * POUR CHANGER CETTE CONTRAINTE A UN NOMBRE MOINDRE IL FAUT *
C * CHANGER L'ARGUMENT DE FFT2C QUE EST ICI 14 *
C * NOMBRE EST LE NOMBRE DE REC QUI CARACTERISE LA FN DE TF ET LE SI*
C *****
      SUBROUTINE FILTRE (NUMTF,NUMSIG)
      INTEGER IWK (15)
      COMPLEX TF (2048) , SIGNAL (16384)
      COMMON TF, SIGNAL
      COMMON /SIMUL/ LDIM,BAUD,LSAMPL,SBANDW
      LE NOMBRE DE RECORDS EST LDIM/2048
      NOMBRE = LDIM/2048
      LES DONNEES SONT PLACEES DANS LE COMMON
      CALL DISQUE (0,0,NOMBRE,NUMSIG)
      CALL FFT2C (SIGNAL , 14 , IWK)
      MULTI. PAR LA FN DE TRANSFER
      DO 100 I = 1,NOMBRE
        CALL DISQUE (0,1,I,NUMTF)
        INDEX = I - 1
        DO 25 J = 1,2048
          NPOINT = (INDEX * 2048) + J
          SIGNAL (NPOINT) = CONJG (SIGNAL (NPOINT) * TF (J))
25          CONTINUE
100      CONTINUE
      CALL FFT2C (SIGNAL,14,IWK)
      DO 200 I = 1,LDIM
        SIGNAL (I) = CONJG (SIGNAL (I) ) / FLOAT (LDIM)

```

200

CONTINUE

```

C      LE SIGNAL EST REMIS SUR LE DISQUE
C      CALL DISQUE (1,0,8,NUMSIG)
C      RETURN
C      END

```

```

C *****
C * CE PROGRAMME A ETE ECRIT PAR IMSL ET MODIFIE PAR H GIRARD *
C * DE FACON A UTILISER UNE FENETRE DE BESSEL POUR L'ESTIMATION *
C * DU SPECTRE *
C *****

```

```

C -----

```

```

C      SUBROUTINE FTFPS (X,Y,N,L,IND,PSX,PSY,XPS,IWK,WK,CWK,IEF,PARAM)
C      SPECIFICATIONS FOR ARGUMENTS
C      INTEGER      N,L,IND,IWK(1),IEF
C      REAL          X(N),Y(1),PSX(1),PSY(1),XPS(1),WK(1),PTS(512)
C      COMPLEX       CWK(1)

```

```

C      SPECIFICATIONS FOR LOCAL VARIABLES
C      INTEGER      I,IPNF,J,K,KM1SL,LD2,LPK,LP1,M,NF
C      REAL          C1,C2,PHASE,PI,PI1,PI2,XIM1,XM,XSAVE,YSAVE
C      REAL          MMBSIO
C      DATA         PI/3.141593/

```

```

C      FIRST EXECUTABLE STATEMENT

```

```

      IEF = 0
      IF ((N/L)*L .EQ. N) GO TO 5
      IEF = 129
      GO TO 9000
5  M = N / L
      LP1 = L + 1
      LD2 = L / 2
      NF = LD2 + 1

```

```

C      ZERO OUTPUT FOR SUMMING

```

```

      DO 10 I = 1,NF
          PSX(I) = 0.0
10  CONTINUE
      IF (IND .LE. 0) GO TO 20
      DO 15 I = 1,NF
          PSY(I) = 0.0
          XPS(I) = 0.0
          XPS(I+NF) = 0.0
15  CONTINUE

```

```

C      CALCULATE DATA WINDOW

```

```

20  C1 = 0.5 * (L-1)
      C2 = 2.0 / (L+1)
      ALPHA = PARAM
      CNSTN = MMBSIO (1,PI*ALPHA,IEF)
      DO 25 I = 1,LD2
          XIM1 = I - 1
          RADICL = .25 - ( ( XIM1 - LD2 ) / FLOAT(L) ) * * 2
          ARGMNT = 2.0 * ALPHA * PI * SORT (RADICL)
          TEMP = MMBSIO (1,ARGMNT,IEF)
          WK(I) = TEMP / CNSTN
25  CONTINUE

```

```

C      WRITE (7,27) ( WK(I) , I = 1,128)
C27    FORMAT (1X,10F7.2)
C
C                                     SEGMENT TIME SERIES
DO 50 K = 1,M
  KM1SL = (K-1) * L
  LPK = LP1 + KM1SL
C
C                                     APPLY DATA WINDOW
DO 30 I = 1,LD2
  J = I + KM1SL
  X(J) = X(J) * WK(I)
  J = LPK - I
  X(J) = X(J) * WK(I)
30 CONTINUE
CALL FFTFC (X(1+KM1SL),L,CWK,IWK,WK)
C                                     POWER SPECTRUM OF X
DO 35 I = 1,LD2
  PSX(I) = PSX(I) + REAL(CWK(I))**2 + AIMAG(CWK(I))**2
35 CONTINUE
  PSX(NF) = PSX(NF) + REAL(CWK(NF))**2
  IF (IND.LE. 0) GO TO 50
DO 40 I = 1,LD2
  J = I + KM1SL
  Y(J) = Y(J) * WK(I)
  J = LPK - I
  Y(J) = Y(J) * WK(I)
40 CONTINUE
CALL FFTFC (Y(1+KM1SL),L,CWK(NF+1),IWK,WK)
C                                     SPECTRA OF Y AND X CROSS Y
DO 45 I = 1,LD2
  IPNF = I + NF
  PSY(I) = PSY(I) + REAL(CWK(IPNF))**2 + AIMAG(CWK(IPNF))**2
  XPS(I) = XPS(I) + REAL(CWK(I))*REAL(CWK(IPNF)) +
    AIMAG(CWK(I))*AIMAG(CWK(IPNF))
  XPS(IPNF) = XPS(IPNF) + AIMAG(CWK(I))*REAL(CWK(IPNF)) -
    REAL(CWK(I))*AIMAG(CWK(IPNF))
45 CONTINUE
  IPNF = NF+NF
  PSY(NF) = PSY(NF) + REAL(CWK(IPNF))**2
  XPS(NF) = XPS(NF) + REAL(CWK(NF))*REAL(CWK(IPNF))
50 CONTINUE
C
C                                     BOTH CWK(NF) AND CWK(NF+NF) ARE
C                                     USED AS REAL AVERAGING AND SCALING
C                                     OUTPUT
XM = 3.0 / N
DO 55 I = 1,NF
  PSX(I) = PSX(I) * XM
55 CONTINUE
  IF (IND.LE. 0) GO TO 9005
  XPS(NF+NF) = 0.0
  PI2 = PI + PI
  PII = 1.0 / PI2
DO 65 I = 1,NF
  IPNF = I + NF
  PSY(I) = PSY(I) * XM

```

```

      XSAVE = XPS(I) * XM
      YSAVE = XPS(IPNF) * XM
      XPS(I) = XSAVE*XSAVE + YSAVE*YSAVE
      IF (XSAVE.EQ.0.0 .AND. YSAVE.EQ.0.0) GO TO 60
      PHASE = ATAN2(YSAVE,XSAVE)
      IF (PHASE .LT. 0.0) PHASE = PHASE + PI2
      XPS(IPNF) = PHASE * PII
      GO TO 65
60     XPS(IPNF) = 0.0
65     CONTINUE
      GO TO 9005
9000    CONTINUE
      CALL UERTST (IEP,6HFTFPS)
9005    RETURN
      END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR FAIRE DES GRAPHIQUES MULTIPLES *
C * LE PROGRAMME EST APPELE APRES PLUSIEURS APPELS AU *
C * SOUS PROGRAMME INTRPL *
C *****
      SUBROUTINE GRAPHF
      REAL TABX (512) , TABY (512) , TABLEX (3002) , TABLEY (3002)
C      REAL WK (3600) , C (511,3) , Y (512)
C      COMPLEX DATA (2048)
      COMMON TABLEX, TABLEY, TABX, TABY
      COMMON /GRAF/ J, N
      COMMON /DISK22/ NOFC22
      READ (22'1) TABLEX
      READ (22'2) TABLEY
C      CALL DISQUE (0,0,8,22)
C
C      NOMBRE TOTAL DE PTS DANS LE TABLEAU A ETRE TRACE = NMAX
C
      NMAX = N * 300
C
C      L'ECHELLE 'OPTIMALE' EST CALCULEE ICI
C
      CALL SCALE (TABLEX,12.0,NMAX,1)
      CALL SCALE (TABLEY,20.0,NMAX,1)
C
C      LA VALEUR DE DEPART EST DANS TABLE_ (NMAX+1)
C      LA VALEUR DE L'INCREMENT EST DANS TABLE_ (NMAX+2)
C
C      DEFINI LA SURFACE
C
      CALL PLOTS (35.0,27.5)
      CALL PLOT (2.0,2.0,-3)
      DEBUT = TABLEX (NMAX + 1)
      DELTAV = TABLEX (NMAX + 2)
C      WRITE (7,9) DEBUT , DELTAV
      CALL AXIS (0.0,0.0,15HFPEQUENCE (MHZ) ,-15,12.0,0.0,DEBUT,DELTAV)
      FIRSTV = TABLEY (NMAX + 1)
      DELTA = TABLEY (NMAX + 2)
C      WRITE (7,9) FIRSTV , DELTA

```

```

C9  FORMAT (5X,2F10.2)
    CALL AXIS (0.0,0.0,32HSPECTRE DE PUISSANCE (DBW/4 KHZ),32,25.0,
S 90.0,FIRSTV,DELTA)
    CALL SYMBOL (1.0,23.0,0.63,20HSPECTRE DE PUISSANCE,0.0,20)
    CALL SYMBOL (1.0,22.0,0.49,35METHODE DES PERIODOGRAMMES MODIFIES,
S0.0,35)
    CALL MESSAGE (MSGE,NCAR)
    CALL SYMBOL (1.0,21.0,0.21,MSGE,0.0,NCAR)
    DO 20 I = 1,N
        DO 10 J = 1,300
            INDEX = J + (I-1) * 300
            TABX (J) = TABLEX (INDEX)
            TABY (J) = TABLEY (INDEX)
10      CONTINUE
            TABX (301) = DEBUT
            TABX (302) = DELTAV
            TABY (301) = FIRSTV
            TABY (302) = DELTA
            CALL LINE (TABX,TABY,300,1,0,0)
20      CONTINUE
        CALL PLOT (0.0,0.0,0.009)
C  CALL DISQUE (1,0,8,22)
    RETURN
    END

C *****
C * CE SOUS PROGRAMME CALCULE LA TRANSFORMATION DU SIGNAL APRES *
C * PASSAGE DANS UN HPA DU TYPE DE CFLUI UTILISE DANS LES STATIONS *
C * TERRIENNES POUR COMMUNIQUER AVEC LE SAT INTELSATS *
C *****
C *****
C * CE SOUS PROGRAMME INITIALISE LES 2 REGISTRES A DECALAGES QUI SONT *
C * UTILISES PAR LOADS CE SOUS PROGRAMME DEVRAIT ETRE UTILISE POUR *
C * CHAQUE ITERATION UTILISANT UN SIGNAL NON FILTRE *
C * AVANT D'ETRE UTILISE POUR LA PREMIERE FOIS ON DOIT APPELER LE *
C * SOUS PROGRAMME SAUVE QUI MET LES VALEURS INITIALES DES REGISTRES *
C * LOFS DE LA COMPILATION DANS UN COMMON APPELE SAVED *
C *****
C  SUBROUTINE INTIAL
    LOGICAL REGSTE(20) , REGST1 (20) , FREG (20) , PSIG1 (20)
    COMMON /REG/ REGST1
    COMMON /SIG1/ REGSTF
    COMMON /SAVED/ FREG , PSIG1
    DO 10 I = 1,20
        REGST1 (I) = FREG (I)
        REGSTE (I) = PSIG1 (I)
10    CONTINUE
    RETURN
    END

C *****
C * CE SOUS PROGRAMME PRODUIT UNE COURBE LISSEE PAR LA METHODE DES *
C * SPLINES , LES COEFFICIENTS CALCULES SERVENT ENSUITE A *
C * AUGMENTER LE NOMBRE DE POINTS DE J PTS (J EST UN PETIT NOMBRE ) *
C * A 300 POINTS , POUR CHAQUE APPEL AU SOUS PROGRAMME CES PTS SONT *
C * PLACES DANS UN TABLEAU *

```

```

C * X TABLEAU A L'ENTREE DU SOUS PROGRAMME REPRESENTANT L'AXE X
C * X DOIT ETRE EN ORDRE ASCENDANT
C * F EST LE TABLEAU REPRESENTANT L'AXE Y
C * J EST LE NOMBRE DE POINTS A ETRE PRIS DANS X ET Y
C * J = 512 EST LE NOMBRE MAX DE PTS A ETRE PRIS A CHAQUE APPEL
C * N EST LE NUMERO CORRESPONDANT A CHAQUE APPEL
C * L'UNITE 22 EST UTILISEE POUR ENTREPOSER LE GRAPHIQUE
C * TABLEX DANS LE RECCFD 1 TABLEY DANS LE RECCFD 2
C *****
  SUBROUTINE INTFPL (X,F,J,N)
    REAL X(1) , F(1) , Y(512) , TABLEX(3002) , TABLEY(3002)
    REAL C(511,3) , WK(3600) , MIN , MAX , TABX(512) , TABY(512)
C   COMPLEX DATA(2048)
    COMMON TABLEX, TABLEY, TABX , TABY, WK , C , Y
    COMMON /DISK22/ NORC22
    COMMON /GRAF/ NPTS , NAPPET
C
C   LES TABLEAUX NECESSAIRES SONT MIS DANS LE COMMON
C
    READ(22,1) TABLEX
    READ(22,2) TABLEY
C
C   LE NOMBRE DE POINTS TRANSMIS AU SOUSPROG EST MIS DANS LE COMMON
C   LA POSITION DANS LES 2 GRANDS TABLEAUX EST MISE DANS LE COMMON
C
    NPTS = J
    NAPPET = N
C
C   CALCUL DES COEFFICIENTS DE SPLINE DE LA COUPEE LISSE
C
    CALL ICSSCV(X,F,J,Y,C,511,2,WK,IEF)
    CALL ICSSCU(X,F,DF,J,3.0,Y,C,99,WK,IEF)
C
C   CALCUL DES NOUVEAUX POINTS POUR L'AXE X
C
    MIN = X(1)
    MAX = X(J)
    DELTA = (MAX - MIN) / 300.
    DO 10 I = 1,300
      TABX(I) = MIN + (I-1) * DELTA
    CONTINUE
10
C
C   CALCUL DES NOUVEAUX POINTS POUR L'AXE Y
C
    CALL ICSEVU(X,Y,J,C,511,TABX,TABY,300,IEF)
C
C   TRANSPER DES NOUVEAUX POINTS POUR X ET Y DANS LA TABLE
C
    DO 20 I = 1,300
      INDEX = I + (N-1) * 300
      TABLEX(INDEX) = TABX(I)
      TABLEY(INDEX) = TABY(I)
    CONTINUE
20
C   CALL DISQUE(1,0.8,22)

```

```

WRITE (22'1) TABLEX
WRITE (22'2) TABLEY
RETURN
END
C *****
C * SOUS PROGRAMME POUR LIRE UN SEUL RECORD DONT ON DONNE LE *
C * NUMERO DE RECORD ET LE NUMERO D'UNITE , LE RESULTAT DE *
C * LA LECTURE EST UN TABLEAU DE 2048 NOMBRES COMPLEXES ET *
C * EST PLACE DANS LE COMMON SANS ETIQUETTE *
C *****
      SUBROUTINE LIT (NUM,NOUNIT)
      COMPLEX DATA (2048)
      COMMON DATA
      COMMON /DISK20/ NOFC20
      COMMON /DISK21/ NOFC21
      COMMON /DISK22/ NOFC22
      COMMON /DISK23/ NOFC23
      IF (NOUNIT .EQ. 20) NOFC20 = NUM
      IF (NOUNIT .EQ. 20) READ (NOUNIT'NOFC20) DATA
      IF (NOUNIT .EQ. 20) FIND (NOUNIT'NOFC20)
      IF (NOUNIT .EQ. 21) NOFC21 = NUM
      IF (NOUNIT .EQ. 21) READ (NOUNIT'NOFC21) DATA
      IF (NOUNIT .EQ. 21) FIND (NOUNIT'NOFC21)
      IF (NOUNIT .EQ. 22) NOFC22 = NUM
      IF (NOUNIT .EQ. 22) READ (NOUNIT'NOFC22) DATA
      IF (NOUNIT .EQ. 22) FIND (NOUNIT'NOFC22)
      IF (NOUNIT .EQ. 23) NOFC23 = NUM
      IF (NOUNIT .EQ. 23) READ (NOUNIT'NOFC23) DATA
      IF (NOUNIT .EQ. 23) FIND (NOUNIT'NOFC23)
      RETURN
      END
C *****8
C * NOUVELLE SOUSROUTINE POUR LA GENERATION DE NOMBRES ALERATOI *
C * RES      REGISTRE DE LONGUEUR 20 *
C *****
      SUBROUTINE LOAD5 (DATA)
      COMPLEX DATA(1)
      LOGICAL REGST1(20) , REGSTR(20)
      COMMON /REG/ REGST1
      COMMON /SIG1/ REGSTR
      DO 10 I = 1,1024
          T1 = SHIFT2 (REGSTR)
          T2 = SHIFT2 (REGST1)
          DO 5 J = 1 , 16
              INDEX = ( (I-1) * 16) + J
              DATA (INDEX) = CMPLX (T1,T2)
          CONTINUE
      5
      10      CONTINUE
      RETURN
      END
C *****
C * CETTE SOUS ROUTINE LIT UN MESSAGE PENTRE PAF
C * LE TERMINAL ET L'ECRIT SUR PAPIER LORS DE
C * L'EXECUTION DE PROGRAMMES DE TRACAGE

```

```

C *****
C SUBROUTINE MESSAGE (MSGF , NCAP)
C   INTEGER MSGF ( 20)
C   INTEGER ESPACE /' '/
C   DATA NCHAR /80/
C   WRITE (7,20)
20  FORMAT ('-','MESSAGE=')
C   READ (7,25) MSGF
25  FORMAT (20A4)
C   NCAP = NCHAR
C   DO 30 I = 1,20
C     IF (MSGF (I) .EQ. ESPACE) NCAP = NCAP - 4
30  CONTINUE
C   RETURN
C   END
C *****
C * CE SOUS PROGRAMME FAIT LA MOYENNE DES ESTIMES DU SPECTRE POUR *
C * DES APPELS SUCCESSIFS DU SOUS PROGRAMME SPECT2 *
C *****
C SUBROUTINE MOYENE (PSX,IACCU,SOMME,L)
C   REAL PSX (1) , TABX (512) , TABY (512)
C   REAL TABY (512) , C (511,3) , WK (3600) , Y (512)
C   COMPLEX DATA (2048)
C   INTEGER DIMPSX
C   COMMON TABX , TABY
C   COMMON /DISK22/ NORC22
C   COMMON /GRAF/ NPTS , NAPEL
C   DATA NCALL /0/
C
C PREMIER FNONCE EXECUTABLE
C
C TABY CONTIENT LES ESTIMES DU SPECTRE DONT ON PREND LA MOYENNE
C TABX (1) EST UTILISE COMME ACCUMULATEUR DE LA SOMME DES ESTIMES DU SP
C TABX (2) CONTIENT LA MOYENNE DE LA SOMME DES ESTIMES DE CHAQUE SPECTRE
C A L'APPEL NUM NAVGE LE NOMBRE DE SYMBOLES RESINES A ETE PRIS
C
C   DIMPSX = (L/2) + 1
C   IF (NCALL .NE. 0) GO TO 7
C   DO 5 I = 1,512
C     TABY(I) = 0.0
5   CONTINUE
C   TABX (2) = 0.0
C
C CREATION DU DISQUE DE L'UNITE 22
C
C   CALL DISQUE (1,0,8,22)
C   WRITE (22,3) TABX , TABY
C7  CALL DISQUE (0,0,8,22)
7   READ (22,3) TABX,TABY
C   DO 10 I = 1,512
C     TABY(I) = TABY(I) + PSX (I)
10  CONTINUE
C   TABX (1) = 0.0
C   DO 15 I = 1,DIMPSX

```

```

        TABX (1) = TABX (1) + PSX (I)
15  CONTINUE
    TABX (2) = TABX (1) + TABX (2)
C    WRITE (7,17) TABX (2)
C17  FORMAT (5X,F15.2)
    NCALL = NCALL + 1
C    IF (IACCU .EQ. 0) CALL DISQUE (1,0,8,22)
    IF (IACCU .EQ. 0) WRITE (22,3) TABX, TABY
    IF (IACCU .EQ. 0) RETURN
C FAIS LA MOYENNE
    DO 20 I = 1,512
        PSX (I) = TABY (I) /FICAT (NCALL)
20  CONTINUE
    SOMME = TABX (2) / FLOAT (NCALL)
C    CALL DISQUE (1,0,8,22)
    WRITE (22,3) TABX,TABY
    WRITE (7,30) SOMME
30  FORMAT (5X,F7.2)
    NCALL = 0
    TABX (2) = 0.0
    RETURN
END
C *****
C * CETTE FONCTION SIMULE UN REGISTRE A DECALAGE BRANCHE DE *
C * FACON A GENERER UNE SUITE DE LONGUEUR MAXIMALE DE LONGUEUR *
C * 2 ** 20 -1 *
C *****
C    FUNCTION SHIFT2 (REGSTR)
        LOGICAL REGSTR (20) , SUM1 , SUM2
C
C    L'ETAT SUIVANT DE L'ENTREE DU REGISTRE A DECALAGE EST
C    CALCULE ICI
C
        SUM1 = ( (.NOT. REGSTR (12) ) .AND. REGSTR (11) ) .OR.
5        ((.NOT. REGSTR (11) ) .AND. REGSTR (12) )
        SUM2 = ( (.NOT. SUM1 ) .AND. REGSTR (8) ) .OR.
5        ((.NOT. REGSTR (8) ) .AND. SUM1 )
        SUM1 = ( (.NOT. SUM2 ) .AND. REGSTR (6) ) .OR.
5        ((.NOT. REGSTR (6) ) .AND. SUM2 )
C
C    LES BITS SONT TRANSFERES DE POSITION DANS LE REGISTRE A DECALAGE
C
        DO 10 I = 1,11
            REGSTR (13-I) = REGSTR (12-I)
10  CONTINUE
C
C    LE PREMIER BIT A L'ENTREE DU REGISTRE EST MIS EN PLACE
C
        REGSTR (1) = SUM1
C
C    ON PREND LA SORTIE
C
        IF (REGSTR (12) .AND. .TRUE. ) SHIFT2 = 1.0
        IF ( (.NOT. REGSTR (12) ) .AND. .TRUE. ) SHIFT2 = -1.0

```

RETURN
END

```

C *****
C * CE SOUS PROGRAMME EST UNE VERSION DE SPECT1 ALLEGEE QUI SERT *
C * A TRACER LE SPECTRE DANS LES CAS OU L'ON VEUT SUPERPOSER PLUSIEURS *
C * COURBES SUR LE MEME GRAPHIQUE *
C * IACCU = 0 SSI ACCUMULE ENCORE *
C * IACCU = 1 SSI FAIT LA MOYENNE ET TRACE LE GRAPHIQUE *
C * IACCU NEGATIF SSI DONNE LE RESULTAT POUR LE 2E LOBE SEUL. (L=256) *
C * NPTF EST LE NUMERO DE LA COURBE A ETRE TRACEE *
C * PAFAM EST LE PARAMETRE DE LA FENETRE DE BESSE HABITUELLE 1.5 *
C * L EST LA LONGUEUR DE LA FFT IE RELIEE A LA RESOLUTION *
C * LE SIGNAL DUQUEL ON PREND LA SPECTRE EST SUPPOSE DEJA SUR L'UNITE *
C * NUMERO 20 L'UNITE 22 EST UTILISEE POUR CALCULER LE SPECTRE *
C *****
C CETTE SOUSROUTINE CALCULE LE SPECTRE DE PUISSANCE
C EN UN POINT OU LE SIGNAL EST DISPONIBLE DANS LE
C DOMAINE TEMPS ET TRACE LE RESULTAT DU CALCUL
C LE SIGNAL N'EST PAS AFFECTE
C LA METHODE UTILISEE EST CELLE DU PERIODOGRAMME
C *****
      SUBROUTINE SPECT2 (NPTF,PAFAM,IACCU,N,L)
      REAL DONNEE (32768) , PSX (2049) , WK (2048) , FREQ1 (2049)
C      REAL TABLEX (3002) , TABLEY (3002) , Y1 (512) , C (511,3)
C      REAL TABX (512) , TABY (512) , WK1 (3600)
      COMPLEX DATA (2048) , CWK (4098)
      INTEGER IWK (15) , BOUT , MSGE (20)
C      EQUIVALENCE (DONNEE, TABLEX, TABLEY, TABX, TABY, WK1, C, Y1)
C      COMMON DATA, DONNEE, CWK , PSX , WK , FREQ1
      COMMON DATA, DONNEE, CWK, WK
      COMMON /SIMUL/ LDIM , BAUD , LSAMPL , SBANDW
C      N = NOMBRE D'ELEMENTS DU TABLEAU
C      (L/2) + 1 ESTIMES DE PUISSANCE SONT FAITS
C      PREND LA NORME DES NOMBRES COMPLEXES OBSERVES
C      ET SOUSTRAIT LES ELEMENTS DE LA MOYENNE DE
C      LA SUITE
C      N2LOBE EST LE NOMBRE DE PTS POUR 2 LOGES
C
      N2LOBE = L / 8
      DO 20 I = 1, 8
          CALL DISQUE (0,1,I,20)
          INDEX = I - 1
          DO 10 J = 1, 2048
              NPOINT = (INDEX * 2048) + J
              DONNEE (NPOINT) = REAL (DATA (J))
              DONNEE (NPOINT + LDIM) = AIMAG (DATA (J))
          CONTINUE
      10
      20      CONTINUE
C
C
C ELIMINE LA MOYENNE
      SOMME = 0.0
      DO 30 I = 1, LDIM
          K = LDIM + I

```

```

                                SOMME = DCNNEE(I) + DONNFE(K)
30  CONTINUE
    AVGE = SOMME / (2.0 * FLOAT (LDIM))
    DO 40 I = 1 ,LDIM
        K = LDIM + I
        DCNNEE (I) = DONNEE (I) - AVGE
        DONNFE (K) = DONNFE (K) - AVGE
40  CONTINUE
C
C  CALCULE LE SPECTRE
C
    CALL FTFPSS (DONNEE,Y,N,L,0,PSX,PSY,XPS,IWK,WK,CWK,IEE,PAFAM)
C
C  WRITE (7,42) (PSX (I) , I=1,512,5)
C42  FORMAT (1X,10F7.1)
C
C  PSX(I) CONTIENT LES ESTIMES DU SPECTRE
C
    IF (IACCU .GE. 0) CALL MOYENE (PSX,IACCU,SOMME,L)
    IF (IACCU .EQ. 0) RETURN
C SI IACCU = 1 LA MOYENNE A ETE FAITE TRACE LE RESULTAT
C
C  MET LES ESTIMES DE SPECTRE EN DB
C
    BOUT = (L/2) +1
    IF (IACCU .GT. 0) GO TO 52
45  DO 50 I = 1,BOUT
        IF (PSX(I) .EQ. 0.0 .AND. I .EQ. 1) PSX(I) =
            1.0 /BAUD
        PSX(I) = PSX(I) /FLOAT (N)
        IF (PSX(I) .EQ. 0.0 .AND. I .NE. 1) PSX(I) =
            (1.0/BAUD) * 10.0E-6
        IF (PSX (I) .LT. 1.0E-11) PSX(I) = 1.0E-11
        PSX (I) = 10.0 * ALOG10 (BAUD*PSX(I))
        PSX(I) = PSX(I) + 15.0
        WRITE (7,35) PSX(I)
        FORMAT (1X,F14.5)
C 35
C 50  CONTINUE
    WRITE (7,51) PSX (1) , PSX (14) , PSX (15) , PSX (16)
51  FORMAT (5X, 10F7.1)
    RETURN
C
C  CALCUL DE LA CONSTANCE DE NORMALISATION DU SPECTRE
C
52  DELF = (SBANDW / FLOAT (L) ) * (1.0E+6)
    CNORM = (10.0** 9.05) / (2.0*DELF*SOMME)
    SUM = 0.0
    DO 53 I = 1,BOUT
        PSX (I) = PSX (I) * CNORM * 4.0E+3
        IF (PSX (I) .LT. 1.0E-7) PSX (I) = 1.0E-7
        SUM = SUM + PSX (I)
        PSX (I) = 10.0 * ALOG10 (PSX (I) )
    CONTINUE

```

```

      PSCE = 10.0 * ALOG10 (2.0 * SUM * DELF / 4.0E3)
C      WRITE (7,54) (PSX(I) , I = 1,512,10)
      WRITE (7,54) PSCE
54     FORMAT (5X,'PUISSANCE TOTALE NORMALISEE = ' , 10F7.2)
C
C     CALCULE LE TABLEAU DES FREQUENCES LES FREQ VONT DE 0 A .5
C
      DELTAF = SBANDW
      DO 60 I = 1,500
          FREQ1(I) = ((FLOAT (I-1))/FLOAT(L))*DELTAF
C          WRITE (6,55) FREQ1(I)
C 55     FORMAT (5X,F14.5)
C
      60     CONTINUE
C
C     LE SOUS PROGRAMME QUI FAIT L'INTERPOLATION EST APPELE ICI
C
      CALL INTERPL (FREQ1,PSX,N2LCBE,NPTR)
      RETURN
      END

```

APPENDICE B

Cet appendice contient un exemple d'utilisation du système SP-CMS pour l'exécution du programme fortran de l'appendice A.

lines looking for your name, I don't see it. I don't see
the lines looking for your name, I don't see it.

UN/370 ONLINE

LOGON H01SD
ENTER PASSWORD:

LOGON AT 21:18:48 EST TUESDAY 09/22/01
UNIV M/OP 317AW 39 000112

```
STORAGE = 000000
OF ENTRIES: DISABLED WAIT FOR 00000000 00000000
OF
END
END OF OUTPUT OF THE
```

CMSSG SYSTEM NAME 'CMSSG' NO 40414K.1
STORAGE = 020001

[illegible]

```
BASH_09E_DEFINED
S;
TERMINAL PROMPT : $
S;
COPYFILE TOTAL PROGRAM HOURS : 0.000
S;
```

