

FACULTÉ DES SCIENCES ET DE GÉNIE  
FACULTY OF SCIENCE AND ENGINEERING

RAPPORT FINAL

PROJET B:

DEFINITION DE SPECIFICATIONS DE  
SYSTEMES DE COMMUNICATIONS NUMERIQUES  
PAR MICRO-ONDES 8 RAPPORT F



UNIVERSITÉ D'OTTAWA  
UNIVERSITY OF OTTAWA

P  
91  
C655  
U668  
1979

UNIVERSITÉ D'OTTAWA



UNIVERSITY OF OTTAWA

OTTAWA ONTARIO  
CANADA K1N 6N5

FACULTÉ DES SCIENCES ET DE GÉNIE  
GÉNIE ÉLECTRIQUE

FACULTY OF SCIENCE AND ENGINEERING  
ELECTRICAL ENGINEERING

RAPPORT FINAL

PROJET B:

DEFINITION DE SPECIFICATIONS DE  
SYSTEMES DE COMMUNICATIONS NUMERIQUES

PAR MICRO-ONDES R AP P O R T F I N A L : P R O J E T B

POUR:

MINISTERE DES COMMUNICATIONS  
IMMEUBLE JOURNAL NORD  
300 RUE SLATER  
OTTAWA, ONTARIO  
K1A 0C8

Industry Canada  
Library Queen  
JUL 23 1998  
Industrie Canada  
Bibliothèque Queen

~~COMMUNICATIONS CANADA  
NOV 26 1979  
LIBRARY - BIBLIOTHEQUE~~

DA 6374896  
DL 6374961

P  
91  
C 655  
W 668  
1979

30 MARS 1979

RAPPORT FINAL

PROJET B:

DEFINITION DE SPECIFICATIONS DE SYSTEMES  
DE COMMUNICATIONS NUMERIQUES PAR MICRO-ONDES

POUR:

MINISTERE DES COMMUNICATIONS  
IMMEUBLE JOURNAL NORD  
300 RUE SLATER  
OTTAWA, ONTARIO  
K1A 0C8

No. du Dossier MAS: 04SU-36100-8-1077  
No. de Série du Contrat: OSU78-00264

REDIGE PAR:

Dr K. Feher\*  
Dr W.J.R. Hoefler  
Dr C. Lemyre  
Dr W. Steenaart  
Département de Génie Electrique  
Université d'Ottawa  
Ottawa, Ontario  
K1N 6N5

23 NOVEMBRE 1978 AU 31 MARS 1979

\* Chercheur principal

PERSONNEL

Les personnes suivantes ont faites équipe pour réaliser les travaux rapportés dans ce rapport:

Professeurs

Dr K. Feher, chercheur principal  
Dr W.J.R. Hoefler  
Dr C. Lemyre  
Dr W. Steenaart

Etudiants du 2e cycle

André Brind'Amour  
Basil Ghicopoulos

Etudiants du 1er cycle

Hélène Cholette-Lacasse  
Elias El-Khalil  
Raymond Lacasse  
Geneviève Marquis

Département de génie électrique  
Université d'Ottawa

TABLE DES MATIERES

	<u>Page</u>
RESUME	vii
1.0 INTRODUCTION	1
2.0 REGLEMENTATION RELATIVE AUX COMMUNICATIONS NUMERIQUES DANS LES GAMMES DE FREQUENCES MICRO-ONDES	4
2.1 INTRODUCTION	5
2.2 NATURE DES REGLEMENTS DE LA FCC	7
2.2.1 Niveaux d'émission acceptable	7
2.2.2 Calcul de la largeur de bande	10
2.2.3 Efficacité de transmission	20
2.2.4 Transmission en polarisation croisée	21
2.3 COMMENTAIRES SUR LES REGLEMENTS DE LA FCC	23
2.4 REGLEMENTATION CANADIENNE	24
2.4.1 Niveaux d'émission acceptable	25
2.4.2 Calcul de la largeur de bande	26
2.4.3 Efficacité de transmission	27
2.4.4 Transmission en polairsation croisée	29
2.5 HIERARCHIE NUMERIQUE	32
2.6 EFFETS DE LA REGLEMENTATION SUR LE SPECTRE D'EMISSION ET SUR LES TECHNIQUES DE MODULATION	35
2.7 REFERENCES	38
3.0 TECHNIQUES DE MODULATION ET DE FILTRAGE POUR LES SYSTEMES MICRO-ONDES NUMERIQUES MODERNES	42
3.1 INTRODUCTION	43

	<u>Page</u>
3.2 SYSTEMES NUMERIQUES DE RADIOCOMMUNICATION A LARGEUR DE BANDE EFFICACE	45
3.2.1 Modulation par déphasage 8-aires	45
3.2.2 Modulation d'amplitude en qua- drature (QAM) pour M = 16 états	48
3.3 DIRECTIVES TYPIQUES AYANT TRAIT A L'ELABO- RATION DE SYSTEMES NUMERIQUES A MICRO-ONDES	55
3.3.1 Enoncé du problème	56
3.3.2 Solution	57
3.3.3 Etape 1: Exigence C/N	58
3.3.4 Etape 2: Facteur de bruit et puissance de bruit du récepteur	58
3.3.5 Etape 3: Niveau nécessaire de l'onde porteuse (C min)	60
3.3.6 Etape 4: Puissance Emise ( $P_t$ )	61
3.3.7 Etape 5: Gain du système	62
3.3.8 Etape 6: Répartition des répéteurs	62
3.4 SYSTEMES RADIOELECTRIQUES NUMERIQUES DE 2 GHz	63
3.4.1 Introduction	63
3.4.2 Le système radioélectrique micro- ondes numérique DR2C de Avantek	64
3.4.2.1 Caractéristiques principales	64
3.4.2.2 Description du système radio	66
i) L'émetteur/récepteur DR2C-48	66
ii) L'émetteur/récepteur DR2C-96	70
iii) L'émetteur/récepteur DR2C-96 (-T2)	72
3.4.2.3 Procédé de modulation	73
3.4.2.4 La performance en terme de taux d'erreur des données (BER)	76
3.4.3 Le système radioélectrique micro- onde numérique DM1-2 de Farinon Electric	77
3.4.3.1 Description du système radioélectrique	78
i) L'émetteur	78
ii) Récepteur	82

	<u>Page</u>
3.4.3.2 Procédé de modulation	83
3.4.3.3 Format du signal	84
3.4.4 Le système radioélectrique micro-onde numérique DMI-2C développé par Farinon Canada	85
3.4.4.1 Caractéristiques principales	85
3.4.4.2 Descriptions du systèmes radioélectrique	86
i) Emetteur	86
ii) Récepteur	88
3.4.4.3 Performance en terme du taux d'erreur des données (BER)	89
3.4.5 Le système micro-onde numérique multiplexeur 9120/émetteur-récepteur 78F2 de GTE Lenkurt	89
3.4.5.1 Caractéristiques principales	89
3.4.5.2 Description du système multiplexeur et radio	90
3.4.5.3 Procédé de Modulation	92
3.4.5.4 Performance en terme de taux d'erreur des données	93
3.4.6 Le système radioélectrique micro-onde numérique MC5 6900T de 2 GHz - et le multiplexeur de groupe T1 développés par la compagnie Canadian Marconi	93
3.4.6.1 Caractéristiques principales	93
3.4.6.2 Description du système	94
3.4.6.3 Performance en terme du taux d'erreur des données	96
3.4.7 Comparaison de la performance des systèmes	97
3.5 SYSTEMES RADIOELECTRIQUES NUMERIQUES DE HAUTE CAPACITE (90 Mb/s)	100
3.5.1 Introduction	100
3.5.2 Compte rendu des systèmes radioélectriques micro-ondes numériques utilisant la modulation 8-PSK ou QPRS	101

	<u>Page</u>	
3.5.2.1	Le système micro-ondes numérique 8-PSK de NIPPON (NEC)	101
3.5.2.2	Le système radioélectrique micro-ondes numériques de 90 Mb/s développé par Collins	103
3.5.2.3	Le système radioélectrique micro-onde numérique de 90 Mb/s développé par Raytheon	107
3.5.2.4	Le système GTE Lenkurt de 90 Mb/s	109
3.5.2.5	Le système Fujitsu de 6.3 Mb/s	110
3.5.2.6	Le système Avantek de 6.3 Mb/s	111
3.5.2.7	Le système Microwave Associates de 79 Mb/s	113
3.5.2.8	Le système Bell Northern de 90 Mb/s	114
3.5.3	Une comparaison des systèmes QPRS et 8 PSK	115
3.6	CONCLUSION	120
3.7	REFERENCES	121
4.0	LES EFFETS DE BRUIT ET D'INTERFERENCE SINUSOIDALE SUR LE RENDEMENT DES SYSTEMES DE TRANSMISSION DIGITALES A REPOSE PARTIELLE	125
4.1	INTRODUCTION	126
4.2	LE SPECTRE D'UN SIGNAL PRS	130
4.2.1	Signalisation à réponse partielle de trois niveaux, 1ère classe, la méthode duobinaire	132
4.3	RENDEMENT DE SYSTEMES AVEC DU BRUIT (AWGN)	137
4.4	RENDEMENT DE SYSTEME PRS AVEC DE L'INTERFERENCE	144
4.4.1	Interférence due à une onde carrée	146
4.4.2	Interférence sinusoidale	153
4.4.3	Bruit et interférence combinés	159

	<u>Page</u>
4.5 CONCLUSION	167
4.6 APPENDIX 4-I	168
4.7 APPENDIX 4-II	170
4.8 REFERENCES	172
5.0 ANALYSE PAR ORDINATEUR DES SYSTEMES DE TRANSMISSION DE DONNES UTILISANT DES SIGNAUX QUADRIVALENTS	175
5.1 INTRODUCTION	176
5.2 GENERALITES DU PROGRAMME DE LA SIMULATION	179
5.3 DESCRIPTION DES DIFFERENTES SECTIONS	183
5.3.1 Chaîne du Transmission	185
5.3.1.1 Générateur de données	185
5.3.1.2 Modulateur	186
5.3.2 Chaîne de la réception	192
5.3.2.1 Calcul de performance	195
5.3.3 Représentation de sortie	197
5.3.3.1 Caractéristiques de la performance	198
5.3.3.2 Diagrammes de l'oeil	198
5.3.4 Organigramme	199
5.4 RESULTATS	199
5.5 CONCLUSION	204
5.6 REFERENCES	210
6.0 ETUDE D'UN MEDIUM DE TRANSMISSION PARTICU- LIER UTILISE EN COMMUNICATION NUMERIQUE A TRES HAUTE FREQUENCE	211
6.1 INTRODUCTION	212

	<u>Page</u>
6.2 EVALUATION DE LA LONGUEUR D'ONDE DANS LES LIGNES A AILETTES	217
6.2.1 Méthode empirique d'évaluation de $\lambda_g$	218
6.2.2 Méthode de la résonance transversale	219
6.2.3 Longueur d'onde guidée dans les lignes à ailettes, calculée par la méthode de résonance transversale	222
6.2.3.1 Conditions de résonance transversale dans les lignes à ailettes unilatérales	227
6.2.3.2 Conditions de résonance transversale dans les lignes à ailettes centrales	228
6.2.3.3 Conditions de résonance transversale dans les lignes à ailettes bilatérales	229
6.2.3.4 Résultats	230
6.2.4 Longueur d'onde guidée dans les lignes à ailettes, calculée par la méthode TLM	232
6.2.4.1 Le principe de la méthode TLM	234
6.2.4.2 Le programme d'ordinateur	235
6.2.4.3 Résultats	236
6.3 ETUDE COMPAREE DES DISTORSIONS LINEAIRES DANS LA BANDE $K_A$ (26.5 GHz à 40 GHz) DANS UN GUIDE D'ONDES ET DANS UNE LIGNE A AILETTES	238
6.3.1 Introduction	238
6.3.2 Déformation d'une pulsation dans un guide d'ondes due au phénomène de dispersion.	241
6.4 CONCLUSION	247
6.5 REFERENCES	249
7.0 CONCLUSIONS ET RECOMMANDATIONS	251

RESUME

Le présent rapport résume une partie des règlements qui régissent, tant aux Etats-Unis qu'au Canada, l'utilisation de méthodes de modulation numériques pour les télécommunications radio-fréquences dans les gammes de fréquences micro-ondes. Les techniques de modulations numériques les plus fréquemment utilisées sont décrites, de même que les développements les plus récents dans l'utilisation de ces techniques pour les télécommunications par micro-ondes.

Cette étude démontre que les règlements établis par la Federal Communications Commission aux Etats-Unis sont beaucoup plus élaborées que les règlements équivalents établis par le Ministère des Communications au Canada, et qu'un plus grand nombre de gammes de fréquences y sont autorisées pour des télécommunications numériques à des fréquences d'onde porteuse inférieure à 10 GHz. La gamme de 6 GHz est présentement utilisée aux Etats-Unis, et l'utilisation de la gamme de 4 GHz est permise.

Comme conclusion de nos travaux nous recommandons que le Ministère des Communications s'intéresse dans les plus brefs délais à allouer l'utilisation de ces deux gammes de fréquences pour les télécommunications numériques aux fréquences micro-ondes. Pour assurer un usage efficace de ces parties du spectre des fréquences et un développement ordonné de son utilisation, nous recommandons également que la présente étude soit considérée comme une première phase, et qu'elle soit élargie pour développer des recommandations plus spécifiques quant aux patrons d'atténuation requis. Ceci permettra aux compagnies canadiennes de garder le pas avec l'évolution rapide de l'utilisation des techniques de modulation numériques dans le domaine des télécommunications.

Nous désirons noter notre appréciation pour le support apporté par le Ministère des Communications à la politique de bilinguisme de l'Université d'Ottawa. En insistant que ces travaux soient accomplis en Français nous avons pu donner un support particulier au côté francophone de notre département. Cette exigence, ajoutée à la contrainte de temps (un peu plus de quatre mois), a cependant quelque peu affecté la

quantité de recherches originales possible dans le domaine de recherche traité est généralement disponible en Anglais seulement. Nous avons de plus impliqués des étudiants sous-gradués dans ces travaux pour compléter les effectifs francophones requis, et pour améliorer la disponibilité futur de personnel francophone spécifiquement intéressé au domaine des télécommunications.

Nous jugeons que le rapport ci-joint fait preuve de la compétence du personnel enseignant de l'université d'Ottawa, et du fait que ce personnel s'intéressait à ce domaine de recherche particulier avant l'attribution du présent contrat. Avec un support financier adéquate, nous sommes confiants de pouvoir développer à court terme un centre de recherche du plus haut calibre dans le domaine des télécommunications numériques.

## I.0 INTRODUCTION

Ce rapport présente une étude comparative des règlements canadiens et américains qui gouvernent l'utilisation des gammes de fréquences micro-ondes pour les télécommunications numériques et décrit brièvement un nombre de systèmes modernes de communications numériques par micro-ondes. Des méthodes de modulation numérique, des systèmes micro-ondes opérationnels et certaines composantes nouvelles qui sont à l'état de développement sont également considérés.

Certains aspects des règlements canadiens et américains sont comparés au chapitre 2. Les résultats de cette comparaison et du matériel contenu dans les autres chapitres forment la base de quelques recommandations formulés à l'intention du Ministère des Communications. La Hiérarchie numérique Nord-Américaine est résumée car elle a un impact appréciable sur l'implémentation des règlements qui pourront être promulgués.

Les méthodes de modulation numérique et de filtrage les plus fréquemment utilisées et étudiées sont considérées au chapitre 3. Des systèmes à grande

et moyenne capacité y sont décrits, et les directions que prennent les développements les plus récents dans ce domaine sont mentionnées. La comparaison entre les divers systèmes étudiés permettra au Ministère des Communications d'être très bien renseigné sur l'équipement de communication numérique disponible présentement pour utilisation aux fréquences micro-ondes.

Le chapitre 4 donne une étude de systèmes utilisant la méthode de transmission en réponse partielle (QPRS). Une attention particulière a été portée à l'interférence sinusoidale entre les voies de communications adjacentes. La performance de systèmes numériques QPRS dans un milieu d'interférence complexe est également étudiée.

Une simulation sur ordinateur de systèmes QPRS est donnée au chapitre 5. Cette étude permet à l'utilisateur d'obtenir le diagramme à l'oeil pour tout le système. Finalement, au chapitre 6, une étude particulière de l'utilisation de lignes de transmission à ailettes (fin-lines) dans les systèmes à très haute fréquence (au dessus de 15 GHz) est donnée. Il appert que ces techniques permettront de minimiser la dégradation dont souffrent les composantes qui font parties de tels systèmes.

Les conclusions de cette étude sont résumées  
au chapitre 7, de même que quelques recommandations  
concernant la continuation de ces travaux.

CHAPITRE 2

REGLEMENTATION RELATIVE AUX COMMUNICATIONS

NUMERIQUES DANS LES GAMMES DE FREQUENCES

MICRO-ONDES

2.1 INTRODUCTION

Ce chapitre résume essentiellement les règlements établis aux Etats-Unis par la Fédéral Communications Commission (FCC) pour les communications numériques sur les réseaux micro-ondes. La réglementation canadienne sur l'utilisation des gammes de fréquences micro-ondes pour les télécommunications en radiofréquence par techniques de modulation numérique est également résumée. Le peu de précision contenu dans cette dernière réglementation est remarquable lorsque comparée aux règlements de la FCC.

Un bref résumé des hiérarchies numériques présentement en usage est inclus, de même qu'un exemple typique indiquant l'effet de la réglementation de la FCC sur les limites du spectre d'émission dans l'utilisation d'une technique de modulation numérique.

La FCC a développé ses règlements sur une période de trois ans qui a débutée en 1971 par la publication d'un "avis d'investigation" (filière No. 19311) pour solliciter les commentaires des industries intéressées dans les télécommunications en radiofréquence par technique de modulation numérique<sup>1</sup>. Elle

s'intéressait en particulier à l'inefficacité notée à cette date, dans l'utilisation du spectre des fréquences, des systèmes de transmission de voies téléphoniques par la technique de modulation par impulsions codées (PCM).

Après avoir analysé les commentaires reçus, la FCC a émis, en mai 1973<sup>2</sup>, un "avis de règlement proposé" ou elle indiquait la nature des règlements qui s'appliqueraient aux communications numériques dans les gammes de fréquences micro-ondes. Suite aux commentaires et suggestions reçues, elle publiait un "rapport et règlement"<sup>3</sup> le 27 septembre 1974 dans lequel était contenu les modifications qui s'appliquent aux règlements qui couvrent les gammes de communication radio par réseau micro-ondes lorsque des systèmes de communication numériques sont impliqués. Nous porterons une attention particulière aux limites imposées sur les niveaux d'émission de signaux dans chaque gamme de fréquence, ces limites étant destinées à éviter une interférence excessive sur les canaux adjacents, étant donné que le spectre d'un signal numérique est plus étalé que celui des systèmes utilisant un multiplexage des signaux par partage de fréquences (FDM).

Pour être complet, il faut noter qu'un memorandum fut également émis par la FCC en janvier 1975<sup>4</sup> lequel modifiait légèrement les règlements émis dans le rapport du 27 septembre 1974.

## 2.2 NATURE DES REGLEMENTS DE LA FCC

### 2.2.1 Niveaux d'émission acceptables

Les règlements qui portent sur la puissance d'émission acceptable seront d'abord considérés. La FCC note dans son rapport qu'un des buts poursuivis dans la promulgation de ces règlements est l'établissement de standards qui encourageront un développement ordonné des systèmes de communications numériques par micro-ondes. Ils ont évidemment pour but particulier de limiter l'interférence que pourrait causer une voie de radiocommunication numérique sur les voies de radiocommunications analogiques mitoyennes.

Vu que les gammes de fréquences supérieures à 15 GHz seront probablement utilisées en grande partie pour des communications numériques, et que l'interférence entre les voies de communications numériques mitoyennes n'est pas aussi importante que l'interférence causée par une voie de communication numérique

sur une voie de communication analogique mitoyenne, les règlements pour ces gammes sont moins restrictifs et moins bien définis. Un but de cette approche est de ne pas restreindre indûment le développement de ces gammes de fréquences pour les communications numériques par micro-ondes.

Les gammes de fréquences inférieures à 15 GHz qui sont utilisées pour fournir des voies de télécommunication étant passablement congestionnées dans certaines parties du pays, la FCC a jugé bon d'établir des standards d'émission relativement stricts.

Le règlement qui porte sur la puissance d'émission acceptable spécifie que pour des fréquences d'opérations inférieures à 15 GHz l'atténuation du signal, dans toute gamme de 4 kHz dont la fréquence centrale est décalée de la fréquence désignée par 50% ou plus de la largeur de bande autorisée, doit être en accord avec la formule suivante et jamais moins de 50 décibels:

$$A = 35 + 0.8 (P - 50) + 10 \log_{10} B$$

ou

A = atténuation en décibels au dessous  
de la puissance de sortie moyenne

P = pourcentage de déviation de la  
fréquence de l'onde porteuse.

B = largeur de bande autorisée, en  
MHz.

Il est également spécifié qu'une atténuation supérieure à 80 db n'est pas requise. Cette atténuation s'applique à la puissance moyenne d'émission au dessous de la puissance moyenne d'émission du transmetteur.

Pour des fréquences d'opération supérieures à 15 GHz l'atténuation du signal, dans toute gamme de 1 MHz dont la fréquence centrale est décalée de la fréquence désignée par 50% ou plus de la largeur de bande autorisée, doit être en accord avec la formule suivante et jamais moins de 11 décibels:

$$A = 11 + 0.4 (P - 50) + 10 \log_{10} B$$

ou les termes ont la même signification que précédemment. Il est également spécifié qu'une atténuation supérieure à 56 db n'est pas requise.

Egalement, dans toute gamme de 4 kHz dont la fréquence centrale est éloignée de plus de 250% de

la largeur de bande autorisée, l'atténuation minimum doit être le moindre de

$$A = 43 + 10 \log_{10} (\text{puissance de sortie moyenne en watts}) \text{ db}$$

ou

$$A = 80 \text{ db}$$

Les patrons d'atténuation spécifiés pour les systèmes qui opèrent à des gammes de fréquences inférieures à 15 GHz sont donnés sur les figures 2.1 à 2.4 pour des largeurs de bandes autorisées respectives de 3.5, 20, 30 et 40 MHz et sur les figures 2.5 à 2.7 pour des largeurs de bande respectives de 50, 100 et 220 MHz pour les systèmes qui opèrent à des fréquences supérieures à 15 GHz.

#### 2.2.2 Calcul de la largeur de bande

Les règlements de la FCC stipulent également la méthode de calcul de la largeur de bande pour différentes méthodes de modulation numériques. Trois types de modulation sont spécifiquement désignées et les formules appropriées sont données dans le tableau No. 2.1.

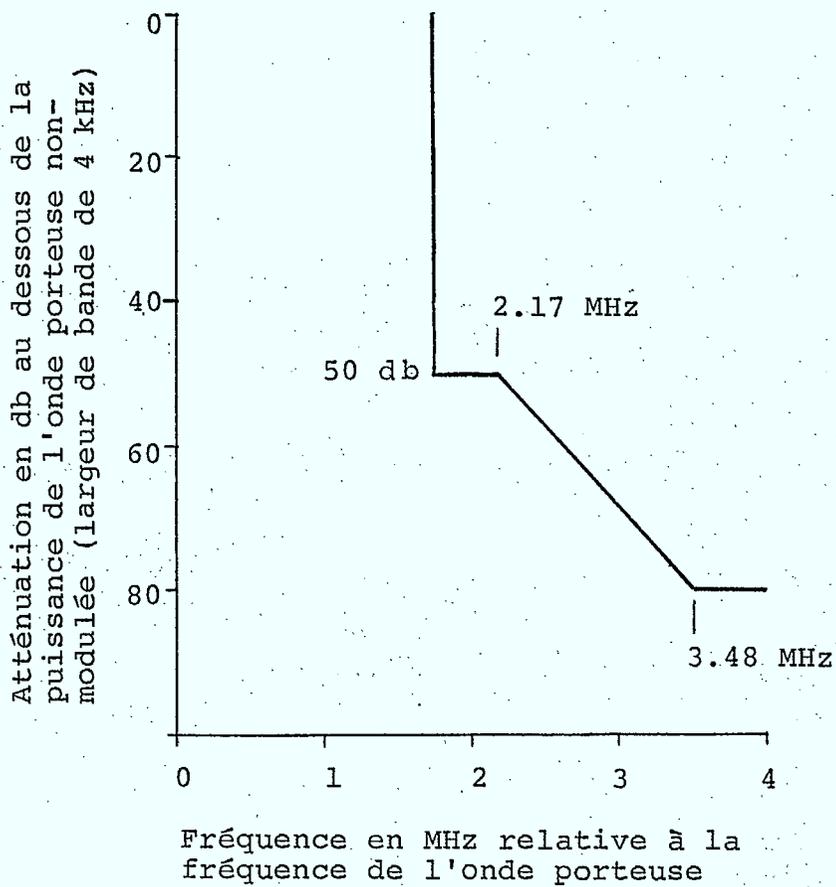


Figure 2.1 Patron d'atténuation pour une largeur de bande de 3.5 MHz et une fréquence d'opération inférieure à 15 GHz

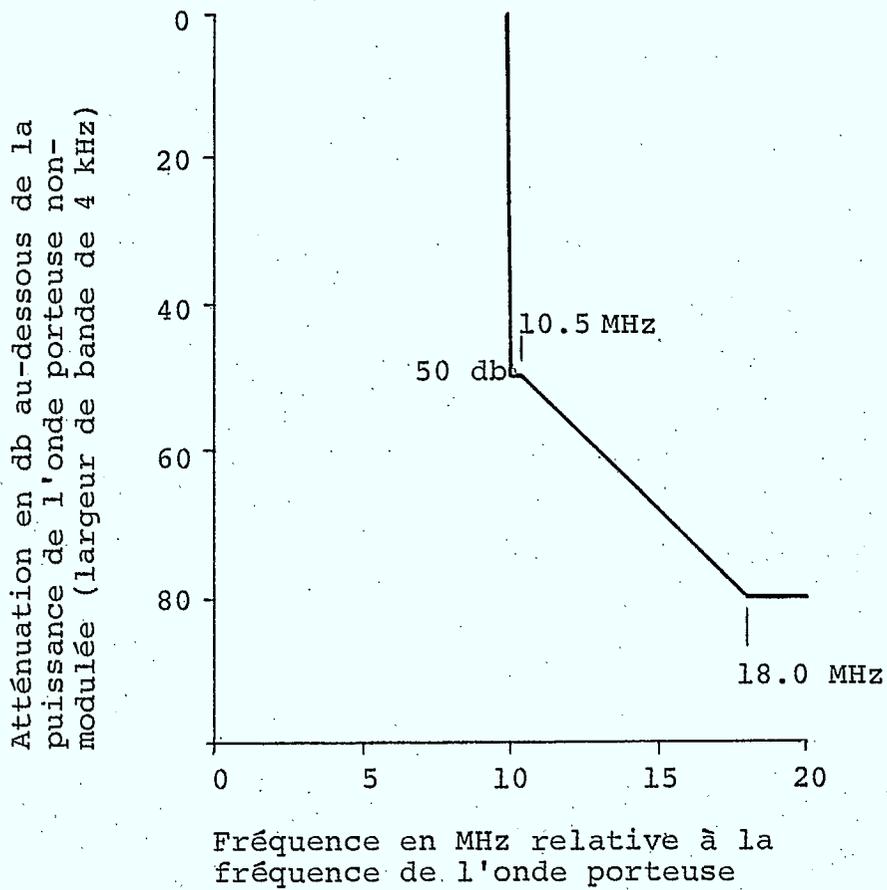


Figure 2.2 Patron d'atténuation pour une largeur de bande de 20 MHz et une fréquence d'opération inférieure à 15 GHz

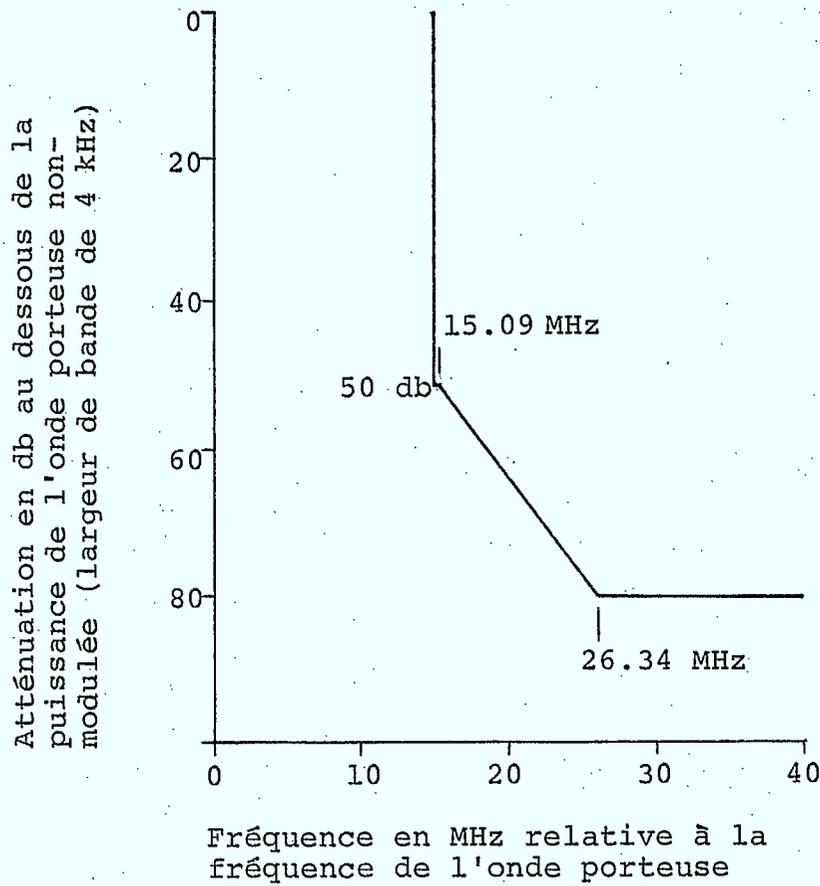


Figure 2.3 Patron d'atténuation pour une largeur de bande de 30 MHz et une fréquence d'opération inférieure à 15 GHz

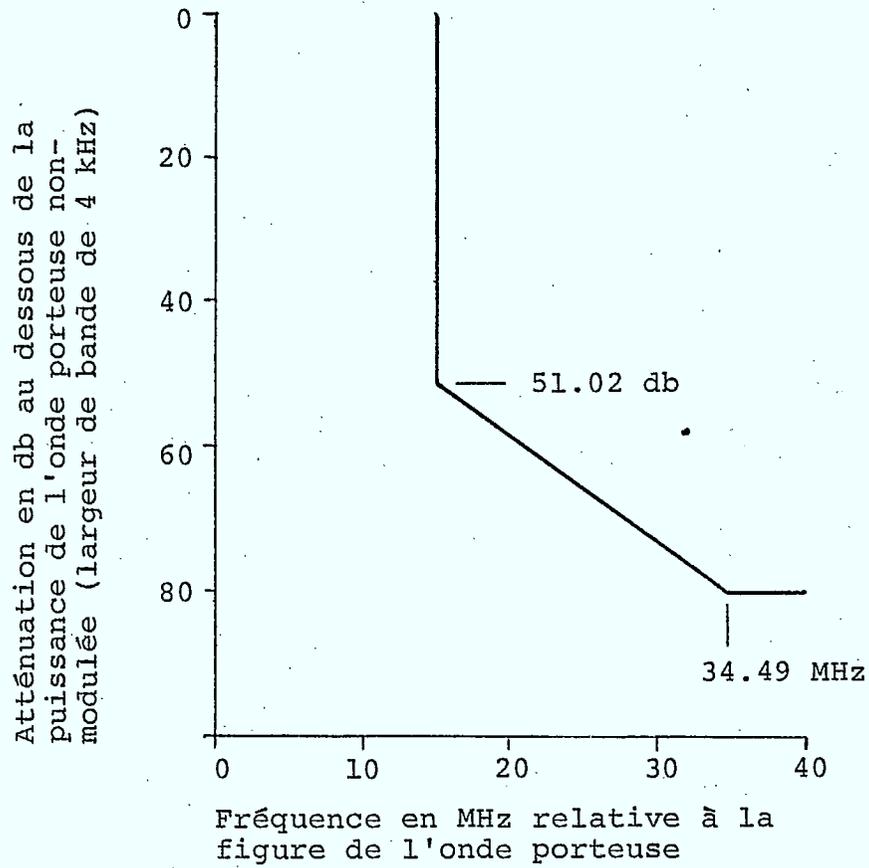


Figure 2.4 Patron d'atténuation pour une largeur de bande de 40 MHz et une fréquence d'opération inférieure à 15 GHz

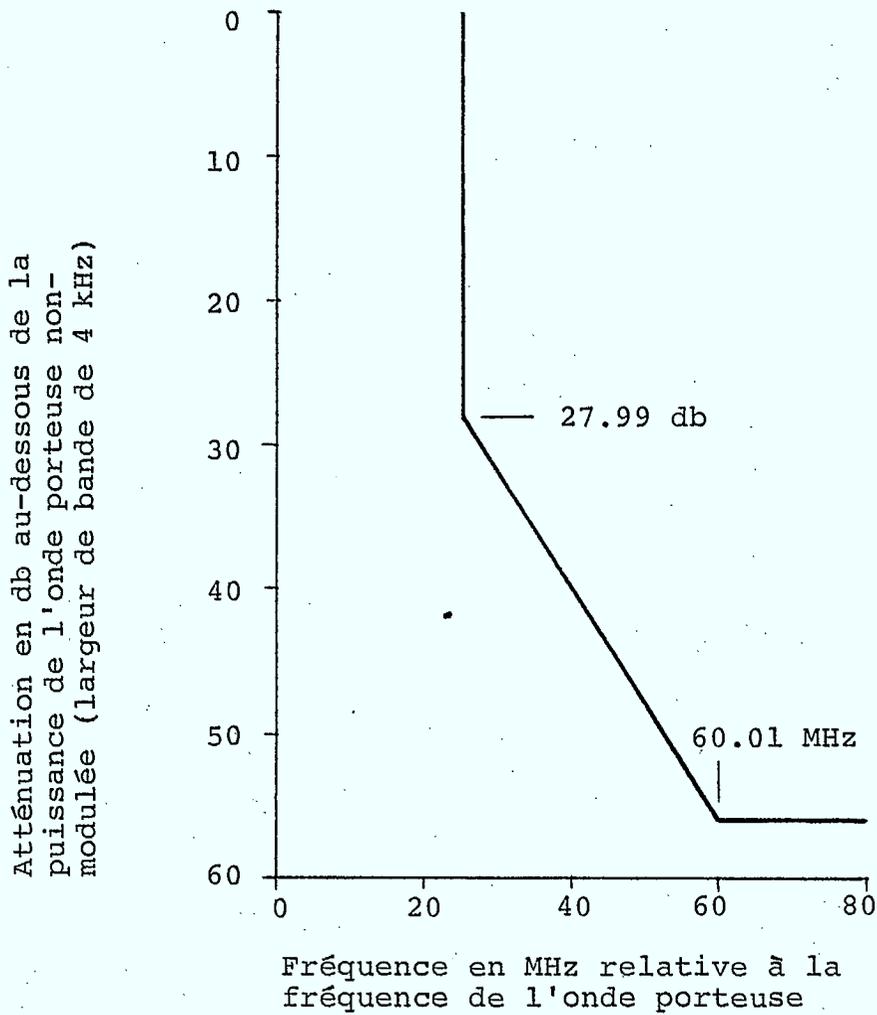


Figure 2.5 Patron d'atténuation pour une largeur de bande de 50 MHz et une fréquence d'opération supérieure à 15 GHz

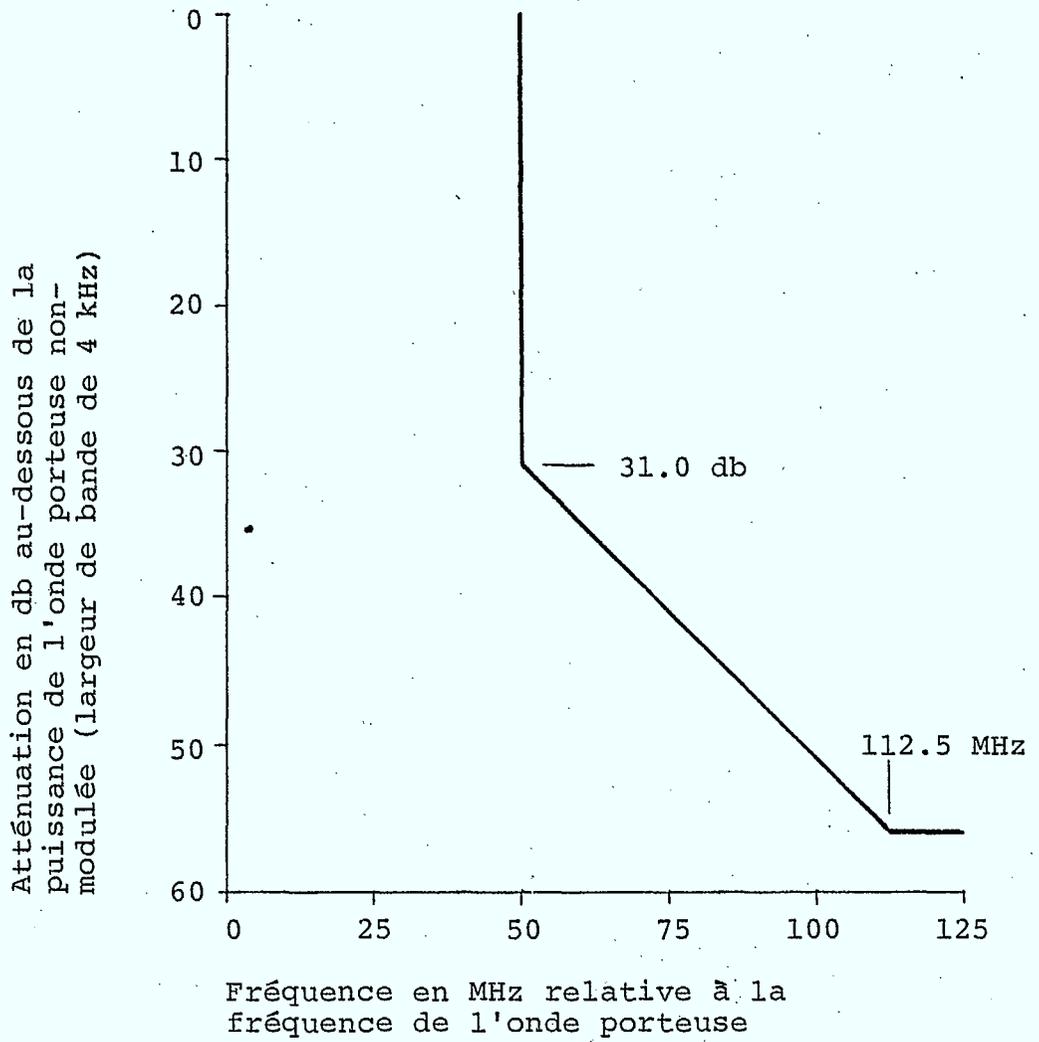


Figure 2.6 Patron d'atténuation pour une largeur de bande de 100 MHz et une fréquence d'opération supérieure à 15 GHz

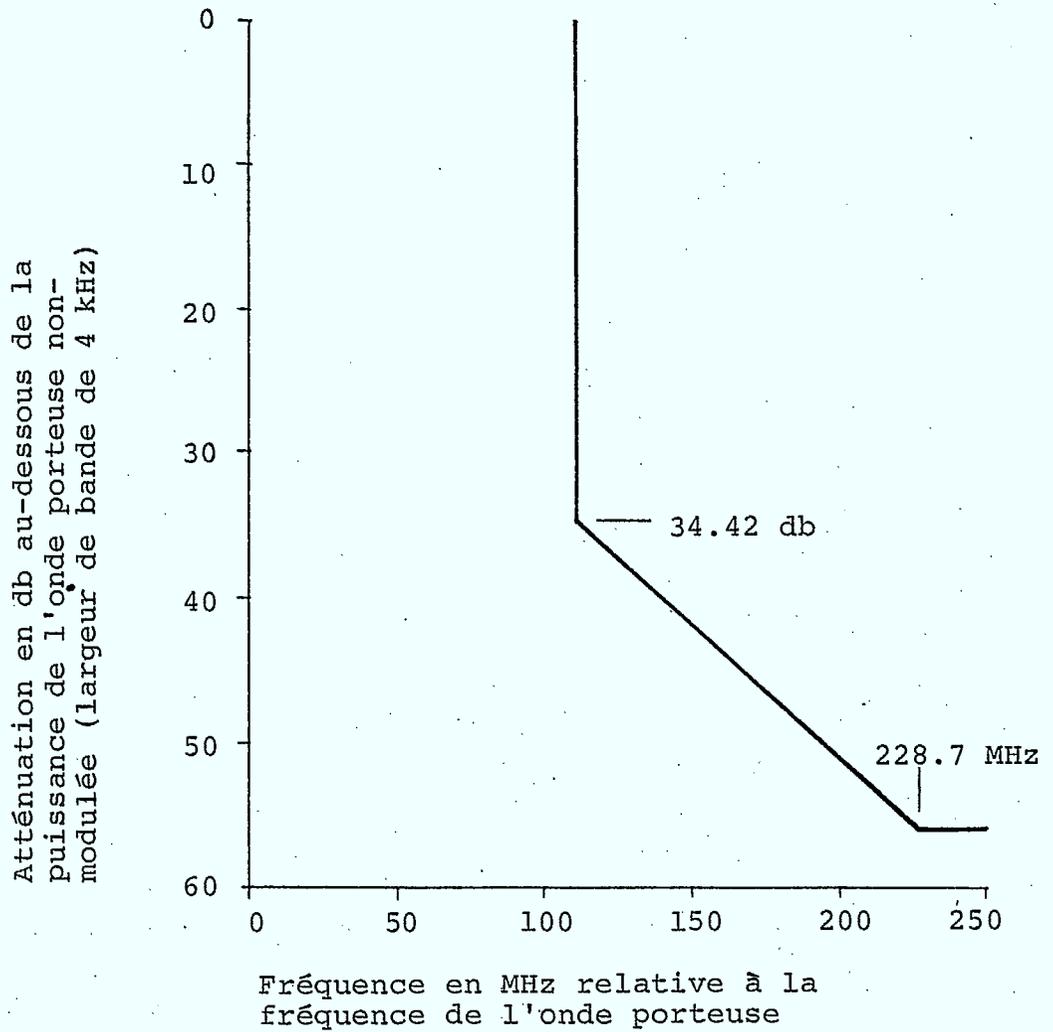


Figure 2.7 Patron d'atténuation pour une largeur de bande de 220 MHz et une fréquence d'opération supérieures à 15 GHz

Une formule spécifique n'a pas été établie pour les systèmes de transmission ayant une bande latérale partiellement supprimée (VSB) à cause des caractéristiques variables de tels systèmes. Egalement, parce que les systèmes de transmission sur bande latérale unique (SSB) ne sont jamais restreints à une seule bande latérale, mais émettent également des signaux dans l'autre bande latérale, il a été décidé de ne pas établir de formule spécifique pour la largeur de bande de ces systèmes, mais de vérifier la largeur de bande effective de toute application pour de tels systèmes en utilisant les données fournies par le manufacturier dans sa soumission pour l'obtention d'une licence pour un équipement particulier.

Les caractéristiques des systèmes à modulation de fréquence par modulation de phase différentielle (FM-DPSK) étant semblables à celles des systèmes à modulation par décalage de phase, la même formule (donnée au tableau 1) est utilisée pour ces deux systèmes. Il est à noter que la valeur du facteur K, qui est choisi pour correspondre à la largeur de bande entre les premiers zéros du spectre assigné, a été désigné comme ayant une valeur unitaire. La FCC indique qu'elle ne désire pas restreindre par ceci la

TABLEAU NO 2.1

CALCUL DE LA LARGEUR DE BANDE

Type de modulation numérique	Largeur de bande, en Hertz	Désignation de l'émission
Modulation d'amplitude à double bande latérale	$B_n = \frac{2 R K}{\log_2 S}$	5000 A9Y
Modulation de phase	$B_n = \frac{2 R K}{\log_2 S}$	10,000 F9Y
Modulation par déplacement de fréquence	$B_n = \frac{R}{\log_2 S} + 2DK$	9000 F9Y

R = débit de transmission binaire en bits/seconde (b/s)

S = nombre d'états équivalents de signalisation non redondants

D = déviation maximum de la fréquence de l'onde porteuse, en Hertz

K = 1\*

\* Le facteur K est considéré comme unitaire à moins d'avoir été spécifiée autrement par la FCC. L'utilisation d'une valeur autre que unitaire, en modulation numérique, peut être utilisée si son applicabilité peut être démontrée.

valeur du facteur K, et que toute autre valeur suggérée, en particulier pour des systèmes qui auraient une efficacité d'utilisation supérieure à 1 bit/seconde/Hertz (b/s/hz), peuvent être soumises pour approbation en même temps que la demande d'approbation d'un type d'équipement particulier. Le règlement indique également que la largeur de bande pour des systèmes de modulation d'amplitude à double bande latérale (DSB-AM) est définie par la même formule que pour les systèmes de modulation par décalage de phase (PSK), mais que cette définition est plutôt théorique car aucun système utilisant ce mode de modulation est présentement en opération, et qu'elle sera sujette à révision lorsque des appareils particuliers seront évalués.

### 2.2.3 Efficacité de transmission

La filière No 19311 de la FCC stipule également que le débit binaire, en bit par seconde (b/s), doit excéder ou tout au moins être égal à la largeur de bande permise en Hertz, ce qui requiert une efficacité de transmission égale ou excédant 1 bit/seconde/Hertz (b/s/Hz). Un débit binaire de 64 kb/s étant traditionnel pour des voies téléphoniques de 4 kHz utilisant la modulation par impulsions codées, un

débit binaire de 6.144 Mb/s est donc requis pour 96 voies téléphoniques. Le débit standard dans la hiérarchie numérique du système téléphonique de la compagnie Bell est de 6.312 Mb/s, des impulsions additionnelles étant requises pour la synchronisation et le contrôle du système.

Pour assurer l'utilisation efficace des voies de communication, la FCC définit dans ses règlements le nombre minimum de voies téléphoniques que doit porter chaque gamme de fréquence allouée à ce type de communications. Le tableau no. 2.2<sup>5</sup> résume l'information reliée à ces règlements, et compare le débit binaire spécifié par la FCC à la hiérarchie numérique présentement utilisée en Amérique du Nord. On peut noter en particulier que dans la gamme de 11 GHz, l'utilisation de demie-voies de communication est autorisée en autant que la largeur de bande est réduite à 20 MHz.

#### 2.2.4 Transmission en polarization croisée

Les règlements reliés à l'efficacité de transmission étant à leur date de promulgation relativement rigides, en regard de la technologie disponible

TABLEAU NO. 2.2

Caractéristiques des voies de communications numériques  
 autorisées dans les gammes de fréquence  
 micro-ondes, aux Etats-Unis

Règlements de la Federal Communication Commission				Hiérarchie numérique		
Gammes de fréquence GHz	Largeur de bande permise MHz	Nombre minimum "n" de voies. téléphoniques codées	Taux binaire équivalent (n x 64 kb/s) Mb/s	Taux binaire le plus proche Mb/s	Nombre de voies tel. codées	Efficacité b/s/Hz
2,110-2,130	3.5	96	6.144	(DS-2) 6.312	96	1.80
2,160-2,180	3.5	96	6.144	(DS-2) 6.312	96	1.80
3,700-4,200	20.0	1152	73.728	2 x (DS-3) 90	1344	4.5
5,925-6,425	30.0	1152	73.728	2 x (DS-3) 90	1344	3
10,700-11,700	40.0 20.0	1152 976( $\frac{1}{2}$ voie)	73.728	2 x (DS-3) 90	1344	2.25

pour réaliser l'équipement requis, la FCC autorise l'utilisation de la transmission en polarisation croisée sur la même gamme de fréquences entre stations de relais. Pour les systèmes qui utilisent une voie de protection en cas de pannes, cette voie peut être doublée pour inclure les deux polarisations. Pour recevoir l'approbation de la FCC, les manufacturiers dont l'équipement utilise la polarisation croisée devront démontrer que leur équipement est capable de fournir un service satisfaisant dans la plupart des conditions d'opération possibles.

### 2.3 COMMENTAIRES SUR LES REGLEMENTS DE LA FCC

Le résumé qui précède ne porte que sur certains aspects des règlements promulgués par la FCC pour l'utilisation de méthodes de transmission numérique dans les gammes de fréquences micro-ondes. La méthode utilisée pour l'élaboration de ces règlements est très systématique, et tend à protéger l'intérêt public dans l'utilisation d'une ressource naturelle qu'est le spectre de fréquences, tout en encourageant les innovations apportées par l'industrie des communications dans les efforts qu'elle apporte à fournir un service de qualité et toujours en demande croissante.

La FCC reconnaît que ces règlements couvrent un domaine technologique en état d'évolution, et que les décisions prises le furent à partir d'approximations raisonnables et plausibles. Ces règlements sont donc sujets à modifications lorsque l'information accumulée dans l'opération de ces systèmes sera de nature à justifier une telle action.

#### 2.4 REGLEMENTATION CANADIENNE

Les règlements en vigueur aux Etats-Unis ont d'abord été considérés parce qu'ils sont beaucoup plus détaillés et mieux documentés que les règlements équivalents présentement en vigueur au Canada. Ces règlements sont essentiellement similaires aux règlements de la FCC, et sont contenus dans les Plans Normalisés de Réseaux Hertziens No. 303<sup>9</sup>, 305<sup>10</sup>, 306<sup>11</sup>, et 311<sup>12</sup> (PNRH - 303, PNRH - 305, PNRH - 306, PNRH - 311).

Les télécommunications numériques par micro-ondes sont autorisées dans les gammes de fréquences suivantes:

1427 à 1525 MHz<sup>12</sup>

1710 à 1900 MHz<sup>9</sup>

7125 à 7250 MHz<sup>10</sup>

7725 à 8275 MHz<sup>11</sup>

2.4.1 Niveaux d'émission acceptable

A l'exception de la puissance qui peut être fournie à l'antenne, qui est spécifiée, la nature du patron d'atténuation requis n'est pas explicitement décrit. Les règlements canadiens stipulent simplement que

*"Toute émission importante d'un émetteur doit être située à l'intérieur de la largeur de bande autorisée"<sup>13</sup>*

Ce règlement peut être considéré comme étant très libéral lorsqu'on le compare aux règlements équivalents de la FCC, donnés à la section 2.2.1 de ce rapport, et nécessite une interprétation de la part du service de la réglementation des télécommunications. Etant donné le potentiel d'interférence des

voies de communications numériques sur les voies mi-toyennes analogiques, il y aurait avantage de préciser le patron d'atténuation requis de façon plus spécifique.

Il est bon de noter ici que seules les gammes de 2 GHz et 8 GHz sont autorisées au Canada pour les communications numériques par micro-ondes, alors que les gammes de 4 et 6 GHz sont permises aux Etats-Unis. L'expérience Américaine dans ce domaine permet de suggérer que ces deux gammes de fréquences pourraient également être utilisées au Canada pour de telles communications, mais cette suggestion est qualifiée par la suggestion du paragraphe précédent à ce que des patrons d'atténuation spécifiques soient stipulés plus précisément dans la réglementation canadienne.

#### 2.4.2 Calcul de la largeur de bande

Le calcul de la largeur de bande pour les systèmes numériques est donné dans le PNR-113<sup>14</sup>. Les formules spécifiées sont identiques à celles qui sont utilisées par la FCC, tel que donné au tableau no 2.1.

2.4.3 Efficacité de transmission

L'efficacité de transmission est spécifiée, pour trois ou quatre gammes de fréquences autorisées pour les communications numériques, comme étant "au moins un bit par hertz de largeur de bande, par voie HF"<sup>15</sup>, et pour la gamme de 7725 à 8275 MHz, "au moins 2 bits par hertz de largeur de bande HF dans le cas de polarisation simple".<sup>16</sup>

Par ailleurs, la capacité minimale des réseaux de relais hertziens utilisant des techniques de modulation numérique est également spécifiée pour chaque gamme:

a) gamme de 1427 à 1525 MHz:

pour des voies HF occupant une largeur de bande de 7 MHz, la capacité minimale est de 3 Mb/s par voie HF.<sup>19</sup>

b) gamme de 1710 à 1900 MHz:

pour les systèmes dont la largeur de bande des voies HF est supérieure à 3.5 MHz et inférieure ou égale à 7.0 MHz, la capacité minimale d'une voie HF est de deux trains de 1.544 Mb/s<sup>17</sup>

pour les systèmes dont la largeur de bande des voies HF est inférieure ou égale à 3.5 MHz, la capacité minimale d'une voie HF est de un train de 1.544 Mb/s.<sup>17</sup>

c) gamme de 7125 à 7250 MHz:

pour les systèmes dont la largeur de bande des canaux HF est supérieure à 3.5 MHz et inférieure à 9.75 MHz, la capacité minimale d'une voie HF est un train de 3 Mb/s<sup>18</sup>

pour les systèmes dont la largeur de bande des voies HF est inférieure ou égale à 3.5 MHz, la capacité minimale d'une voie HF est un train de 1.544 Mb/s.<sup>18</sup>

Il est à noter que dans cette gamme de fréquence, les systèmes de largeur de bande supérieure à 9.75 MHz et inférieure ou égale 19.5 MHz par voie HF seront pris en considération s'ils satisfont aux exigences du PNRH-305 et s'ils ne peuvent, en même temps, satisfaire aux exigences d'autres PNRH.

d) Gamme de 7725 à 8275 MHz:

le volume de trafic initial doit être d'au moins 20 Mb/s.<sup>20</sup>

Ces règlements sont résumés, sous forme de caractéristiques des voies de communications numériques autorisées au Canada dans les gammes de fréquences micro-ondes, au tableau no 2.3. Le tableau indique également la largeur de bande permise pour les voies de communications pour chaque gamme de fréquence spécifiée.

2.4.4 Transmission en polarisation croisée

La partie des Plans Normalisés de Réseaux Hertziens Nos 303, et 311 qui traite des techniques de modulation numérique stipule que les réseaux utilisent ces techniques doivent:<sup>21</sup>

- a) utiliser de préférence un plan de deux fréquences, et
- b) lorsque plus d'une paire de fréquence est utilisée sur un réseau, il faut utiliser deux polarisations sur chaque porteuse pour transmettre deux flots de données sur chaque fréquence.

TABLEAU NO 2.3

Caractéristiques des voies de communications  
numériques autorisées dans les gammes de  
fréquences micro-ondes, au Canada

Gammes de fréquences GHz	Largeur de bande permise MHz	Capacité minimale Mb/s	Efficacité minimale b/s/Hz
1.427-1.525	7	3	1
1.710-1.90	3.5 - 7 3.5	2 x 1.544 1.544	1
7.125-7.250	3.5 - 7 3.5	3 1.544	1
7.725-8.275	40.74	20	2

Par ailleurs, les PNRH-305 et 306 ne traitent pas de l'utilisation de la polarisation croisée sur la même fréquence entre deux points mitoyens d'un réseau.

Il est à noter que cette réglementation pour les gammes de fréquence 1.427 - 1.525 GHz et 1.710 - 1.900 GHz a pour but de doubler la capacité d'un réseau sans ajouter de nouvelle fréquence. Par ailleurs, la réglementation de la FCC autorise la polarisation croisée dans les cas où il n'est pas possible de réaliser l'efficacité de transmission minimum requise pour une fréquence donnée, le nombre minimum de voies téléphoniques à fournir sur une porteuse donnée pouvant être réalisé en transmettant en polarisation croisée sur cette fréquence, de sorte que l'équipement pour chaque transmetteur n'a qu'à rencontrer l'exigence de la moitié du nombre de voies téléphoniques spécifiées (voir tableau no 2.2). Cette possibilité est autorisée par la FCC sur toutes les gammes de fréquences permettant l'utilisation des techniques de modulation numérique.

## 2.5 HIERARCHIE NUMERIQUE

Le tableau no 2.2 réfère à la hiérarchie numérique utilisé par le système téléphonique de la compagnie Bell aux Etats-Unis. Il est plutôt malheureux qu'une hiérarchie uniforme n'ait pas encore été adoptée par tous les pays qui utilisent présentement des techniques de modulation numérique. Comme information complémentaire, la hiérarchie numérique de la compagnie Bell, celle du Japon et la hiérarchie recommandée par la Conférence Européenne des Postes et Télécommunications est résumé au tableau no 2.4<sup>6</sup>. L'incompatibilité de ces systèmes est plutôt évidente.

Le CCITT, organisme international qui s'intéresse aux standards en télécommunications, a recommandé des spécifications pour deux systèmes de base en modulation par impulsions codées. Ces deux systèmes utilisent un débit binaire de 1.544 Mb/s et de 2.048 Mb/s pour transmettre 24 et 30 voies téléphoniques respectivement<sup>7, 8</sup>, mais les recommandations pour le premier système ne sont pas identiques aux caractéristiques du niveau 1 (T1) du système Bell. Ce dernier système possède par ailleurs un niveau intermédiaire entre les niveaux 1 et 2, désigné T1C, qui n'apparait

TABLEAU NO 2.4

Hiérarchies numériques

<u>Niveau</u>	<u>1</u>	<u>2</u>	<u>3</u>	<u>4</u>	<u>5</u>
<u>Système Nord-Américain (Co. Bell)</u>					
Nombre de voies téléphoniques	24	96	672	4032	
Débit binaire (Mb/s)	1.544	6.312	44.736	274.16	
Désignation	DS-1	DS-2	DS-3	DS-4	
<u>Système Japonais</u>					
Nombre de voies téléphoniques	24	96	480	1440	5760
Débit binaire (Mb/s)	1.544	6.312	32.064	97.728	400.352
<u>Europe (recommandé)</u>					
Nombre de voies téléphoniques	30	120	480	1920	7680
Débit binaire (Mb/s)	2.048	8.448	34.368	139.264	565.148

pas au tableau. Il possède une capacité double du niveau 1 et un débit binaire de 3.2 Mb/s.

James Martin résume également dans son livre<sup>6</sup> les caractéristiques de quelques systèmes opérant avec des techniques de modulation numériques dans plusieurs pays en dehors de l'Amérique. Certains de ces systèmes ont un débit binaire de 1.544 et 2.048 Mb/s et opèrent sur des paires de fils conducteurs. Quelques pays ont installées des systèmes de communication numériques par micro-ondes dans la gamme de 13 GHz qui utilisent la modulation par décalage de phase et opèrent à un débit binaire de 8.448, 17.152 et 34.304 Mb/s. Des prototypes ont été développés pour opération par câble coaxial avec un débit binaire de 34.304 et 139.264 Mb/s. L'Italie utilise un système à câbles coaxial de faible dimension avec un débit binaire de 8.448 Mb/s.

Au Canada, la hiérarchie du système téléphonique Bell Canada est compatible avec la hiérarchie numérique Nord Américaine. En particulier, le système DRS-8 opérant dans la gamme de 8 GHz avec un débit binaire de 91.04 Mb/s, permet l'interface entre deux systèmes DS-3 de 44.736 Mb/s.

## 2.6 EFFETS DE LA REGLEMENTATION SUR LE SPECTRE D'EMISSION ET SUR LES TECHNIQUES DE MODULATION

La contrainte de temps ne permet pas d'accomplir une étude détaillée de la littérature sur les effets de la réglementation de la FCC sur le spectre d'émission requis par les contraintes relatives à l'interférence entre les voies de communications mitoyennes, et sur les techniques de modulation requises pour rencontrer le minimum d'efficacité de transmission requise dans une gamme donnée. Le cas typique suivant, tiré de la littérature, est utilisé comme exemple.<sup>22</sup>

Dans la gamme de 6 GHz la largeur de bande autorisée par la FCC est de 30 MHz et l'efficacité de transmission minimum est de 3 b/s/Hz, soit un débit binaire global de 90 Mb/s. Quel que soit le type de modulation utilisé le spectre de fréquences transmis, pour un débit binaire aléatoire de longueur adéquate, peut être considéré comme ayant une enveloppe de forme  $[(\sin x)/x]^2$ , et la largeur du spectre non filtré est fonction du taux de modulation, e.g. du nombre d'états utilisés au transmetteur pour émettre le signal.<sup>23</sup> Lorsqu'une efficacité de transmission de

3 b/s/Hz est requise et qu'une technique de modulation par décalage de phase est utilisée, un minimum de 8 états est requis<sup>22, 24</sup>.

La figure 2.8 donne l'enveloppe du spectre de fréquences pour une modulation par décalage de phase octovalent (8 - PSK) et un débit binaire de 90 Mb/s<sup>22</sup>. Le patron d'atténuation spécifié par la FCC pour une largeur de bande de 30 MHz est superposé sur ce spectre. On peut constater que la largeur de bande du spectre doit être limitée de façon appréciable pour satisfaire à la contrainte du patron d'atténuation. Il faut donc, pour réaliser des systèmes de communication radiofréquence utilisant efficacement la largeur de bande allouée choisir des techniques de modulation numériques qui opèrent avec plusieurs états, et concevoir des filtres qui approchent la limite de Nyquist de façon à minimiser l'interférence "inter-symbol" et l'interférence due aux signaux des voies de communication adjacentes.

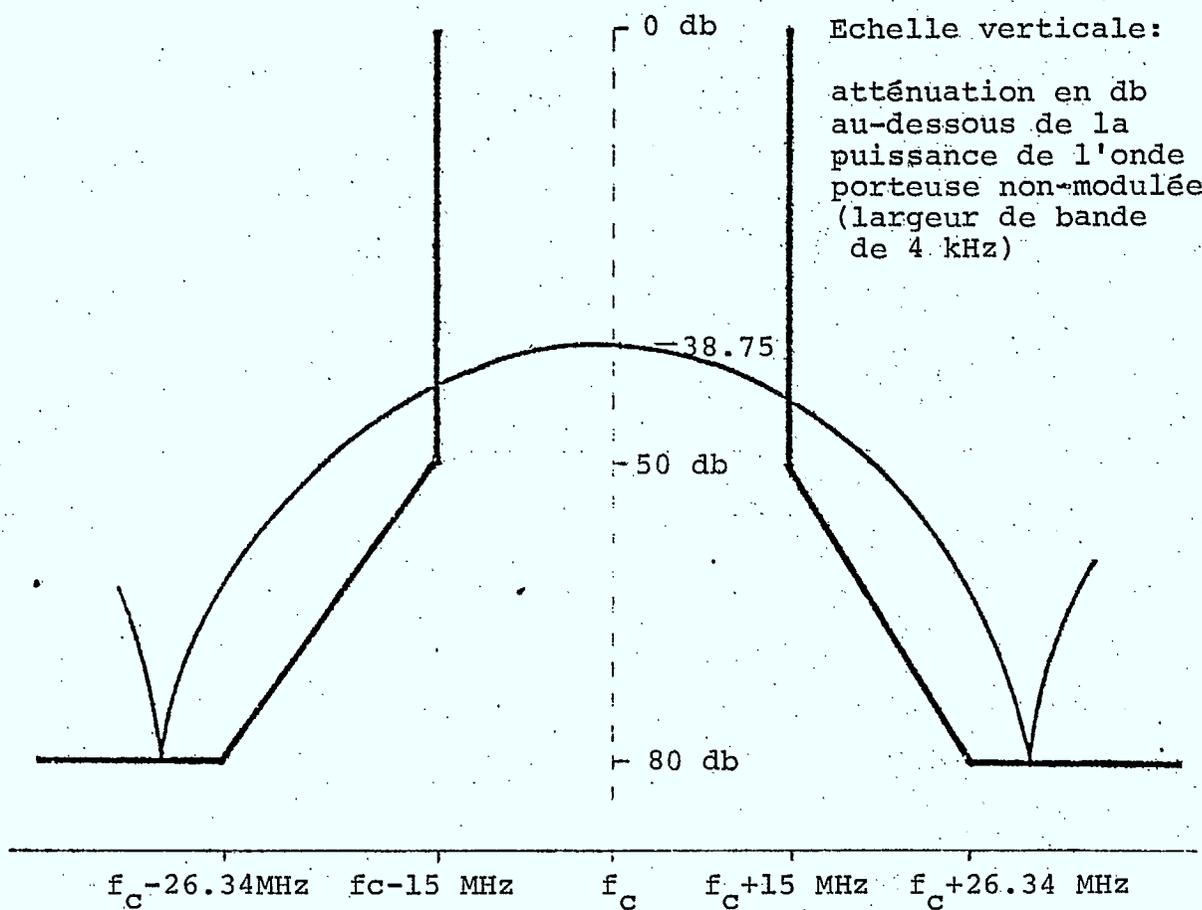


Figure 2.8 Enveloppe du spectre de fréquence pour une modulation par décalage de phase octovalente et un débit binaire de 90 Mb/s, superposé sur le patron d'atténuation de la FCC pour une largeur de bande permise de 30 MHz et une fréquence d'opération inférieure à 15 GHz

## 2.7 REFERENCES

- 2.1 Federal Communications Commission  
"Inquiry into the use of digital modulation techniques in microwave radio, the desirability of imposing restrictions on the use of such techniques, and the possible amendments of Parts 2, 21, 81, 87, 89, 91 and 93 of the Commission's Rules and Regulations relative thereto", FCC 71-940, Docket No 19311, Notice of Enquiry, September 15, 1971, Washington, D.C.
- 2.2 Federal Communications Commission  
"Establishment of Policies and Procedures for the use of digital modulation techniques in microwave radio and proposed amendments to Parts 2 and 21", FCC 73-455, Docket No 19311, Notice of Proposed Rule Making, May 8, 1973, Washington, D.C.
- 2.3 Federal Communications Commission  
"Establishment of policies and procedures for the use of digital modulation techniques in microwave radio and proposed amendments to Parts 2 and 21", FCC 74-985, Docket No 19311, Report and Order, September 27, 1974, Washington, D.C.
- 2.4 Federal Communications Commission  
"Modifications of Sections 21.101 and 21.106 of Part 21 of the Commission's Rules", FCC 75-74, Memorandum Opinion and Order, January 29, 1975, Washington, D.C.
- 2.5 K. Feher  
"Digital Microwave Engineering", chapter 9, (book currently being prepared, under contract, for Prentice Hall Inc.)

- 2.6 James Martin  
"Future Developments in Telecommunications",  
2nd Edition, Prentice Hall, 1976, page 504.
- 2.7 CCITT Recommendation A.733  
(on PCM multiplex equipment operating at  
1544 kb/s), Green Book, Vol. III: Line  
Transmission, International Telecommunica-  
tions Union, Geneva, 1973.
- 2.8 CCITT Recommendation A.732  
(on PCM multiplex equipment operating at  
2048 kb/s), Green Book, Vol. III: Line  
Transmission, International Telecommunica-  
tions Union, Geneva, 1973.
- 2.9 Plan Normalisé de Réseaux Hertziens (PNRH) - 303,  
2e édition: Prescriptions techniques rela-  
tive aux réseaux de relais hertziens en  
visibilité directe fonctionnant dans la  
bande de 1710 à 1900 Mhz, 23 juin 1975,  
Service de la réglementation des télécommu-  
nications, Ministère des Communications,  
Gouvernement du Canada.
- 2.10 Plan Normalisé de Réseaux Hertziens (PNRH) - 305,  
2e édition: Prescriptions techniques re-  
latives aux réseaux de faisceaux hertziens  
en visibilité directe fonctionnant dans la  
bande de 7125 à 7725 MHz, 16 juillet 1977,  
Service de la réglementation des télécommu-  
nications, Ministère des Communications,  
Gouvernement du Canada.
- 2.11 Plan Normalisé de Réseaux Hertziens (PNRH) - 306,  
2e édition: Prescriptions techniques rela-  
tives aux réseaux de faisceaux hertziens  
en visibilité directe fonctionnant dans la  
bande de 7725 à 8275 MHz, 16 juillet 1977,  
Service de la réglementation des télécommu-  
nications, Ministère des Communications,  
Gouvernement du Canada.

- 2.12 Plan Normalisé de Réseaux Hertziens. (PNRH)-311, 1ère édition (projet): Prescriptions techniques relatives aux réseaux hertziens en visibilité directe fonctionnant dans la bande de 1427 à 1525 MHz, 27 mars 1976, Service de la réglementation des télécommunications, Ministère des Communications, Gouvernement du Canada.
- 2.13 Voir références 9, 10, 11 et 12  
PNRH - 303, page 10, section 5.4  
PNRH - 305, page 11, section 5.4  
PNRH - 306, page 5, section 5.3  
PNRH - 311, page 6, section 6.3
- 2.14 Procédure sur les Normes Radioélectriques PNR-113, 2e édition: Procédure relative aux stations radio projetées au-dessus de 890 MHz dans le service fixe de terre, 14 octobre 1975, Service de la réglementation des télécommunications, Ministère des Communications, Gouvernement du Canada, pages F-5 et F-6.
- 2.15 Voir références 9, 10 et 12  
PNRH - 305, page 7, section 4.4.1a)  
PNRH - 305, page 10, section 4.5.1a)  
PNRH - 311, page 6, section 5.1a)
- 2.16 Voir référence 11  
PNRH - 307, page 3, section 4.6
- 2.17 Voir référence 9  
PNRH - 303, page 2, sections 4.1c) et d)
- 2.18 Voir référence 10  
PNRH - 305, page 3, sections 4.1d) et e)
- 2.19 Voir référence 12  
PNRH - 311, page 3, section 4.2
- 2.20 Voir référence 11  
PNRH - 306, page 3, section 4.2

- 2.21 Voir références 9 et 12  
PNRH - 303, page 7, section 4.4.1b) et c)  
PNRH - 311, page 10, section 5.1b) et c)
- 2.22 W.A. Wood  
"Modulation and Filtering Techniques for  
3 bits/hertz Operation in the 6 GHz Fre-  
quency Band", Proceedings of the IEEE Inter-  
national Conference on Communications, ICC-  
77, Chicago, June 1977.
- 2.23 A determination of technical criteria for the  
coordination of digital and analog microwave  
systems, Final report, Volume 1, March 31,  
1978, prepared by the Transmission Division  
Radio Systems Design Group of Bell-Northern  
Research Ltd., of Ottawa, for the Department  
of Communication, Contract Serial No OST.77-  
00167.
- 2.24 Voir référence 2.5, figure 3.17.

CHAPITRE 3

TECHNIQUES DE MODULATION ET DE FILTRAGE

POUR LES SYSTEMES MICRO-ONDES

NUMERIQUES MODERNES

### 3.1 INTRODUCTION

Dans le chapitre précédant, les aspects de la réglementation concernant les systèmes micro-ondes numériques ont été considérés. Les techniques de modulation numérique; c'est-à-dire les modulateurs et les filtres de transmission sont les éléments de base les plus importants des transmetteurs numériques. C'est pour cette raison que ce chapitre est consacré à la présentation des techniques de modulation présentement utilisées ou en voie de développement pour les systèmes numériques de communication par micro-ondes. En plus de la révision de ces techniques, certaines directives ayant trait à l'élaboration de ces systèmes sont présentées dans ce chapitre. Le manuscrit "Digital Microwave Engineering" [3.1] de K. Feher, qui sera publié prochainement par Prentice Hall, a été utilisé comme référence principale pour ce chapitre.

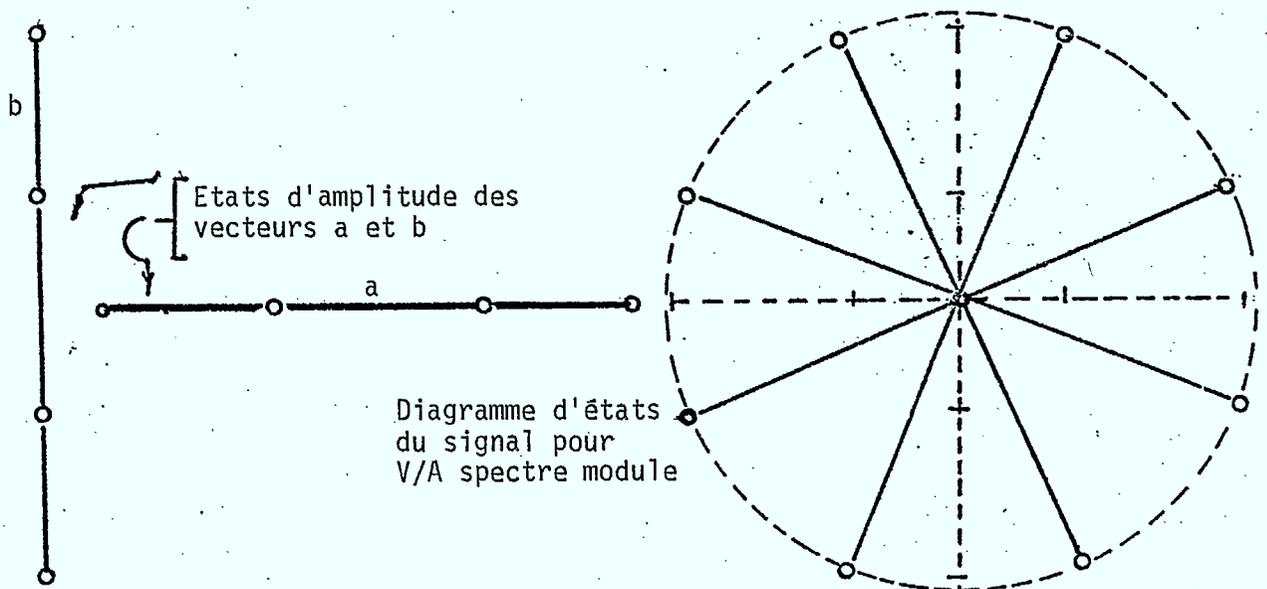
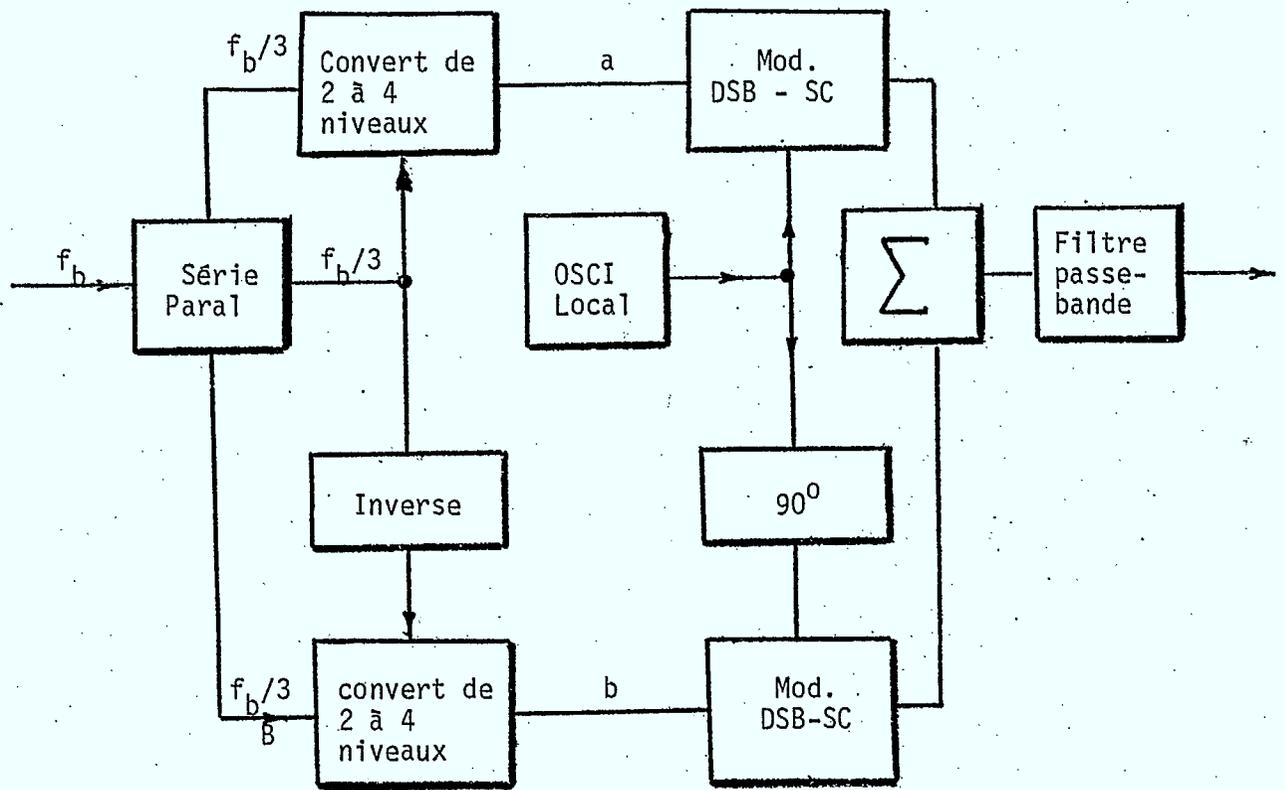


Fig. 3.1 Modulateur PSK à 8 phases  
Diagrammes de bloc et d'états du signal

### 3.2 SYSTEMES NUMERIQUES DE RADIOCOMMUNICATION A LARGEUR DE BANDE EFFICACE [3.1]

#### 3.2.1 Modulation par déphasage 8-aire

Les systèmes de modulation par déphasage 8-aire sont fréquemment employés pour rencontrer les exigences de la transmission radioélectrique dans la gamme de 15 Mb/s à 100 Mb/s.

Le schéma synoptique d'un modulateur 8-PSK est représenté dans la figure 3.1. Ainsi le débit de données  $f_b$  est divisé en trois flux binaires parallèles, chacun de débit  $f_b/3$ . Le convertisseur de 2 à 4 niveaux fournit un des quatre niveaux possibles obtenu d'un signal polaire à "a" et à "b". Si le symbole binaire est un "1" (0) logique, le niveau de sortie "a" possède alors un des deux états possibles (positif, négatif) du signal. L'état logique du bit C détermine si le plus grand ou le plus petit niveau du signal doit être présenté à "a" ou à "b". Quand  $C = 1$ , l'amplitude de "a" est plus grande que celle de "b"; si  $C = 0$  l'opposé s'applique. [3.2]. Les signaux polaire à 4 niveaux obtenus à "a" et à "b" sont utilisés pour la modulation en amplitude à double bandes latérales avec suppression de l'onde porteuse (DSB-SC)

des deux ondes porteuses en quadrature. Une approche moderne à la conception d'un modulateur 8-PSK pour la transmission à haute vitesse (90 Mb/s) propose l'utilisation exclusive de dispositifs numériques [3.3]. Le principe de fonctionnement d'un tel système est représenté dans la figure 3.2. Le débit d'information binaire  $f_b$  de la bande de base subit une conversion série-parallèle dans l'unité de distribution des données. Ces trois flux parallèles  $f_b/3$  de données basculent les portes logiques du multiplexeur commutatif FI à haute vitesse. Dépendamment des états logiques du signal de la bande de base, un des huit vecteurs FI numériques est relié à la sortie FI numérique. Cette onde porteuse numérique 8-PSK est filtrée par un filtre passe-bande conventionnel et ainsi un signal 8-PSK limité en bande est obtenu.

La structure d'un démodulateur 8-PSK cohérent est plus complexe que celle d'un démodulateur QPSK. Les blocs majeurs ainsi que le fonctionnement de ces démodulateurs PSK M-aire ressemblent à la structure d'un démodulateur QAM M-aire. Ainsi leur étude est entreprise simultanément dans une sous section subséquente.

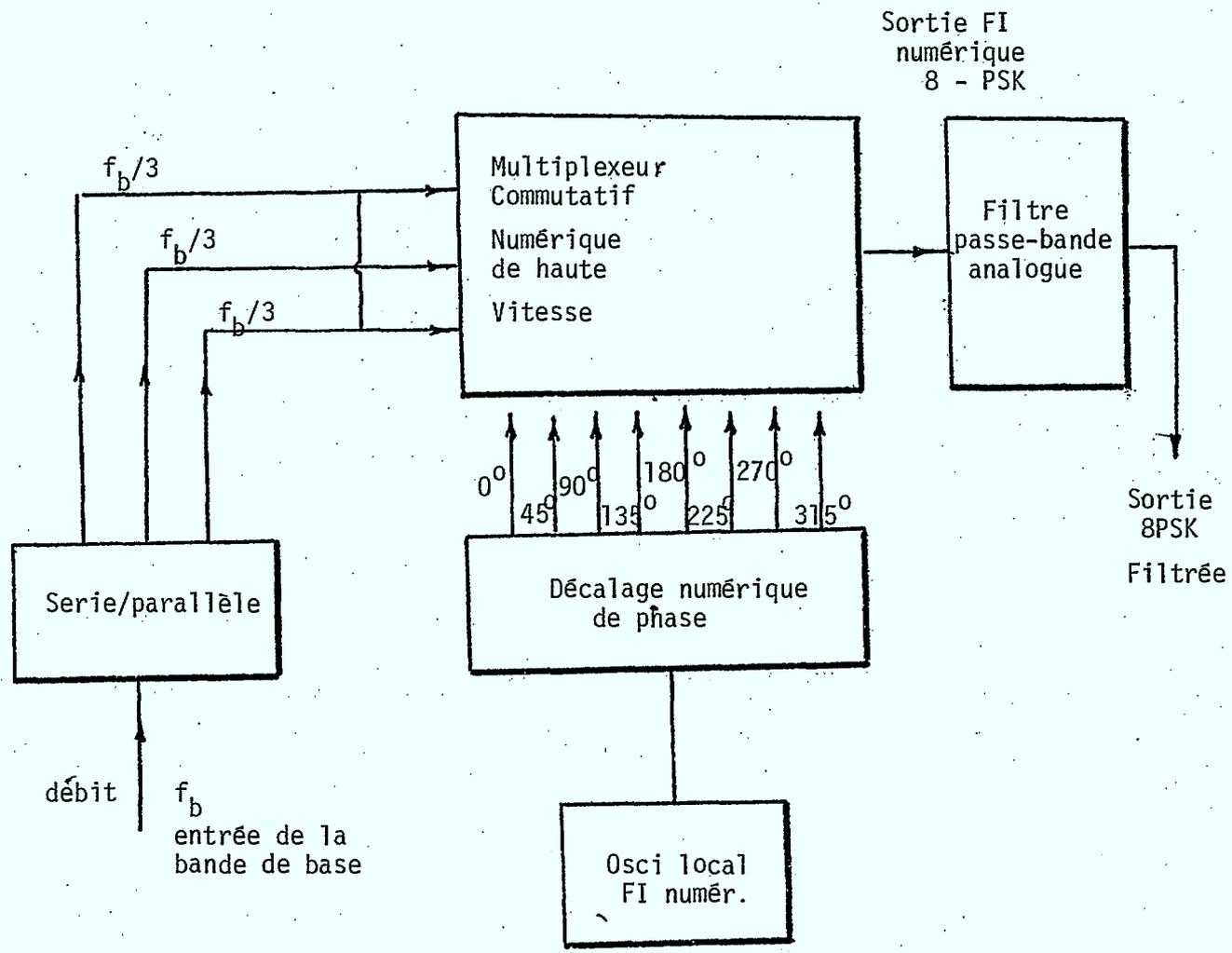


Fig 3.2 Modulateur 8-PSK de haute vitesse employant des sous-systèmes numériques

3.2.2 Modulation d'amplitude en quadrature  
(QAM) pour M = 16 états

Une grande classe de signaux numérique modulables, particulièrement ceux qui transportent leur contenu d'information dans leur angle de phase ou dans l'amplitude de l'onde porteuse, peuvent être engendrés d'une façon semblable. Le diagramme d'états du signal binaire modulé en PSK représenté dans la figure 3.3, est identique à celui d'un signal binaire MA avec l'onde porteuse supprimée. Le signal en quadrature PSK (QPSK) est identique à deux signaux binaires MA avec les ondes porteuses supprimées et modulés en quadrature. Dans la description du modulateur PSK 8-phases on a démontré qu'un signal 8-PSK peut être obtenu en additionnant deux signaux à quatre niveaux PAM, modulés en quadrature. Afin d'atteindre une efficacité de plus de 3 b/s/Hz, offert par un système 8-PSK, une extension à des systèmes QAM ou PSK M-aire possédant un nombre plus élevé d'états est nécessaire.

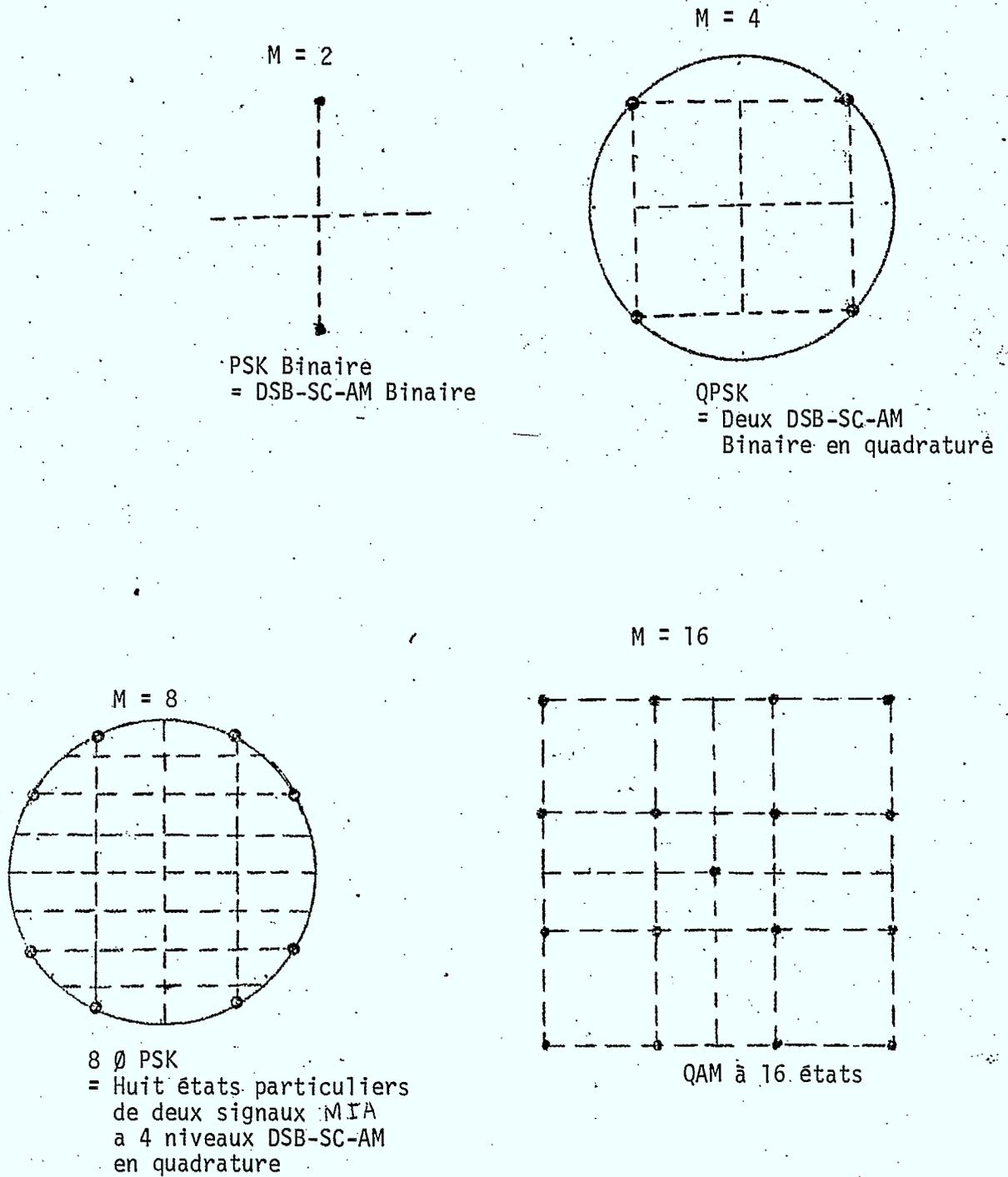


Fig. 3.3 Diagramme d'états de signaux PSK et QAM

Un schéma synoptique généralisé d'un modulateur QAM avec onde porteuse supprimée est représenté dans la figure 3.4. La source binaire de débit  $f_b$  est échangée contre deux flux binaires, chacun ayant un débit de  $f_b/2$ . Le convertisseur de 2 à L niveaux transforme ces flux de données de débit  $f_b/2$  en signaux MA à "L" niveaux ayant un débit de symboles de  $f_s = (f_b/2) \cdot (\log_2 L)$  symboles/s. (3.1)

Par exemple, si le débit binaire d'une source est  $f_b = 10$  Mb/s alors les flux binaires interchangés de la bande de base ont un débit de  $f_b/2 = 5$  Mb/s. Si un signal modulé QAM 16-aire ayant une efficacité théorique de 4 b/s/Hz est désiré, alors ces flux binaires interchangés sont convertis en flux de bande de base ayant  $L = 4$  niveaux. Les débits de symboles à quatre niveaux des canaux I et Q sont de  $5 \text{ Mb/s} \div \log_2 4 = 2.5 \text{ M Symboles/s}$ . Si les filtres passe-bas de prémodulation sont utilisés, comme représenté dans la figure 3.4, alors la largeur de bande minimum de ces filtres (largeur de bande de Nyquist avec  $\alpha = 0$ ) est de 1.25 MHz. La largeur de

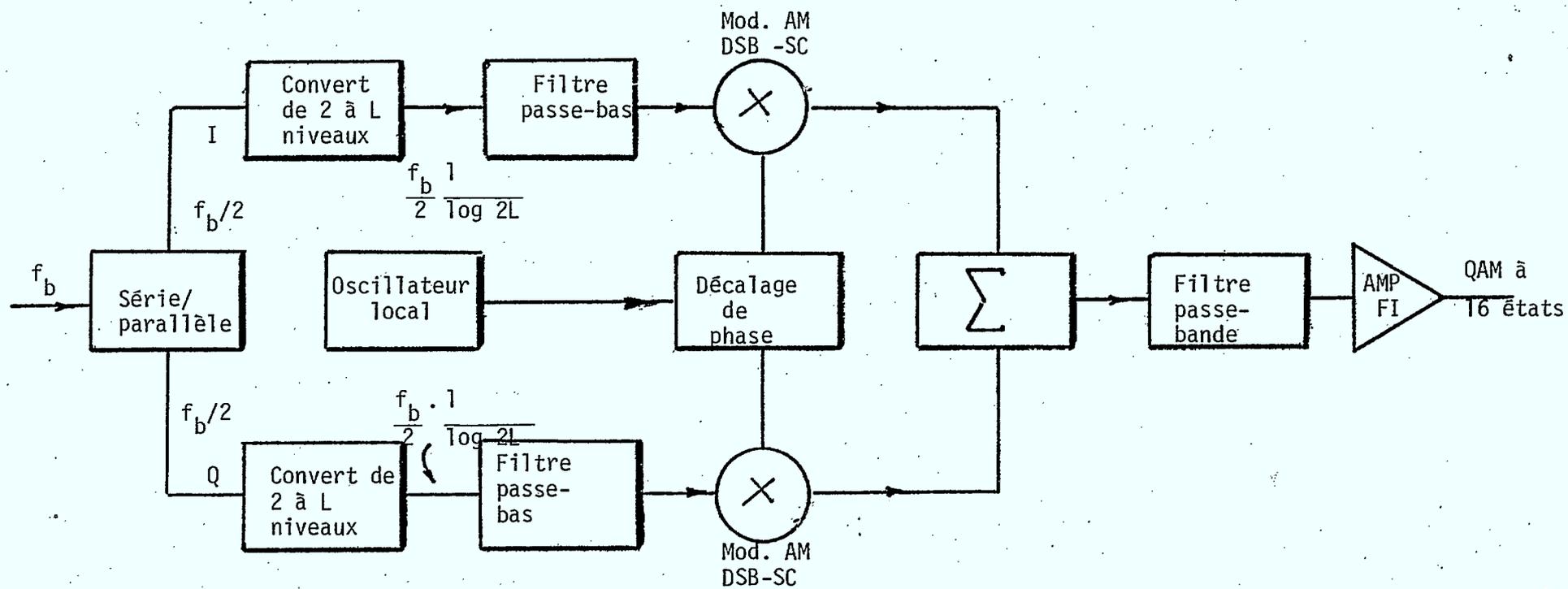


Fig 3.4 Diagramme bloc d'un modulateur QAM à M états

bande FI minimum nécessaire est le double de la largeur de bande minimum de la bande de base; c'est-à-dire 2.5 MHz. Cet exemple illustre qu'un signal QAM 16-aire de 10 Mb/s peut être transmit dans une largeur de bande minimum théorique de 2.5 MHz, donc une efficacité de 4 b/s/Hz a été obtenue. Des systèmes pratiques à haute vitesse de 400 Mb/s 16-aire ont maintenant atteint une efficacité de largeur de bande d'approximativement 3.7 b/s/Hz. [3.4].

Le schéma synoptique d'un démodulateur QAM M-aire cohérent est représenté dans la figure 3.5. Ce démodulateur incorpore les blocs majeurs des démodulateurs PSK M-aire. Pour cette raison, avec simplement des modifications mineures au circuit processeur de signal, cette structure de démodulateur pourrait être employée pour la démodulation des signaux PSK M-aire, tels les signaux 8-PSK ou 16-PSK. Pour une performance optimale il est essentiel de récupérer l'onde porteuse et la fréquence de débit des symboles. On peut retrouver une description détaillée de ces fonctions dans [3.5;3.6;3.7]. Pour faire la distinction entre les L niveaux de la bande fondamentale démodulée, L-1 comparateurs de seuil sont exigés dans chacun des convertisseurs PAM (ie de L à 2 niveaux). Chaque comparateur de seuil

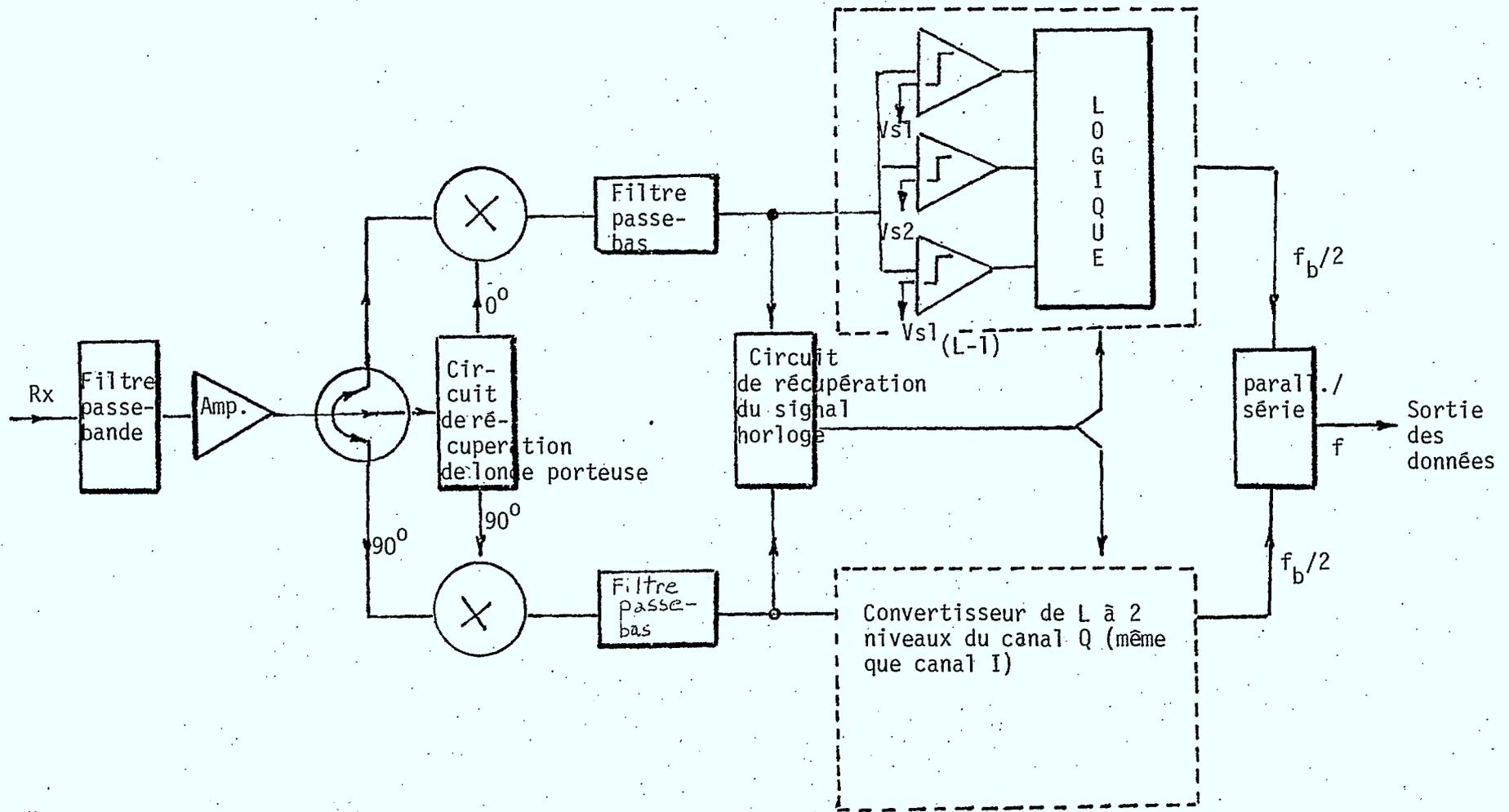


Fig. 3.5 Diagramme bloc d'un démodulateur QAM ou PSK à M états

fournit individuellement un état "1" logique si au moment de l'échantillonnage le signal reçu additionné avec le vecteur bruit est plus grand que le niveau de seuil préréglé. Autrement ils fournissent un état "0" logique. L'échantillonnage est effectué au débit des symboles, aux instants d'ouverture maximum de l'oeil. Ce débit est égale à  $f_b/2$  ( $\log_2 L$ ). Le circuit logique du convertisseur de  $L$  à 2 niveaux accepte les  $L-1$  sorties binaires parallèles des comparateurs de seuil et fournit aux entrées du circuit de combinaison des données le signal binaire de débit  $f_b/2$  du canal I. Une entrée similaire au circuit de combinaison des données est reçue du canal Q. Finalement le circuit de combinaison des données qui est un convertisseur parallèle-série, fournit le signal de sortie binaire désiré, de débit  $f_b$ .

Etant donné un modem QAM  $M=16$ -aire opérant dans un environnement de bruit blanc gaussien additif, une moyenne théorique  $C/N = 23$  dB est exigée pour une  $P(e) = 10^{-8}$ . Dans ce cas le bruit est spécifié dans la largeur de bande du débit des symboles.

Un exemple qui illustre les systèmes QAM M=16-aire est l'équipement radioélectrique de 2 GHz qui a été développé par TRW [3.8] pour utilisation par des ondes porteuses communes. La largeur de bande autorisée par la FCC pour les systèmes de 2 GHz est de 3.5 MHz. Théoriquement, dans cette largeur de bande, avec un système 16-aire, il est possible de transmettre  $3.5 \text{ MHz} \times 4 \text{ b/s/Hz} = 14 \text{ Mb/s}$ . Les valeurs pratiques du facteur d'atténuation d'un filtre varient de  $\alpha = 0.2$  à  $\alpha = 1$ . Pour ce système radiophonique, TRW a employé un filtre où  $\alpha = 0.5$ . Avec ce filtre un surplus de 50% de largeur de bande est exigé, et ainsi le débit pratique de transmission est approximativement  $14 \text{ Mb/s} \div 1.5 = 9.5 \text{ Mb/s}$ . Ce débit correspond à une capacité de données de six signaux DS-1 avec une allocation de 2.2% pour les bits supplémentaires nécessaire pour le multiplexage.

### 3.3 DIRECTIVES TYPIQUES AYANT TRAIT A L'ELABORATION DE SYSTEMES NUMERIQUES A MICRO-ONDES

Cette section résume l'information requise par l'ingénieur de systèmes pour évaluer la performance attendue d'un canal de transmission par micro-ondes non protégé. A titre d'illustration, le budget

de bruit et d'interférence d'un système radioélectrique typique 8-PSK opérant dans la bande de 11 GHz et utilisé pour la transmission à un taux de 90 Mb/s (deux signaux DS-3 multiplexés) est développé. Ces types de systèmes sont présentement manufacturés par les compagnies Collins, Nippon et Raytheon. La méthode utilisée pour le développement des caractéristiques du système est générale et peut facilement être adoptée pour d'autres fréquences radioélectriques, d'autres débits binaires et d'autres techniques de modulation.

### 3.3.1 Enoncé du problème

Une voie de transmission par micro-ondes non protégé ayant une longueur de 400 km doit être utilisé pour transmettre 1344 canaux téléphoniques numériques. Il est prévu qu'un système radioélectrique 8-PSK opérant dans la bande de 11 GHz sera acheté. Puisque ce système sera installé aux Etats-Unis, il doit remonter les limites d'émission du FCC; c'est-à-dire que dans la bande de 11 GHz, le spectre transmis doit être limité à 40 MHz. Ce système doit rencontrer les objectifs standards de fiabilité des compagnies de téléphone américaines. Maintenant, on demande à celui qui conçoit le système d'établir les paramètres désirés du système.

### 3.3.2 Solution

Dans la spécification initiale l'ingénieur assume un certain nombre de caractéristiques du système. Pour l'analyse plus détaillée il obtient des spécifications détaillées des fournisseurs et il modifie les calculs conformément aux caractéristiques exactes de leur équipement.

Bien que ce soit connu que l'évanouissement sélectif en fréquence peut réduire le gain du système de 15 à 20 dB, l'effet d'évanouissement sélectif dans les calculs initiale n'est pas considéré ici [3.9; 3.10; 3.11]. Il est assumé que le manufacturier possède différents compensateurs adaptables ou d'autres méthodes pour analyser les effets de l'évanouissement sélectif sur la perte de gain du système. Un concept déjà mis à l'épreuve, dans le quel l'effet dégradant de l'évanouissement sélectif à travers une largeur de bande de 40 MHz d'un récepteur radioélectrique a été éliminé avec succès, emploie des compensateurs FI adaptables et des compensateurs de bande de base à reinjection de décision [3.12]. Ce qui suit, est un aperçu de la marche à suivre recommandée, afin d'obtenir les paramètres désirés du système.

### 3.3.3 Etape 1: Exigence C/N.

Si on assume la  $P(e)$  du système ne doit pas excéder  $10^{-8}$ , c'est-à-dire  $P(e) < 10^{-8}$  alors, pour un système 8-PSK, l'exigence théorique du rapport C/N est 20,5 dB. Dans un système pratique, un rapport C/N plus élevé est requis à cause de différentes dégradations. Une liste d'un budget de dégradation typique est donné dans le tableau 3.1. Dans cet exemple, la dégradation totale causée par les imperfections du modem dos-à-dos et du canal de transmission HF est de 5.5 dB. Une fois ajoutée à l'exigence théorique de 20.5 dB, cette dégradation augmente le C/N pratique à  $C/N = 26$  dB.

### 3.3.4 Etape 2: Facteur de bruit et puissance de bruit du récepteur

La puissance totale du bruit présente à l'entrée du démodulateur est directement proportionnelle au facteur de bruit (F) du récepteur. Ainsi, il est désirable d'avoir un récepteur ayant le plus petit F possible. Des systèmes modernes de 11 GHz ont des facteurs de bruit dans l'intervalle de 5 à 10 dB. On présume ici,  $F = 8$  dB. La puissance totale du bruit  $N_T$  à l'entrée du démodulateur est donnée par

Dégradation causé par	Dégradation en (dB)
1. <u>Imperfections du Modem - AWGN dos-à-dos</u>	
1.1 Erreurs en amplitude et en phase du modulateur	0.1
1.2 Interférence entre les symboles causée par les filtres dans un modem dos-à-dos	1.0
1.3 Bruit de phase du système de récupération de l'onde porteuse	0.1
1.4 Codage/décodage différentiel	0.3
1.5 Instabilité (moments imparfaits d'échantillonnage)	0.1
1.6 Largeur de bande du bruit excessive du récepteur (démodulateur)	0.5
1.7 Autres imperfections de l'équipement (variations de la température, usure,...)	0.4
<u>TOTAL DU MODEM</u>	2.5 dB
2. <u>Imperfections du canal HF</u>	
2.1 Conversion MA/MP du circuit de sortie quasi-linéaire	1.5
2.2 Limite de la bande et temps de propagation de groupe du canal	0.3
2.3 Interférence des canaux adjacents HF	1.0
2.4 Distorsion de la ligne d'alimentation et de l'écho	0.2
<u>TOTAL DU CANAL</u>	3.0 dB
<u>Dégradation totale du modem et du canal:</u>	<u>5.5 dB</u>

Tableau 3.1 - Budget de dégradation d'un système radio-électrique typique de haute capacité (90 Mb/s)

l'équation bien connue [3.5; 3.13; 3.12]:

$$N_T = K T B F \quad (3.2)$$

où

K = constante de Boltzman (-228.6 dBW sec/K<sup>0</sup>)

T = température absolue en degré Kelvin

B = largeur de bande à double bandes latérales  
du récepteur

F = facteur de bruit du récepteur.

Note: KT = -174 dBm/Hz à une température ambiante de 20°C. La puissance totale dans le récepteur, en assumant une largeur de bande minimum du récepteur de 30 MHz, (souvenez-vous que pour un signal 8-PSK l'efficacité est de 3 b/s/Hz, ainsi 90 Mb/s ÷ 3 = 30 MHz) est donnée par:

$$\begin{aligned} N_T &= -174 \text{ dBm} + 10 \log 30 \text{ MHz} + 8 \text{ dB} \\ &= -91.2 \text{ dBm} = 91 \text{ dBm} \end{aligned}$$

### 3.3.5 Etape 3: Niveau nécessaire de l'onde porteuse reçue (C min)

Le niveau désiré de l'onde porteuse reçue pour un objectif de qualité minimum a été défini dans cet exemple ici comme étant  $P(e) = 10^{-8}$ . La valeur C min est obtenue de la puissance totale du bruit et de l'exigence pratique C/N. Ceci est donné par:

$$C_{\min} = N_T + C/N \text{ dB} \quad (3.3)$$

Dans cet exemple

$$C_{\min} = -91 \text{ dBm} + 25.5 \text{ dB} = -65.5 \text{ dB}$$

### 3.3.6 Etape 4: Puissance Emise ( $P_t$ )

Le gain du système est directement proportionnel à la puissance de sortie émise. En pratique il est désirable que le système ait un gain le plus élevé possible. Dans certains systèmes récemment développés, la restriction sur la largeur de bande est effectuée après le stage HF de l'amplificateur [3.12] ou bien une modulation directe de la bande de base à une bande HF est employée [3.14; 3.15] pour ainsi éviter une dégradation de la performance due à la conversion MA/MP de l'amplificateur de puissance. Le signal 8-PSK engendré et amplifié par des diodes Gunn et Impatt dans ce système ultérieur, possède une puissance de sortie de  $P_t = +30 \text{ dBm}$  (1 Watt). Pour nos prochains calculs nous utiliserons cette valeur.

3.3.7 Etape 5: Gain du système

$$\text{Le gain du système } G_s = P_t - C_{\min} \text{ [dB]} \quad (3.4)$$

Dans notre exemple

$$G_s = +30 \text{ dBm} - (-65,5 \text{ dB}) = 95,5 \text{ dB.}$$

Ceci représente un gain de système un peu bas. Quelques systèmes de 11 GHz récemment développés et planifiés ont une puissance de sortie plus élevée, un facteur de bruit plus bas et moins de dégradation que nous avons assumée. Des gains de systèmes allant jusqu'à 10t dB ont été récemment signalés [3.2]. Avec de nouvelles techniques de conception pour les modems et avec des progrès dans la conception d'amplificateur à gain élevé, il est vraisemblable que le gain des systèmes de 90 Mb/s - 11 GHz atteigne une valeur d'environ 115 dB d'ici quelques années.

3.3.8 Etape 6: Répartition des répéteurs

D'après le gain calculé du système, des dimensions de l'antenne d'émission et de réception des objectifs de fiabilité (ex. panne de système limitée à 0,01% par an) celui qui conçoit le système est en mesure de calculer la distance requise entre les répéteurs [3.1].

### 3.4 SYSTEMES RADIOELECTRIQUES NUMERIQUES DE 2GHZ [3.16]

#### 3.4.1 Introduction

Les systèmes de câbles numérique maintenant utilisés dans les réseaux de transmission téléphoniques peuvent accomoder la transmission de voix et de données. En Amérique du Nord, le système le plus commun pour le trafic de signaux vocaux est la porteuse T1. Ce système transforme les signaux analogues equivalent à 24 canaux vocaux en une séquence binaire de 1.544 Mb/s. Cette information est généralement transmise sur une paire de conducteurs de câbles possédant des répéteurs à régénération d'impulsions à chaque 6000 pieds. A maintes reprises, les radio micro-ondes numériques offrent une alternative plus économique et plus technique que les systèmes de câble à porteuse T1. Par exemple, convertir d'un système de câble à un système de radio micro-ondes peut être essentiel pour prolonger un parcours de porteuse T1 par-dessus une région montagneuse, un terrain rocailleux ou même une grande étendue d'eau. Pour répondre à cette demande en Amérique du Nord, un bon nombre de systèmes numérique micro-ondes dans la bandeale fréquence

de 2 GHz ont été développés. Dans cette analyse, les aspects primordiaux de tels systèmes fabriqués par Avantek, Farinon Electric, Farinon Canada, GTE Lenkurt et Canadian Marconi seront examinés. Pour chacun des systèmes mentionnés, leurs caractéristiques principales seront introduits, suivies d'une description en bloc du système. Les paramètres essentiels seront résumés dans un tableau de façon à faciliter la comparaison de leur efficacité.

3.4.2 Le système radioélectrique micro-ondes numérique DR2C de Avantek

3.4.2.1 Caractéristiques principales

Le système DR2C est un système micro-ondes numérique fonctionnant sur une bande de fréquence radioélectrique située entre 1.7 et 2.3 GHz. On retrouve ce système sous trois formes:

1. le DR2C-48, possédant une capacité maximum de deux séquences binaires T1;
2. le DR2C-96, qui peut accommoder directement jusqu'à quatre entrées T1, sans l'utilisation de multiplexeurs, et;

3. le système DR2C-96 (-T2) qui peut accommoder une entrée T2 (6.312 Mb/s).

Ces systèmes occupent une largeur de bande de 3.5 MHz. Toutefois, le système DR2C-48 n'occupe qu'une largeur de bande de 3.0 MHz.

La définition de "largeur de bande occupée" varie selon l'organisme régulateur en fonction. Cependant cette définition implique généralement la bande de fréquence qui possède environ 99% de la puissance transmise. Dépendant du parcours des ondes radioélectrique, le fonctionnement en polarisation croisée de deux liens DR2C sur la même onde porteuse de fréquence spécifique est possible. Ce fonctionnement double effectivement la capacité du canal dans la largeur de bande de 3.5 MHz, permettant ainsi une transmission de 8 séquences binaires T1 (192 canaux) lorsque deux systèmes DR2C sont utilisés.

Le système DR2C-48 utilise la modulation d'amplitude en quadrature (QAM) tandis que le système DR2C-96 (-T2) utilise la modulation en réponse partielle en quadrature (QPR).

3.4.2.2 Description du système radio

i) L'émetteur/récepteur DR2C-48

L'assemblage de l'émetteur/récepteur de base, composé d'un nombre d'unités, séparées est illustré dans un diagramme bloc dans la figure 3.6. Le codeur accepte deux séquences binaires T1 sous leur forme bipolaire standard, les transforme en séquences NRZ, les mélange et les codifie sous forme différentielle. En plus, la séquence binaire "A" est allongée par l'introduction de d'autres bits de façon à augmenter le taux à 1.55 Mb/s. De cette façon, le récepteur peut différencier entre les deux séquences binaires A et B.

La transformation du mode bipolaire au mode NRZ change le signal de trois niveaux à un signal de deux niveaux. L'effet de mélanger le signal a pour but d'éliminer les composantes périodiques de la séquence binaire qui est introduite au système. Ainsi, on obtient un spectre des fréquences radioélectrique possédant une distribution spectrale presque continue ce qui minimise le potentiel d'interférence avec les systèmes M.R.P. Le codage différentiel permet d'éta-

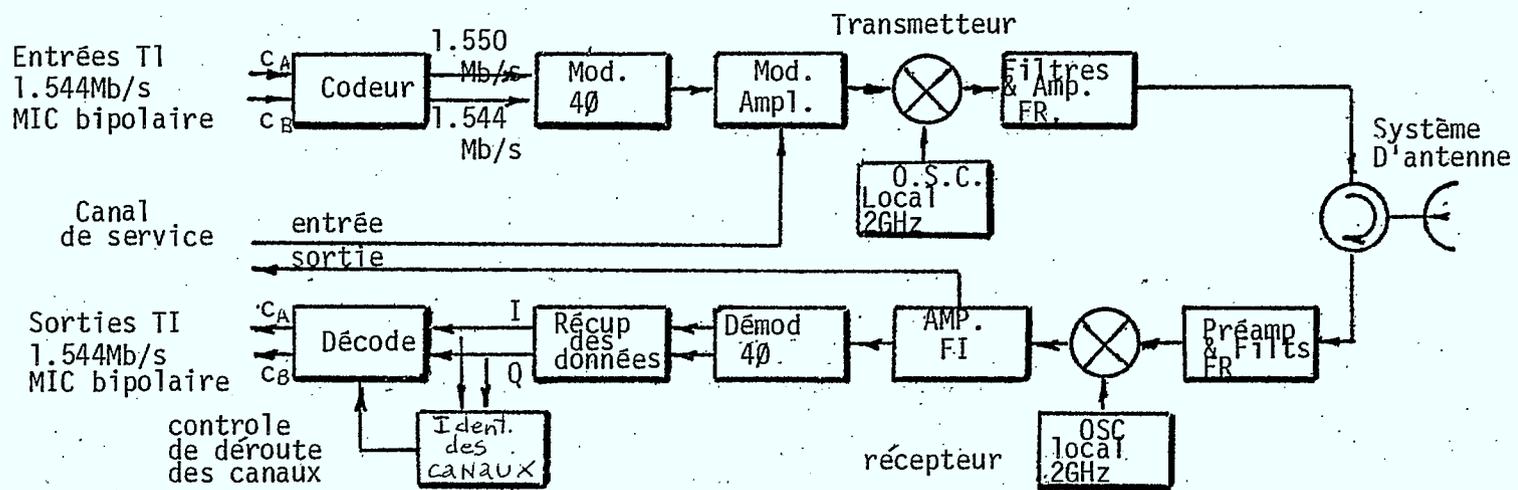


Fig 3.6 Diagramme bloc du DRZC-48 (48 canaux)

blir la polarité correcte aux séquences binaires  $T_1$  au niveau de récepteur.

Les séquences binaires de sortie du codeur sont ensuite introduites vers le modulateur quadri-phase où elles sont filtrées à l'aide de filtre de réponses complètes. Ensuite ces séquences binaires modulent la phase d'une onde porteuse de 70 MHz. A la sortie du modulateur, on retrouve deux signaux en quadrature de phase. Cette sortie est modulée en amplitude par le canal de service, reconvertie à la fréquence de sortie de 2 GHz, et enfin amplifiée et filtrée de façon à contrôler la largeur de bande émise.

Au récepteur, le signal d'entrée est tout d'abord introduit à un pré-amplificateur FR et ensuite aux filtres. Le signal est alors abaissé à une fréquence de 70 MHz et introduit à une unité qui amplifie dans la bande FI et qui, en plus, accomplit une détection MA du canal de service. Ce signal amplifié de fréquence intermédiaire est introduit au démodulateur cohérent quadriphase où deux détecteurs de phase sont utilisés pour assurer une démodulation indépendante des deux signaux de phase en quadrature.

Les signaux de sorties du démodulateur sont ensuite introduits à une unité qui recouvre les deux signaux indépendants MIC. Les deux signaux sont ensuite introduits au décodeur qui redonne aux signaux leur format original  $T_1$ .

Il n'existe pas de relation unique entre les signaux à la sortie des unités de recouvrement de données et les signaux d'entrées au modulateur quadri-phase de l'émetteur. Cette ambiguité existe car l'oscillateur de reconstitution de l'onde porteuse dans le démodulateur se synchronise à l'un des quatre états de phase possibles. Si le signal d'entrée n'est pas perdue et si le niveau du bruit n'est pas comparable au niveau du signal, l'oscillateur persistera à maintenir cette synchronisation de phase.

La sortie I de l'unité de recouvrement de données, dans la figure 3.6 peut représenter soit le canal A original, le canal B ou même un de ces deux canaux originaux mais de polarité inversée. L'unité d'identification des canaux résoud cette ambiguité en désignant la séquence binaire A comme étant celle de 1.550 Mb/s et les décodeurs binaires différentiels résoudent l'ambiguité de la polarité de chaque séquence.

ii) L'émetteur/récepteur DR2C-96

Le système DR2C-96 est identique au système DR2C-48 à partir de la sortie du modulateur de l'émetteur jusqu'à la sortie de l'amplificateur FI du récepteur. La description qui suit ce limite aux composantes qui diffèrent du système DR2C-48. Un diagramme bloc du système DR2C-96 est donné à la figure 3.7.

Le codeur T-Plex accepte 4 séquences binaires T1 dans leur forme bipolaire standard et les transforme de la façon suivante: conversion bipolaire à NRZ, multiplexage afin d'obtenir un signal possédant un taux de T2 (6.312 Mb/s), mélange des séquences T2, codification différentielle pour en assurer la bonne polarité à la sortie du récepteur, conversion série à parallèle. Ainsi, on retrouve deux séquences binaires, chacune possédant un débit de 3.156 Mb/s se, à la sortie du codeur T-Plex.

Les signaux de sortie du codeur T-Plex sont introduits à l'unité de modulation (Q.P.R.) qui est identique au modulateur quadriphase utilisé dans le système DR2C-48. Cependant, maintenant que les

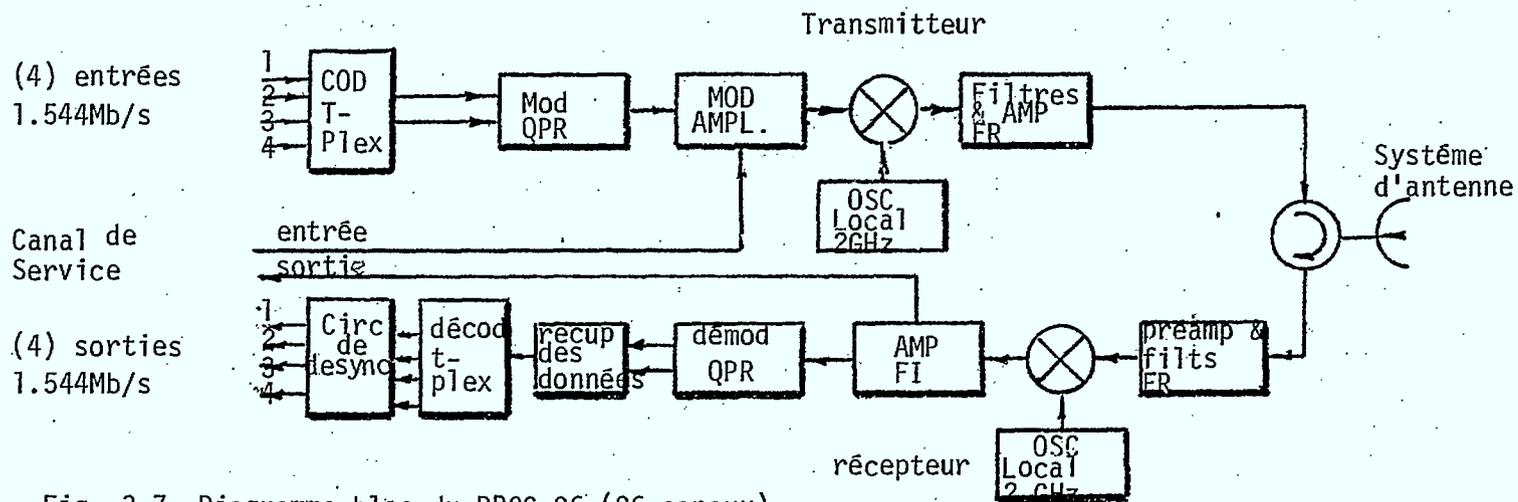


Fig. 3.7 Diagramme bloc du DR2C-96 (96 canaux)

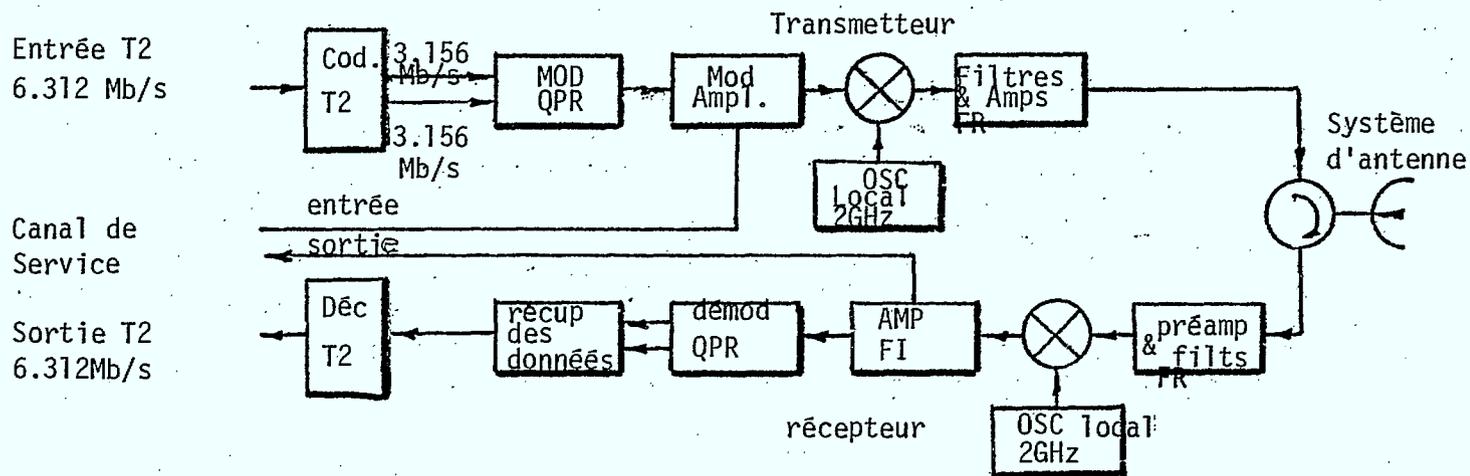


Fig. 3.8 Diagramme bloc du DR2C-96 (96 canaux T2)

séquences binaires possèdent un taux de 3.156 Mb/s, on obtient un signal en réponse partielle à cause de l'effet des filtres de prémodulation. Le filtrage en réponse partielle réduit de moitié la largeur de bande du signal en question. Ce signal prend donc maintenant un format à trois niveaux. La modulation qu'on obtient se nomme modulation en réponse partielle en quadrature (QPR). La sortie du démodulateur est introduite à l'unité de recouvrement des données qui régénère une séquence binaire simple grâce à une conversion de parallèle à série. La sortie de l'unité de recouvrement des données est introduite au décodeur T-Plex qui reconstitue le signal original et qui, ensuite, le démultiplexe de façon à en créer 4 séquences binaires. Ces séquences binaires sont introduites à un circuit de désynchronisation qui les transforme à leur forme originale bipolaire tout en réajustant leur rythme. On retrouve ainsi les entrées originales MIC.

iii) L'émetteur/récepteur DR2C-96(-T2)

Un diagramme bloc simplifié de ce système se trouve à la figure 3.8. Ce système est semblable au

au système DR2C-96 avec la seule différence que le codeur T-Plex est remplacé par un codeur T2 et que le décodeur T-Plex et le circuit de désynchronisation sont remplacés par un décodeur T2.

Le codeur T2 prend une séquence binaire T2 dans sa forme bipolaire standard et le code de façon suivante: conversion bipolaire à NRZ, mélange de la séquence, codage afin d'assurer une polarité correcte à la sortie du récepteur, conversion série à parallèle. Le décodeur T2 recouvre le signal dans sa forme originale T2 en démêlant la séquence et ensuite en la transformant de sa forme NRZ à la forme bipolaire.

#### 3.4.2.3 Procédé de modulation

Le système DR2C-48 utilise une modulation d'amplitude en quadrature (QAM). Ce procédé est expliqué à la figure 3.9. Deux signaux non reliés à deux niveaux,  $A(t)$  et  $B(t)$  sont tout d'abord filtrés. Le filtrage, n'étant pas sévère, permet aux deux signaux  $I(t)$  et  $Q(t)$  à la sortie des filtres de maintenir un format général à deux niveaux. On module ensuite ces signaux à l'aide d'ondes porteuses de même fréquences mais déphasée l'une de l'autre de  $90^\circ$ .

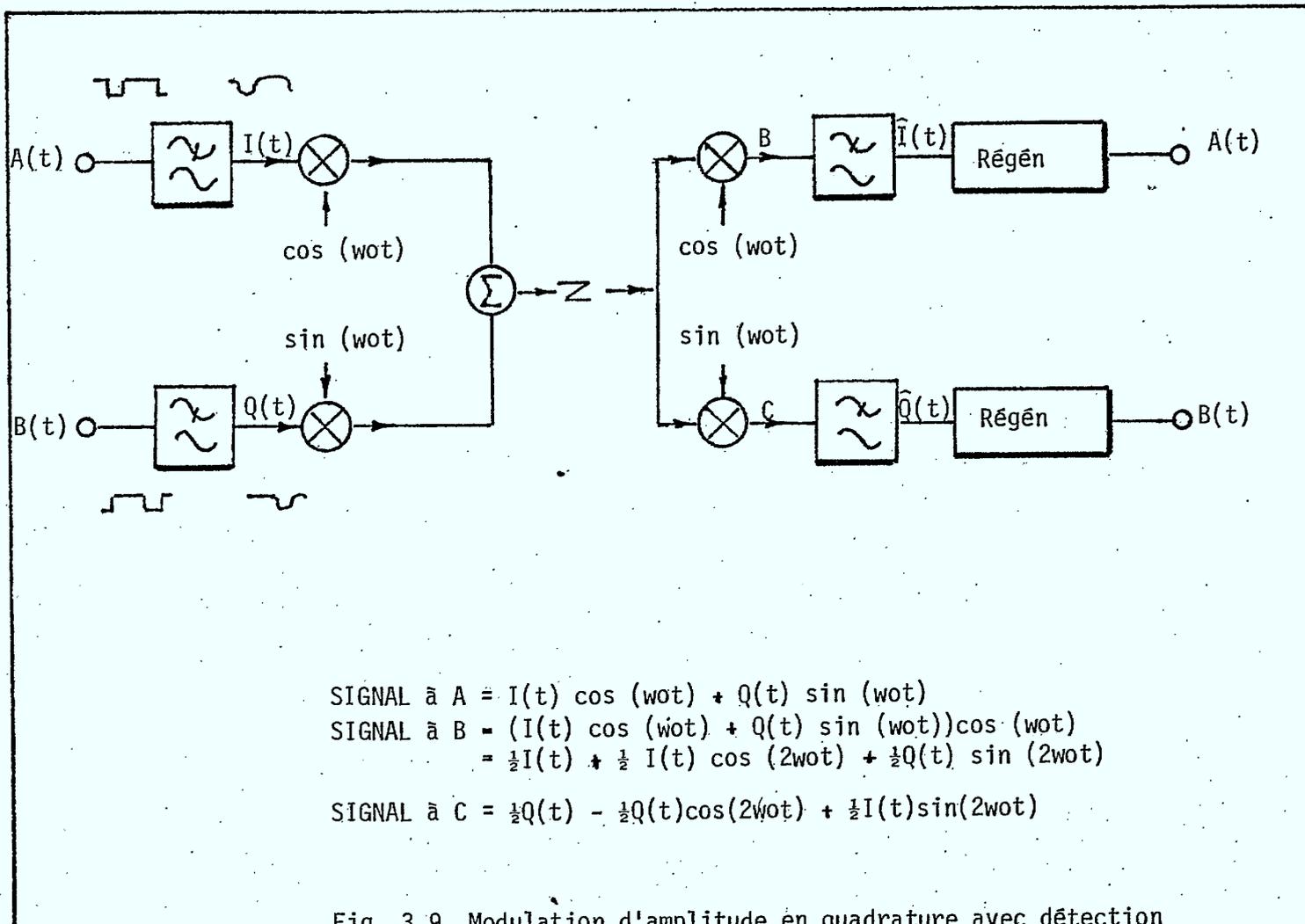


Fig. 3.9 Modulation d'amplitude en quadrature avec détection cohérente

Les sorties des multiplicateurs sont combinées dans un circuit de sommation. A la sortie les signaux peuvent être transmis tels quels ou décalés à une autre fréquence. Le signal transmit, bien que variant continuellement de phase, se retrouve la plupart du temps à 4 phases également distancées. Avantek a surnommé ce procédé de modulation "Quadrature Phase Shift Keying" (QPSK). Au récepteur, un détecteur cohérent recouvre les signaux originaux. En utilisant une détection cohérente, des ondes porteuses de même fréquence et phase que celles utilisées lors de la modulation sont multipliées avec le signal d'entrée. On obtient alors à la sortie des mutliplicateur des signaux contenant les signaux de modulation originaux  $\hat{I}(t)$  et  $\hat{Q}(t)$ . Ces signaux peuvent être séparés à l'aide de filtres passe-bas tandis que les signaux d'entrée originaux  $A(t)$  et  $B(t)$  sont obtenue à l'aide de régénérateurs à deux niveaux.

Du point de vue de modulation, le DR2C-96 et le DR2C-(-T2) sont identiques. Dans ce cas-ci le circuit de l'émetteur est semblable à celui du DR2C-48. Cependant, le taux de transmission des séquences binaires d'entrées aux filtres de passe-bas est tel que

le filtrage est sévère. En conséquence, les signaux à la sortie des filtres possèdent un format général de trois niveaux. Au récepteur, ces séquences binaires à trois niveaux sont régénérées à l'aide d'une détection cohérente. La régénération des signaux originaux à deux niveaux est accomplie à l'aide d'un discriminateur à trois niveaux suivie d'une logique combinatoire.

3.4.2.4 La performance en terme du taux d'erreur des données (BER)

BER est définie comme le rapport de données erronées au nombre total de données reçue dans un interval de mesure spécifié. A un BER de  $10^{-6}$  ou mieux la performance d'une ligne T1 est considérée adéquate. En réalité, la qualité de trafic est maintenue à un BER beaucoup plus pire. Cependant, un objectif de BER de  $10^{-6}$  entre les terminaux est la pratique commune dans l'élaboration de ligne T1. De la même façon, pour une onde porteuse de fréquence radioélectrique de genre T1, un objectif de  $10^{-6}$  entre les terminaux est pratique commune. Le niveau du signal FR au récepteur pour lequel le BER est de  $10^{-6}$  devient alors un paramètre important. On réfère a ce niveau comme étant la sensibilité du récepteur pour un BER de  $10^{-6}$ .

Pour le système DR2C-48, la sensibilité du récepteur pour un BER de  $10^{-6}$  est de -89 dBm. Pour ce qui est du système DR2C-96, la sensibilité du récepteur pour un BER de  $10^{-6}$  est de -82 dBm.

3.4.3 Le système radioélectrique micro-onde numérique DMI-2 de Farinon Electric

Le système micro-onde numérique DMI-2 est un système fonctionnant dans la gamme de fréquences entre 1.7 et 2.3 GHz. Ce système peut transmettre jusqu'à 4 séquences binaires T1 (96 canaux vocaux) ayant chacune leur propre signal horloge. Si telle est la demande, ce système peut transmettre seulement deux séquences binaires T1 (48 canaux oraux) avant leur propre signal horloge. Les deux terminaux et les répéteurs, emploient aucun multiplexeurs extérieure. Dépendant du parcours FR, plusieurs applications permettent de doubler la capacité du canal par l'addition d'un second système à la polarisation orthogonale de la même paire d'antennes. Ceci augmente la capacité maximum d'un canal FR à huit séquences binaires T1.

Lorsque le système est employé de façon à transmettre 8 séquences binaire T1, la largeur de bande occupée est de 3.5 MHz. Le système DMI-2 utilise la technique de modulation d'amplitude en quadrature (QAM). Deux séquences binaire T1 sont utilisées dans le but de moduler un signal FI, et pour une transmission de 4 séquences binaire T1, deux de ces signaux modulés FI sont multiplexés dans le domaine de la fréquence.

#### 3.4.3.1 Description du système radioélectrique

##### i) L'émetteur

L'émetteur du DMI-2 est composé d'un nombre d'unités séparées. Un diagramme bloc simplifié indiquant les interconnexions de ces unités se trouve à la figure 3.10. L'émetteur accepte 4 séquences binaires T1 directement dans la forme bipolaire standard.

Les impulsions bipolaires sont introduites à deux codeurs identiques qui transforment les signaux T1 en un format plus convenable pour la transmission radioélectrique. Cette transformation consiste de trois étapes:

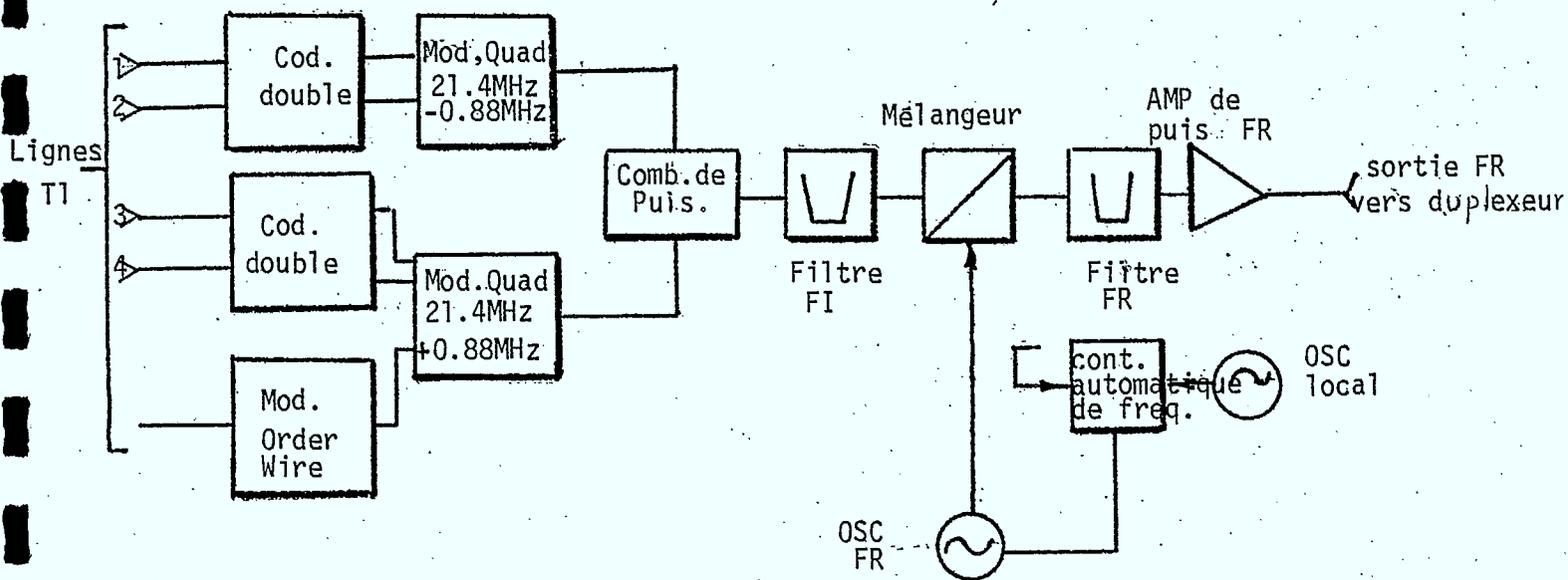


Fig. 3.10 Diagramme bloc du transmetteur DM1-2A-01

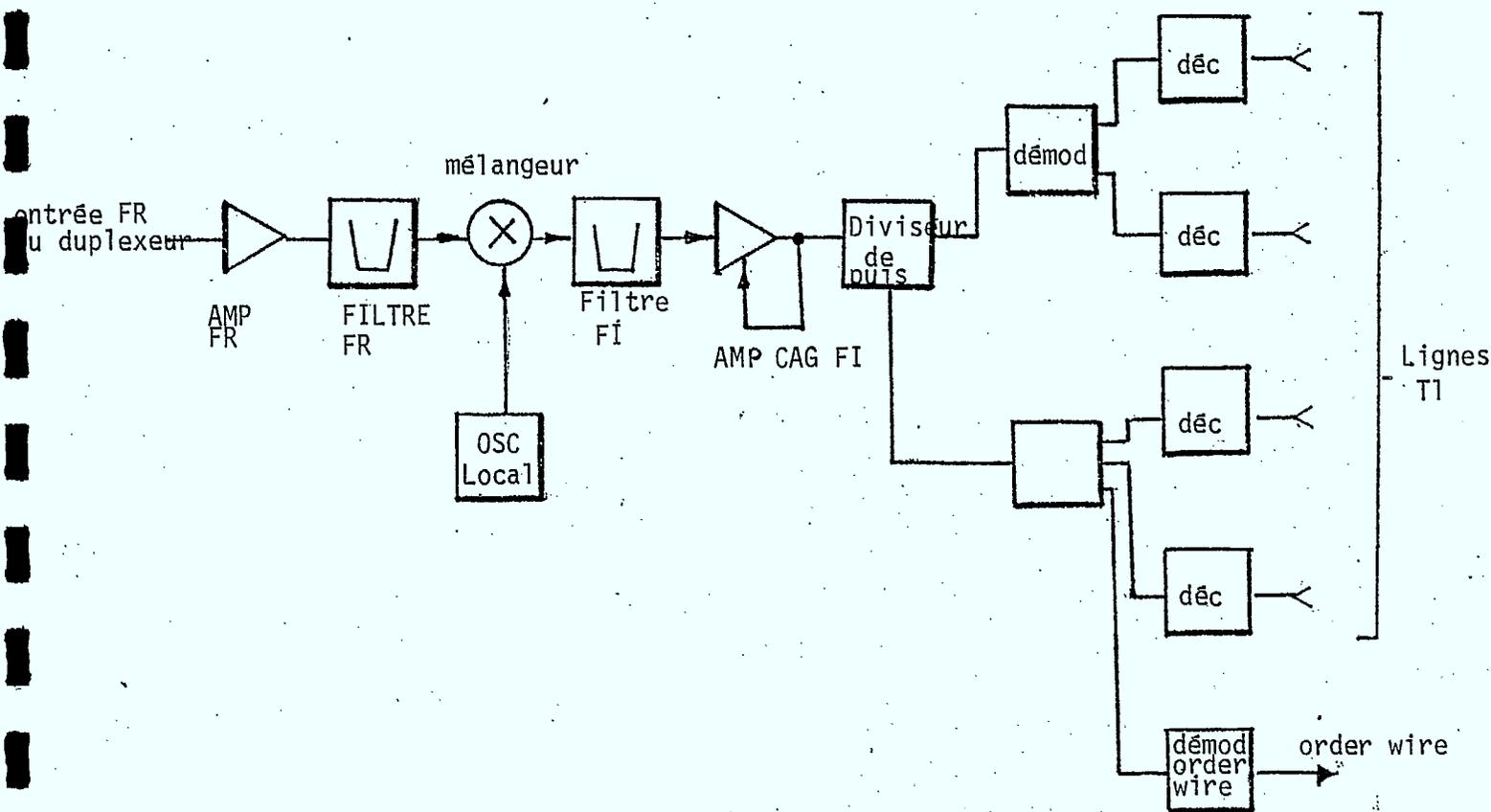


Fig 3.11 Diagramme bloc du récepteur DM1-2A-01

- 1) conversion de forme bipolaire à une forme unipolaire NRZ
- 2) le mélange du signal pour éliminer les lignes spectrales distinctes
- 3) la codification différentielle pour assurer la polarité correcte qui sera assignée aux signaux à la sortie du récepteur.

Chaque paire de signaux NRZ du codeur est introduite à un modulateur en quadrature par l'intermédiaire de filtres passe-bas. Les sorties FI des modulateurs sont décalées de 1.76 MHz entre elles; une de chaque côté de la fréquence centrale de 21.4 MHz. De cette façon 4 séquences binaires T1 asynchrone sont transmises par la combinaison du multiplexage par le partage des fréquences et le partage de la phase sans l'utilisation de multiplexage par répartition dans le temps. Ainsi, on obtient un spectre FI comme dans la figure 3.12.

Les signaux "orderwire" incluant les signaux alarmes et FV sont portés par une onde pilote modulée en fréquence, multiplexée au dessus du signal des données.

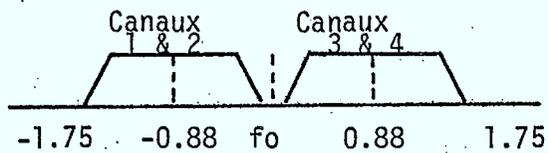


Fig 3.12 Signaux FI ( $f_0 = 21.4$  MHz)

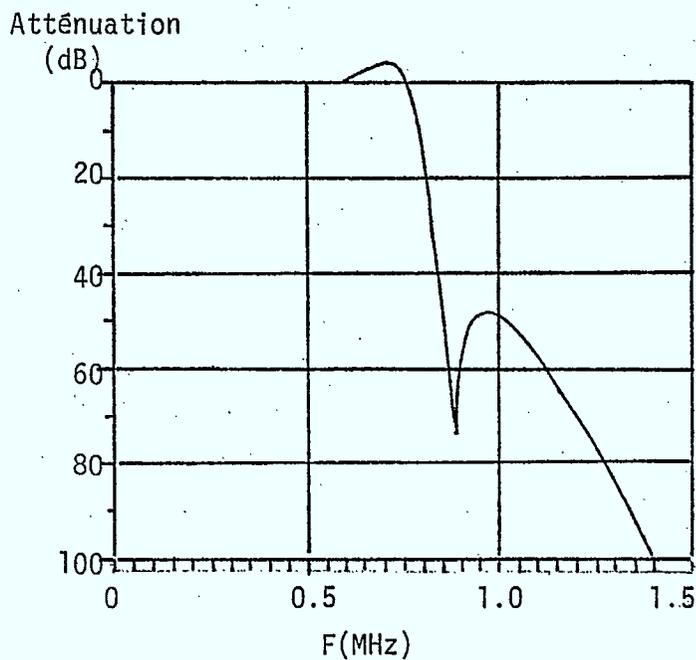


Fig 3.13 Réponse d'amplitude du filtre de la bande de base (filtres de transmission et de réception combinés)

Un circuit de combinaison de puissance combine les sorties de deux modulateurs pour former un signal composé FI qui est filtré et décalé à 2 GHz. La chaîne FR de l'émetteur contient un régulateur numérique automatique de fréquence (APC) possédant un oscillateur contrôlé par crystal et un amplificateur de puissance linéaire. S'il est nécessaire de transmettre un maximum de seulement deux séquences binaires T1, alors on peut omettre un des décodeurs et un modulateur en quadrature.

ii) Récepteur

Un diagramme bloc du récepteur se trouve à la figure 3.11. Le signal reçu est passé à travers un pré-amplificateur FR, un filtre FR, un oscillateur/mélangeur local; un filtre FI, un amplificateur FI-CAG et enfin il aboutit à un diviseur de puissance. A ce point le signal d'entrée est divisé et appliqué à deux démodulateurs en quadrature.

Les deux sorties numériques de chaque démodulateur sont ensuite introduites à des décodeurs séparés qui, eux, redonnent aux signaux leur forme

originale bipolaire T1 en affectuant:

- 1) la régénération des signaux
- 2) en démêlant les séquences
- 3) le décodage différentiel
- 4) par la conversion de leur forme NRZ à leur forme bipolaire.

Le pilote modulé "orderwise" de l'un des deux démodulateurs est démodulé indépendamment. Lorsque le récepteur doit accommoder un signal modulé, possédant jusqu'à deux séquences binaires T1 sur des ondes porteuses d'une certaine fréquence, on omet un des démodulateurs et les deux décodeurs associés.

#### 3.4.3.2 Procédé de modulation

Le système DMI-2 tout comme le système Avantek DR2C-48 utilise la modulation d'amplitude en quadrature (QAM).

### 3.4.3.3 Format du signal

Le choix du format du signal de la bande de base (à l'entrée du modulateur) a une influence sur la résistance du système contre le bruit, l'interférence, la distortion et en plus, il détermine la distribution spectrale du signal FR. Lorsqu'une efficacité spectrale d'environ 2b/s/Hz est requise, le signal à deux niveaux donne la meilleure performance mais il faut incorporer un filtre difficile à réaliser. Dans ce cas, le point de coupure du filtre doit approcher la largeur de bande théorique de Nyquist avec une tolérance de moins de 10%.

Le système DMI-2 utilise un signal à deux niveaux et ainsi, il contient un filtre dont les caractéristiques approchent la valeur idéale Nyquist. La caractéristique d'amplitude mesurée du filtre (l'émetteur et récepteur combiné) est donnée à la figure 3.13. A une fréquence de 10% de plus que la fréquence Nyquist (1/2 du débit binaire), l'atténuation combinée est de 44 dBm.

Pour le système DMI-2 (opération utilisant 48 canaux), la sensibilité du récepteur pour un BER

de  $10^{-6}$  est de -89 dBm. Pour le système DMI-2 (opération utilisant 96 canaux), la sensibilité du récepteur pour un BER de  $10^{-6}$  est de -85 dBm.

3.4.4 Le système radioélectrique micro-onde numérique DMI-2C développé par Farinon Canada

3.4.4.1 Caractéristiques principales

Le système micro-ondes numérique DMI-2C opère sur une gamme en fréquence situé entre 1.7 et 2.3 GHz. Ce système peut transmettre jusqu'à 8 séquences binaires T1 ayant chacune un signal horloge indépendant (192 canaux). Si telle est la demande, ce système peut transmettre jusqu'à 4 séquences binaires T1 (96 canaux vocaux) ayant chacune un signal horloge indépendant. Pour ce qui est des systèmes Avantek DR2C et de Farinon DMI-2, leur capacité sur un certain canal FR, dépendant du parcours FR, peut être doubler et additionnant un deuxième système à la polarisation orthogonale de la même paire d'antennes. Ceci a pour effet d'augmenter la capacité maximum de ce canal FR particulier jusqu'à 16 séquences binaires T1.

Lorsque le système est employé de façon à accepter 8 séquences binaires, la méthode de modulation QAM est utilisée. Si le système est employé de façon à accepter 4 séquences binaire T1, la technique utilisée est le 2 PSK. La largeur de bande occupée est toujours 7 MHz indépendamment du nombre de séquences binaires utilisées.

#### 3.4.4.2 Description du système radioélectrique

##### i) Emetteur

Un diagramme bloc simplifié de l'émetteur est démontré à la figure 3.14. Jusqu'à 8 séquences binaires T1 possédant toutes un format bipolaire standard sont acheminées vers deux multiplexeurs Farinon MI-2. Chacun de ces deux multiplexeur peut prendre 4 séquences binaires T1 et les multiplexer pour produire un signal NRZ au taux T2 (6.312 Mb/s). Ensuite, les sorties de multiplexeurs sont introduites au codeur jumelé ou chaque signal est mélangé et subit un codage différentiellement. De la sortie des codeurs, les signaux sont introduits au modulateur en quadrature où ils sont d'abord filtrés et ensuite utilisés pour moduler la phase de 2 ondes porteuses de 21.4 MHz.

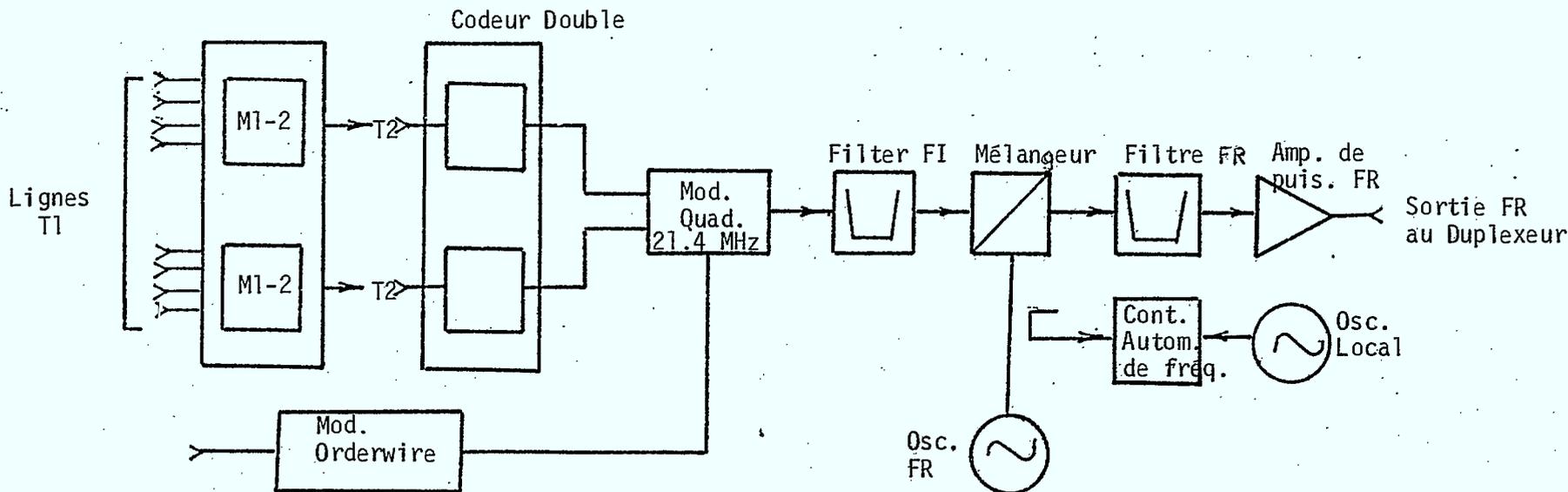


Fig. 3.14 DIAGRAMME BLOC DU TRANSMETTEUR DM1-2C

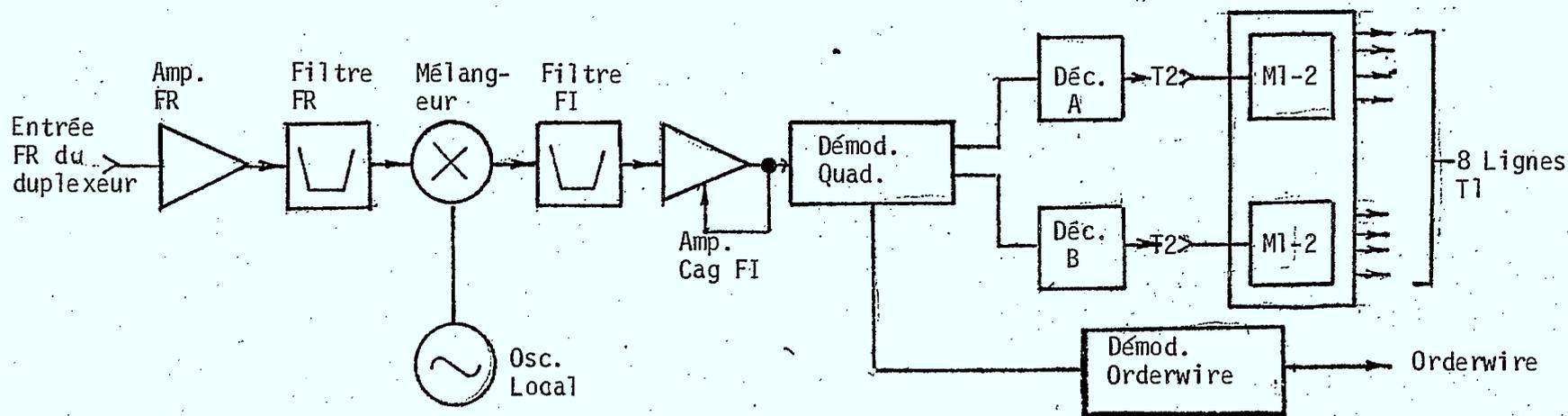


Fig. 3.15 DIAGRAMME BLOC DU RECEPTEUR DM1-2C

Des signaux "orderwise", comprenant les signaux FV et les signaux alarmes sont transportés par une onde pilote modulée en fréquence, et ensuite multiplexée par dessus les signaux de données dans le modulateur en quadrature. La sortie composée du modulateur est ensuite filtrée et reconvertit en utilisant un circuit semblable à celui utilisé dans le système DMI-2. Si on a besoin de transmettre qu'un maximum de 4 séquences binaires T1, on peut alors omettre un multiplexeur MI-2 de ce système.

ii) Récepteur.

Un diagramme bloc du récepteur est indiqué à la figure 3.15. De l'entrée FR à la sortie de l'amplificateur FI-CAG, les circuits utilisés sont semblables à ceux du système DMI-2. La sortie de l'amplificateur FI est introduite à un démodulateur en quadrature où l'on utilise des techniques de détections cohérentes pour retrouver les 2 séquences binaires. Ces deux séquences binaires sont alors introduites à des décodeurs séparés où elles sont d'abord filtrées, ensuite régénérées, démêlées et enfin elles subissent un codage différentiel. Les sorties des décodeurs sont introduites à deux dé-multiplexeurs MI-2 où les

signaux sont démultiplexés et reconvertis à leur forme bipolaire. On retrouve alors les entrées originales T1. L'onde pilote est démodulée séparément.

Lorsque le récepteur reçoit un signal modulé avec au plus 4 séquences binaires T1, alors un décodeur et un démultiplexeur M1-2 sont mis.

#### 3.4.4.3 Performance en terme du taux d'erreur des données (BER)

Pour l'opération avec 4T1 (96 canaux), la sensibilité du récepteur DM1-2C pour un taux d'erreur de  $10^{-6}$  (BER) est de -85 dBm.

Pour l'opération avec 8T1 (192 canaux), la sensibilité du récepteur DM1-2C pour un taux d'erreur de  $10^{-6}$  (BER) est de -82 dBm.

#### 3.4.5 Le système micro-onde numérique multiplexeur 9120/émetteur - récepteur 78F2 de GTE Lenkurt

##### 3.4.5.1 Caractéristiques Principales

Ce système fonctionne sur la gamme de fréquence située entre 1700-2300 MHz et peut transmettre deux séquences binaires T1 ayant chacune leur propre signal horloge. Il emploie une technique de modulation MF duobinaire modifié qui utilise très peu de puissance dans la partie inférieure du spectre de fréquence bande de base et ainsi, le segment 0.8 KHz peut être employé pour la transmission "orderwise" sur le système radioélectrique.

3.4.5.2 Description du Système Multiplexeur et radio

Pour transmettre des signaux numériques par micro-onde radioélectrique, ce système se compose d'un multiplexeur numérique 9120A, d'un assemblage radioélectrique de bande de base 758B et d'un assemblage radioélectrique MF 778F 2 de 2 GHz. Un diagramme bloc est donné a la figure 3.16.

La section de transmission du multiplexeur 9120A accepte deux signaux de type T1 asynchrones bipolaires de n'importe quel source T1 compatible. Il intercale les deux signaux d'entrée en une chaîne simple des données binaires, qui est par la suite mélangée, codée et limitée en fréquence pour être enfin appliquer à l'assemblage radioélectrique micro-onde de la bande de base. Les entrées T1 sont intercalées et synchronisées par la technique de "pulse stuffing". Dans cette technique les impulsions sont juxtaposées de telle façon que chaque entrée soit synchronisée avec le taux d'information combiné de 3.156 Mb/s. Le procédé de filtrage convertit le signal en un format duobinaire modifié.

Le signal duobinaire modifié de sortie du multiplexeur est appliqué à l'assemblage de bande de base radioélectrique 758B, où il est combiné avec des signaux "FV orderwire", d'alarme et de pilote. Ce signal composé est coordonné par niveau et appliquer à l'émetteur MF. Des procédés standards de modulation-démodulation MF entrent en jeu à partir de l'entrée de l'émetteur jusqu'à la sortie du récepteur.

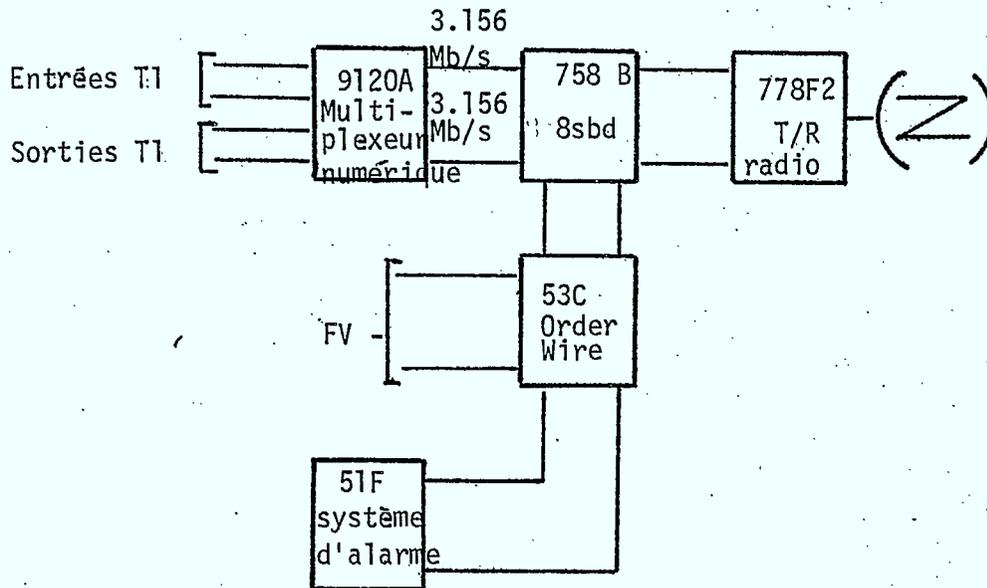


Fig 3.16 Diagramme bloc du système radio électrique numérique de 2 GHz de GTE Lenkurt

La sortie du récepteur est appliquée à l'assemblage radioélectrique de bande de base 758B où les signaux numériques et "orderwire" sont séparés et ajustés en niveau.

La section de réception du multiplexeur accepte un signal de l'assemblage de bande de base radioélectrique il égalise le signal reçu, bloque le signal pilote radio, démêle et décode le signal. Ce signal est ensuite divisé en deux séquences de données qui sont appliquées aux circuits de désynchronisation. Ceux-ci enlèvent les bit additionnels utilisés pour la synchronisation et reproduisent les séquences de données T1 originales.

#### 3.4.5.3 Procédé de Modulation

Si un système radioélectrique analogique utilisant la modulation en fréquence sert pour la transmission numérique, le résultat est la modulation par déplacement en fréquence (FSK) quand le signal d'entrée est une séquence d'impulsions rectangulaires.

La forme de ces impulsions est souvent contrôlée pour réduire les composantes de haute fréquence du signal.

La technique de codage duobinaire est une méthode de contrôle de la forme qui permet à la largeur de bande de signal traité d'être coupé approximativement de moitié. Cependant, dans le codage duobinaire direct, comme pour les signaux binaires, le spectre de fréquence se prolonge jusqu'au CC. Pour éliminer la partie CC, on peut utiliser un format duobinaire modifié. Ce format peut-être formé en mettant en corrélation le bit présent avec le bit qui le précède de deux intervalles. Le code ainsi obtenu est alors convertit en un signal bipolaire (à trois niveaux)

avec un factor d'utilisation de 50% et appliqué à un filtre passe-bas. Ensemble, le convertisseur et le filtre forme une onde ayant un spectre de puissance ressemblant à une onde sinusoidal semi-redressée sans composante CC. La puissance est limitée à la moitié de la largeur de bande de la séquence d'impulsions binaires.

Dans le système GTE Lenkurt, le signal modifié duobinaire de 3.156 Mb/s contient très peu de puissance dans la partie inférieure du spectre de fréquence. Alors, la portion 0-8 KHz de la bande peut-être utilisée pour la transmission "orderwire" et la transmission d'alarmes sur le système radioélectrique

3.4.5.4 Performance en terme du taux d'erreur des données

Pour le 9120A78F2 la sensibilité du récepteur pour  $10^{-6}$  (BER) est -75 dBm.

3.4.6 Le système radioélectrique micro-onde numérique MC5 6900T de 2 GHz - et le multiplexeur de groupe T1 développés par la compagnie Canadian Marconi

3.4.6.1 Caractéristiques principales

Le MC5 6900T est un système de MF-MIC dans lequel est intégré un multiplexeur de groupe T1 et un système radioélectrique MF micro-onde. Il opère sur plusieurs bandes de fréquence mais on se restreint ici à l'option de 2 GHz. Dans cette bande, il opère sur la gamme 1700-2300 MHz. Il transmet jusqu'à 5 séquences binaires T1 ayant chacune leur propre signal horloge (120 canaux vocaux) Il utilise la

modulation MF à 8 niveaux dans l'émetteur et la détection par discriminateur dans le récepteur.

#### 3.4.6.2 Description du Système

Le MC5, 6900T est un système MF-MIC dans lequel est intégré un multiplexeur de groupe T1 et un système radioélectrique micro-onde à MF.

Le multiplexeur de groupe consiste en un équipement commun et en équipement de groupe T1. Le système radioélectrique comprend un émetteur/récepteur et un équipement auxiliaire. Le système comprend également deux canaux de transmission "orderwire", un système d'alarme pour défektivité et un canal pour la transmission d'alarme par télécommande. Un diagramme bloc simplifié du système apparaît à la Fig. 3.17.

Le multiplexeur de groupe accepte jusqu'à 5 signaux T1 de n'importe quelle source compatible T1, les convertit du format bipolaire au format TTL et les combine par un procédé de MRT et de "pulse-stuffing" en une séquence NRZ binaire composée de haute vitesse. Dans la section auxiliaire la séquence binaire composée est convertit en un signal à 8 niveaux de type analogue avec une réduction de 3 à 1 dans le débit binaire pour fournir une largeur de bande FR réduite. Ce signal module directement l'oscillateur de 2 GHz dans l'émetteur qui alimente l'amplificateur de puissance.

Le récepteur produit un signal FI de 70 MHz qui est alors démodulé pour recréer le signal à 8 niveaux. Le signal à 8 niveaux est décodé pour reproduire la séquence

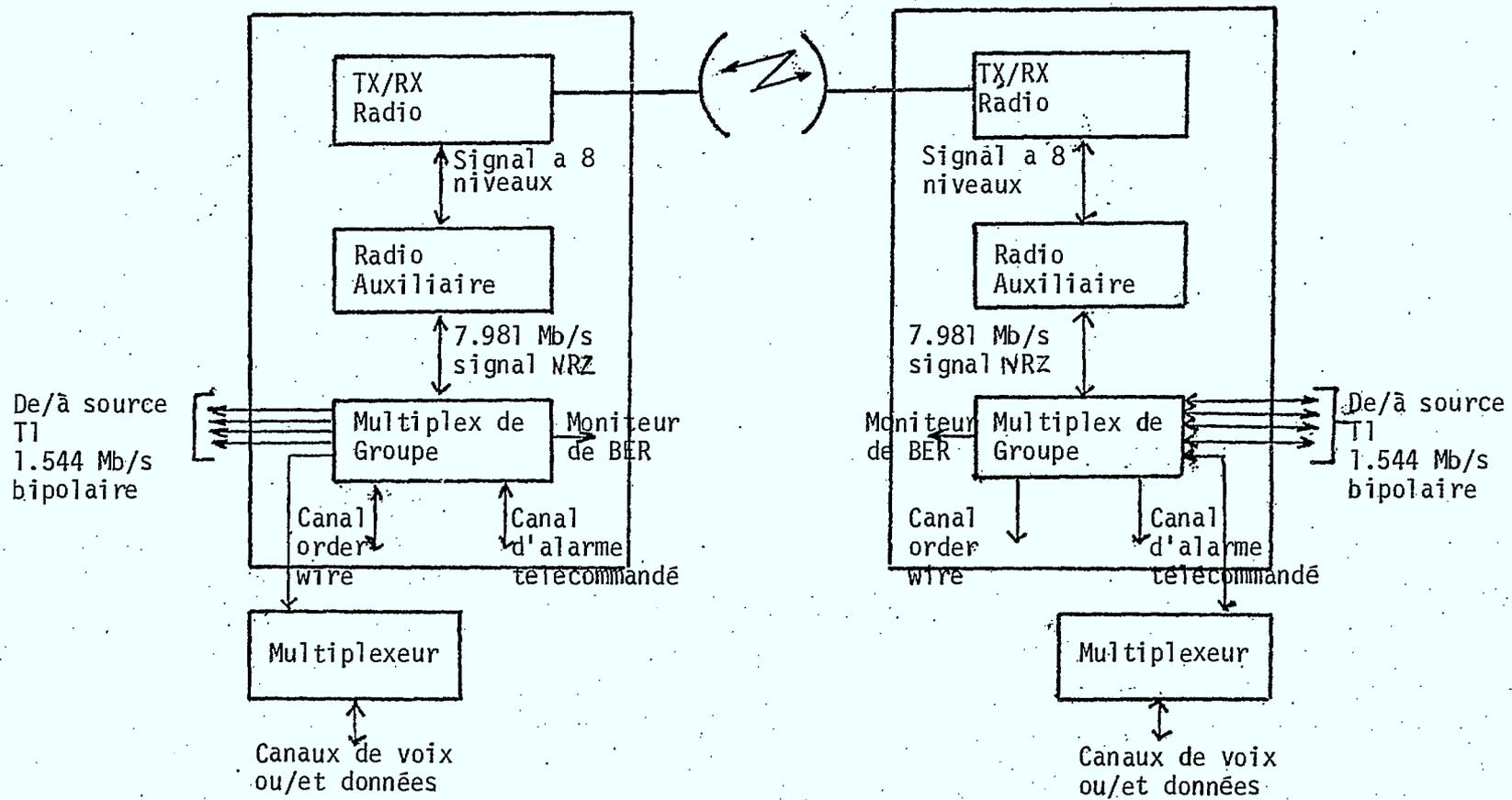


Fig. 3.17 DIAGRAMME BLOC MCS 6900T  
MULTIPLEXEUR & RADIO MICRO-ONDES FM

46

binaire composée de haute vitesse et pour régénérer le signal horloge. Dans des systèmes utilisant la diversité, la combinaison des rapports carrés des signaux à 8 niveaux est fournit avant la régénération de la séquence numérique binaire. Le multiplexeur de groupe, dissoud alors le signal numérique de haute vitesse en 5 groupes de moindre vitesse qui sont alors reconvertit en format bipolaire pour reproduire les 5 signaux T1 originaux.

Les deux canaux "orderwire" et le canal de données de 1200 bps pour la transmission d'alarmes par télécommande sont combinés avec les 5 groupes de trafic T1 dans l'équipement commun du mutliplexeur de groupe. Ce système possède aussi un moniteur de taux d'erreur de données qui peut-être utilisé pour mesurer l'erreur sur un parcours comprenant un simple bond ou d'une extrémité à l'autre du parcours.

3.4.6.3 Performance en terme du taux d'erreur des données

Pour l'option de 2 GHz du MC5 6900T, la sensibilité pour un taux de  $10^{-6}$  BER est comme suit:  
déviation crête à crête de 4MHz -76 dBm  
déviation crête à crête de 6 MHz -80 dBm

3.4.7 Comparaison de la performance des systèmes

Après avoir revu les divers systèmes individuellement, on se doit d'en comparer les performances. Les paramètres les plus importants de chaque système sont tabulés dans le tableau 3.2. Le gain du système à  $10^{-6}$  BER est un excellent paramètre de comparaison étant donné l'équale utilisation du spectre. C'est pourquoi pour n'importe quel parcours et système d'antenne qui l'accompagne, l'équipement radioélectrique avec le plus haut gain donnera la marge d'évanouissement la plus grande et ainsi, la meilleure sécurité contre les évanouissements de parcours.

En comparant les gains à capacité de 2T1 et de largeur de bande de 3.5 MHz, l'Avantek semble être le meilleur à 120.6 dB. Le système de Farinon Electric suit avec 0.8 dB plus bas, suivi par le système GTE Lenkurt avec 9.6 dB plus bas que l'Avantek. Cependant il doit être noté que le gain du système GTE Lenkurt peut-être augmenté si la déviation de l'émetteur est augmentée. Cependant, ceci amène à une plus grande utilisation de la largeur de bande.

Lorsque le gain est comparé à capacité de 4T1 et une largeur de bande de 3.5 MHz alors le système Farinon Electric est le meilleur à 115.8 dB, le système Avantek étant 2.2 dB plus bas.

En comparant les systèmes pour une largeur de bande de 7 MHz, l'option 8T1 du système Farinon Canada qui a un gain de 113 dB, offre 60% de plus de capacité et 2.8 dB de plus de gain que le système de Canadian Marconi qui a une capacité de 5 lignes T1 et un gain de 110.2 dB. Un système de capacité 8T1 monté d'après les principes du MC5

6900T pourrait avoir un gain encore plus bas. L'option 4T1 du système Farinon Canada qui a un gain de 116 dB à 20% de moins de capacité que le système Canadian Marconi mais un gain de 5.8 dB de plus. Cependant il est a noté qu'avec une largeur de bande a 8 MHz, le gain du système MC5 6900T est amélioré de 4 dB à 114.2 dB.

PARAMETRE DU SYSTEME SYSTEM PARAMETER	AVANTEK	FARINON ELECTRIC, U.S.	FARINON CANADA	LENKURT	CANADIAN MARCONI
Capacité	2T1 4T1	2T1 4T1	8T1 (2T2) 4T1 (1T2)	2T1	5T1
Puissance de sortie du transmetteur (dBm) - Plus haute option	32	33	33	37	35
Facteur de bruit du récepteur (dB)	5	6	6	9	8,5
Perte du dupléseur d'antenne (dB)	0.4	2.2	2.0	1 (supposé)	0.8
Sensibilité du récepteur pour $10^{-6}$ BER (dBm)	2T1:-89 4T1:-82	2T1:-89, 4T1:-85	8T1:-82 4T1:-85	-75	4 MHz Dév c-à-c:-76 6 MHz Dév c-à-c:-80
Gain du système pour $10^{-6}$ BER perte du duplexeur d'antenne incluse (dB)	2T1:120.6 4T1:113.6	2T1:119.8 4T1:115.8	8T1:113 4T1:116	111	4 MHz Dév c-à-c:110.2 6 MHz Dév c-à-c:114.2
Type de modulation	2T1:QAM 4T1:QPR	QAM	QAM	MF duobinaire modifié	MF à 8 niveaux
Largeur de bande occupée	3.5	3.5	7.0	3.5	4 MHz Dév c-à-c: 7 6 MHz Dév c-à-c: 8
Utilisation spectrale par polarisation	2T1:0.9 4T1:1.8	2T1:0.9 4T1:1.8*	4T1:0.9 8T1:1.8	0.9	4 MHz Dév c-à-c:1.1 6 MHz Dév c-à-c:1.0

Tableau 3.2: Comparaison de systèmes radioélectriques numériques de 2 GHz

### 3.5 SYSTEMES RADIOELECTRIQUES NUMERIQUES DE HAUTE CAPACITE (90 Mb/s) (3.17)

#### 3.5.1 Introduction.

La croissance rapide des dernières années au niveau de la qualité des données à transmettre a nécessité l'utilisation de systèmes plus rapides. Pour les systèmes à haute vitesse de transmission, la bande passante est précieuse. Un bon système doit transmettre le plus de bits par seconde par hertz (b/s/Hz) dans une bande passante donnée. Plusieurs systèmes à largeur de bande efficace ont été développés. Mais l'efficacité en termes de b/s/Hz n'est pas l'unique critère pour un bon système numérique. L'objectif final est d'obtenir une faible probabilité d'erreur  $P(e)$  avec le plus petit rapport entre l'énergie par bit et la densité de bruit ( $E_b/N_0$ ) dans un environnement d'interférence. On ne doit pas négliger d'autres facteurs comme la simplicité de l'équipement, le coût et la disponibilité. L'interférence produite hors de la bande de fréquence ne doit pas compromettre les limites spécifiées par des organismes régulateurs comme la FCC, DOC et CCIR.

Aux cours des dernières années la modulation de déplacement de phase quadrivalente (PSK ou QPSK) et la modulation d'amplitude en quadrature (QAM) ont été très employées. La raison derrière cette tendance est que le QPSK offre un équilibre entre l'utilisation de la bande passante et la tolérance à l'interférence. A mesure que la demande pour des systèmes plus efficaces se fait sentir, on ne tourne de plus en plus vers des systèmes de modulations à plusieurs états de phase et à plusieurs niveaux qui offrent une plus grande efficacité que le QPSK qui est limité à

2b/s/blz. Parmi ces systèmes le 8-PSK et le QPRS suscitent beaucoup d'intérêt. La modulation pas déplacement de phase et d'amplitude (APK) est un autre système efficace, mais vu la complexité de l'équipement ainsi que sa faible performance en présence de non-linéarités son application est moins envisagé pour le moment.

3.5.2 Compte rendu des systèmes radioélectriques micro-ondes numériques utilisant la modulation 8-PSK ou QPRS

Par définition, on entend par capacité faible, tout système ayant un débit binaire de 10 Mb/s et moins, capacité moyenne, tout système ayant un débit binaire de 10 M /s 45 Mb/s et capacité élevée, tout système ayant un débit binaire supérieur à 45 Mb/s.

3.5.2.1 Le système micro-ondes numérique 8-PSK de Nippon (NEC).

NEC a développé un certain nombre de systèmes radio électriques, micro-ondes numériques 8-PSK. Celui développé par DATA TRANSMISSION COMPANY (DATRAN), fonctionne dans les bandes de 6 et 11 GHz (3.18). Ce système a une capacité de transmission de 43 Mb/s (deux séquences synchrones de données de 21.54 Mb/s) pour le signal principal et 307.2 Kb/s pour le signal du canal de service, dans une bande passante de 22.6 MHz et avec une efficacité de 2 b/s/Hz.

Les éléments de base du système sont: circuits transmission/réception pour la manipulation des données (TXPD/RXPD), modulateur/démodulateur 8-PSK et transmetteur/récepteur micro-ondes (XTMR,RCVR). La fonction du TXPD est d'incérer les signaux de trame et du canal de service dans les

séquences principales des données, mélanger les séquences, convertir la séquence série de données en trois séquences parallèles et enfin, accomplir le codage différentiel des données. L'action de mélanger les séquences a pour effet d'éliminer à la sortie les composantes spectrales distinctes et de donner suffisamment de transitions dans la séquence de données démodulée pour permettre la récupération du signal horloge. Le modulateur comprend un modulateur 4-PSK (4 $\phi$ -MOD) conventionnel et un modulateur 2-PSK (2 $\phi$ -MOD). La fonction du 4 $\phi$ -MOD est de moduler l'onde porteuse FI 70 MHz avec deux séquences binaires d'entrée tandis que le 2 $\phi$ -MOD déplace la phase de la troisième séquence de données d'un angle de  $\pi/8$ ; ainsi la porteuse FI est déplacée à un des huit niveaux possible.

Le récepteur assure une détection de phase cohérente de l'onde porteuse reçue tandis que le RXDP inverse les opérations du TXDP afin d'obtenir l'information originale. Le seuil du récepteur (niveau minimum acceptable de l'onde porteuse reçue) pour un BER de  $10^{-6}$  est - 71 dBm, pour le système de 6 GHz et -68 dBm pour celui de 11 GHz .

Le système radioélectrique numérique NEC de 11-GHz est un autre système d'une capacité de 90 Mb/s (1344 canaux vocaux ou 2 signaux T3) à 11 GHz possédant une largeur de bande de 40 MHz; c'est-à-dire que ce système a une efficacité spectrale de 2.3 bits/s/Hz (3.19).

Ce système peut également être adapté pour fonctionner soit à 6 GHz avec une capacité de 78 Mb/s (1152 canaux vocaux 12 signaux T2) dans une largeur de bande de 30 MHz; ou bien à 2GHz avec une capacité de 6.3 Mb/s (96 canaux vocaux ou un signal T2) ou 7.8 Mb/s (120 canaux vocaux ou 12 signaux T2) dans une largeur de bande de 3.5 MHz,

en utilisant qu'une seule polarisation de l'onde porteuse. La répétition hétérodyne est possible dans ce système.

Le système emploie un modulateur 8-PSK avec filtrage du type "cosine roll-off". Les filtres contiennent un compensateur d'amplitude, un filtre à réponse elliptique et un compensateur de délai. Le démodulateur assure la détection-régénération cohérente par une méthode de récupération de la porteuse associée à la bande de base. Les sensibilités du système pour un B.E.R. de  $10^{-6}$  sont de -68 dBm pour le système de 11 GHz, - 69 dBm pour le système de 6 GHz et -81.5 dBm pour le système de 2 GHz.

NEC possède aussi un autre système numérique qui utilise la modulation 8-PSK et qui fonctionne dans la bande de 6GHz (3.20). Ce système correspond tout simplement à un raffinement du système NEC de 11 GHz. Il peut accommoder 1152 canaux vocaux dans une largeur de bande de 30 GHz avec une efficacité de 2.6 b/s/Hz. Le processus de modulation et de démodulation est semblable à celui du système de 11 GHz. La sensibilité du récepteur est de -69 dBm pour un BER de  $10^{-6}$ .

3.5.2.2 Le système radioélectrique micro-ondes numérique de 90 Mb/s développé par Collins

Le MDR-11 est un système radioélectrique micro-ondes numérique qui fonctionne sur la bande comprise entre 10.7 GHz et 11.7 GHz (3.21 ; 3.22). L'entrée du système est composée de deux signaux D53 asynchrones (44.736 Mb/s). Il y a aussi provision pour douze canaux de 32 Kb/s pour les besoins du système tels que les signaux d'alarme qui sont multiplexés par répartition dans le temps avec la séquence principale des données. La séquence binaire est multiplexée et mélangée pour ensuite subir un codage différentiel. Le codage et décodage différentiel.

sont utilisées pour éliminer les ambiguïtés qui surviennent lors de la récupération cohérente de l'onde porteuse dans le récepteur.

Dans le MDR-11, on emploie la modulation 8-PSK pour accommoder 90 Mb/s de données dans une largeur de bande de 40 MHz avec une efficacité spectrale de 2.25 b/s/Hz. L'onde porteuse FR est modulée directement afin de minimiser le temps de transition entre les intervalles des symboles qui produit des conversions MA/MP et des non-linéarités d'amplitude. Le signal 8 PSK est donc généré et amplifié (par les diodes Gunn et Impatt) au niveau FR.

Le spectre est taillé après l'amplificateur FR par des filtres de guide d'onde possédant des cavités cylindriques. Le récepteur assure une détection de phase cohérente de l'onde porteuse reçue en utilisant une boucle à asservissement de phase du type Costas. La sensibilité du récepteur est de -68 dBm pour un BER de  $10^{-6}$ .

PARAMETRE	NIPPON	FUJITSU	AVANTEK	NIPPON (Opérer par DATRAN)
Bande de fréquence (GHz)	2	2	2	6 (11)
Type de modulation	8-PSK	QPRS	QPRS	8-PSK
Débit binaire (Mb/s)	6.3 (7.8)	6.302	6.313	43.315
Capacité	4T1 (5T1)	4T1	4T1	28T1
Puissance de transmission (dBm)	+34.8	+27	+27	+35
Sensibilité du récepteur pour un BER de $10^{-6}$ (dBm)	-81.5 (-85)	-82.7	-82	-68 (-66) (pour $10^{-8}$ )
Gain du système pour un BER de $10^{-6}$ (dB)	116.3(119.8)	109.7	109.	103 (101)
Facteur de bruit du récepteur (dB)	6 (2.5)	5	6	8 (10)
Puissance du bruit (dans la bande du débit binaire) (dBm)	-100(-103.5)	-101	-100	-89.7 (-87.6)
Rapport C/N pratique (dans la bande du débit binaire pour un BER de $10^{-6}$ ) (dB)	18.5	18.3	18	21.6 (21.6)
Rapport C/N théorique (dans la bande du débit binaire pour un BER de $10^{-6}$ ) (dB)	13.8	12.7	12.7	13.8
Longueur de bande FR occupé (MHz)	3.5	3.5	3.5	22.6
Efficacité spectrale (b/s/Hz)	1.8 (2.2)	2	1.8	2

Les nombres dans cette colonne correspondent à un amplificateur FET utilisé au récepteur

Tableau 3.3 Paramètres de systèmes radioélectriques de faible et moyenne capacité

Paramètre	NEC-6 GHz	NEC-11GHz	GTE LENKURT	RAYTHEON	COLLINS	MICROWAVE ASSOCIATES	BNR
Bande de fréquence	6	11	11	6	11	11	8
Type de modulation	8-PSK	8-PSK	8-PSK	8-PSK	8-PSK	QPRS	QPRS
Débit binaire (Mb/s)	78	90	90	90	90.258	79.2	91.040
Capacité	48T1	56T1	56T1	56T1	56T1	48T1	56T1
Puissance de transmission (dBm)	+37	+37	+37	+40	+30	+26	+40
Sensibilité du récepteur pour un BER de $10^{-6}$ (dBm)	-69(-72)	-68	-66	-65.5	-68	-69	-71 (pour $10^{-4}$ ) -68.3 (pour $10^{-6}$ )
Gain du système a un BER de $10^{-6}$ (dB)	106(109)	105	103	105.5	98	95	111 (pour $10^{-4}$ ) 108.3 (pour $10^{-6}$ )
Facteur de bruit du récepteur (dB)	6.5(3.5)	8	10	6.5	8	8*	8*
Puissance du bruit (dans la bande du débit binaire) (dBm)	-88.6(-91.6)	-86.5	-84.5	-88.0	-86.4	-87.0	-86.4
Rapport C/N pratique (dans la bande du débit binaire) pour un BER de $10^{-6}$ (dB)	19.6	18.5	18.3	22.5	18.4	18	18.1 ( $10^{-6}$ )
Rapport C/N théorique (dans la bande du débit binaire) pour un BER de $10^{-6}$ (dB)	13.8	13.8	13.8	13.8	13.8	12.7	12.7
Largeur de bande FR occupé (MHz)	30	40	40	30	40	39.6	40.74
Efficacité spectrale (b/s/Hz)	2.6	2.3	2.25	3	2.25	2	2.25

Les nombres de cette colonne correspondent à un amplificateur FET utilisé au récepteur

\* supposé

Tableau 3.4 Paramètres de systèmes radioélectriques de haute capacité

3.5.2.3 Le système radioélectrique micro-onde numérique de 90 Mb/s développé par Raytheon

Le système radioélectrique micro-onde numérique RDS développé par Raytheon opère dans la bande de 6 GHz (3.23). Ce système peut transmettre une séquence binaire à un rythme de 90 Mb/s (2 signaux DS3 ou 1344 canaux vocaux dans une bande de fréquence de 30 MHz et avec une efficacité spectrale de 3 b/s/Hz. La modulation 8-PSK est utilisée dans ce système. Les critères du système envisagé permet la sélection d'une technique de modulation par des mémoires pré-programmés (PROM's) qui sont utilisés dans les fonctions de codage/décodage différentiel et celles de modulation et adaptation dans le modulateur et le démodulateur. La figure 3.18 illustre le diagramme bloc du modulateur et les diagrammes vectoriels illustrant de quelle façon le choix des M canaux de données peut définir la technique de modulation; soit celle de 4 phases, 8 phases, 2 niveaux/4 phases, 2 niveaux/8 phases, ou encore M niveaux APK. Afin d'assurer une détection de phase cohérente de l'onde porteuse, le récepteur utilise un démodulateur à boucle Costas dans la section FI. Ici encore, des mémoires pré-programmés (PROM's) sont utilisées afin de décoder la technique de modulation.

Le filtrage et le façonnement du spectre du système RDS est accompli par un filtre du type "raised Cosine" avec un facteur "roll-off" de  $\alpha = .5$ . Ce filtre n'est pas optimum et ceci impose un certain niveau de dégradation du seuil de bruit ("noise threshold") du récepteur dû au choix d'un filtre de bruit non optimum.

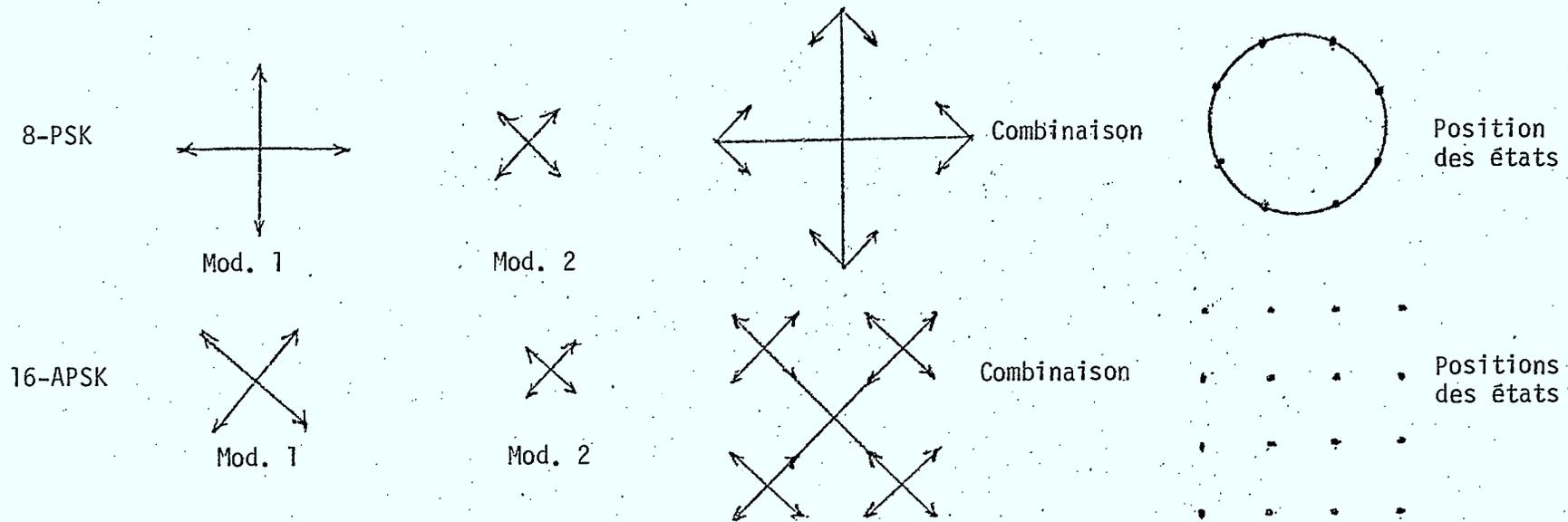
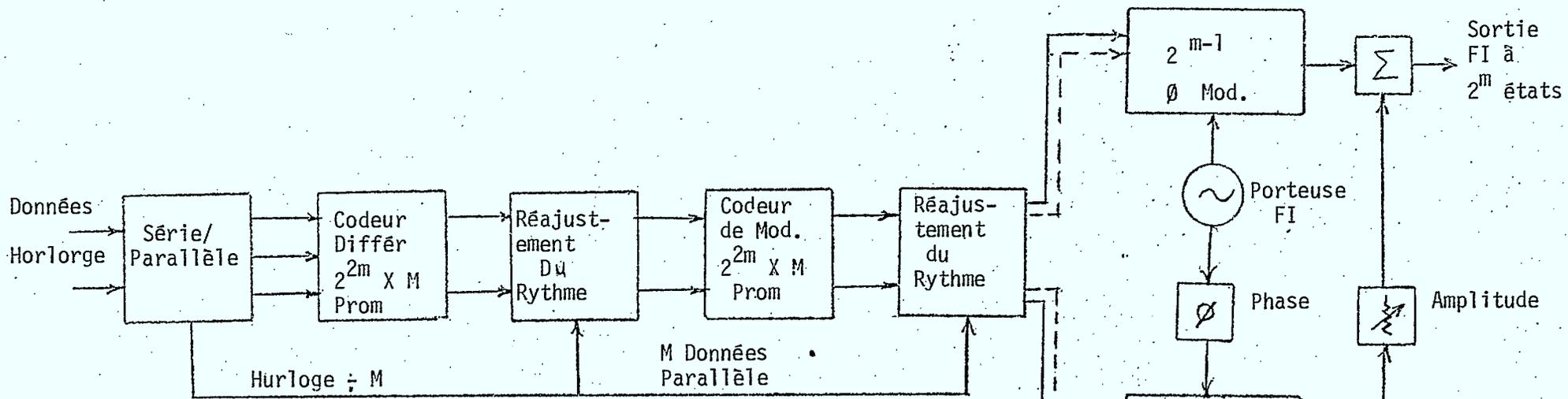


Fig. 3.18 Modulation de 8 et 16 états

Par conséquent, le système subit une perte d'environ 3 ou 4 dB lors d'une transmission au taux de 90 Mb/s, à une efficacité spectrale de 3b/sec/Hz et avec un minimum d'interférence entre les symboles. Lorsque le taux d'erreur est de  $10^{-6}$  (BER), le seuil du récepteur est de -65.6 dBm.

#### 3.5.2.4 Le système GTE Lenkurt de 90 Mb/s

Le système expérimental micro-onde numérique de GTE Lenkurt (3.24) opère sur la gamme de fréquence située entre 10.7 et 11.7 GHz. Cette installation peut transmettre jusqu'à 56 séquences binaires T1 (1344 canaux vocaux) dans une bande de fréquence de 40 MHz, avec une efficacité spectrale de 2.25 b/s/Hz. Deux signaux standards DS3 de 44.736 Mb/s constituent l'entrée du système. Ces signaux sont multiplexés, mélangés et convertis en trois signaux de 30 Mb/s qui, avec un signal horloge de 30 MHz, sont introduits dans le modem du transmetteur.

La modulation 8-PSK conventionnelle est effectuée au stage intermédiaire FI avec un oscillateur local de 70 MHz. Le façonnement du spectre est réalisé en utilisant un filtre du type "raised cosine" non optimisé ayant un facteur "roll-off" de 0.5. Le filtre de transmission est placé dans le guide d'onde, qui, lui, est placé après l'amplificateur TWT, afin d'éviter d'introduire des composantes MA dans le signal. Le récepteur effectue une détection cohérente de la phase de l'onde porteuse. Un redresseur à double alternances et un dispositif d'accord passif extraient un signal de 30 MHz de l'enveloppe du signal intermédiaire FI. Un comparateur et une boucle d'asservissement de phase servent à générer le signal horloge. Pour un taux d'erreur de  $10^{-6}$  (BER) le seuil de bruit est de -66 dBm. Le canal de service est obtenu par

la modulation en fréquence de l'oscillateur local de 70 MHz dans le modem.

### 3.5.2.5 Le système Fujitsu de 6.3 Mb/s

Le système Fujitsu QAMZG-10R (3.25), fonctionne sur la bande de fréquence de 1.7 à 2.3 GHz et possède la capacité de transmettre quatre séquences binaires ayant chacune leur propre signal horloge (96 canaux vocaux). C'est-à-dire jusqu'à 6.302 Mb/s avec une efficacité de 2 b/s/Hz avec polarisation simple. Des circuits logiques, un filtre et un compensateur de fréquence servent à former un signal à réponse partielle. Les données d'entrée sont multiplexées et divisées en deux signaux de 2.151 Mb/s chacun. Ceux-ci subissent un codage différentiel avec pré-codage, ils sont filtrés par un filtre passe-bas et ensuite ils sont introduits dans le modulateur.

Le pré-codage permet un récepteur de déduire chaque bit, sans devoir référer au précédent. C'est-à-dire, ce système place le compensateur au transmetteur. Ce pré-codage du signal PRS Classe I est effectué en associant un "0" aux deux niveaux extérieurs du signal de sortie PRS et un "1" au niveau du centre.

Aucun décalage du spectre n'est apportée au stage du modulateur car ceci nécessiterait l'addition d'un filtre passe-bande. Par conséquent, un "ring modulator" est utilisé afin de moduler directement l'information à la bande de 2GHz. Dans le transmetteur, un filtre passe-bas de bande de base de 7 pôles sert pour le façonnement du spectre. Le compensateur d'amplitude ajuste le signal de sortie à la forme  $\cos(\pi f/f_{br})$

Le récepteur utilise un filtre passe-bande Butterworth de 3.5 MHz au stage intermédiaire FI. Le régénérateur consiste essentiellement d'un redresseur à double alternances suivi d'un comparateur. Ensemble, ils convertissent le signal PRS de trois niveaux directement au binaire. Ceci est accompli grâce au précodage effectué au transmetteur.

La sensibilité du QAMZG-10R est de -82.7 dBm pour un taux d'erreur de  $10^{-6}$  (BER). Le canal de service et l'onde pilote font partie du signal transmis.

Des recherches par Fujitsu indiquent la possibilité d'utiliser une polarisation horizontale aussi bien que verticale à la même fréquence, sans interférence, ce qui permet de doubler la capacité du système à 192 (canaux vocaux).

#### 3.5.2.6 Le système Avantek de 6.3 Mb/s

Le système Avantek de 6.3 Mb/s à micro-ondes, DR2C-96 fonctionne sur la bande de fréquence de 1.7 à 2.3 GHz. Il existe deux versions de ce système. Ceux-ci sont semblables sauf en ce qui concerne le format d'entrée. Une des deux versions accepte 4 séquences binaires T1 en les multiplexant et l'autre accepte une séquence T2. La séquence multiplexée, maintenant au taux de 6.312 Mb/s, ou la séquence T2 (même fréquence) est mélangée, codée afin de permettre de résoudre l'ambiguïté de les polarités à la sortie. Ensuite, elle est convertie en deux signaux de 3.156 Mb/s chacun par un circuit sérié/parallèle.

Les deux signaux sont introduits au modulateur QPRS où est effectué un filtrage (en réponse partielle) afin de convertir le signal binaire en un signal de trois niveaux. Ceci a comme effet de couper la largeur de bande de moitié. Le signal PRS de trois niveaux module ensuite en amplitude un signal de 70 MHz et le résultat est modulé en amplitude par le canal de service. Le tout est ensuite décalé à une fréquence de 2 GHz, amplifié et filtré.

Au récepteur, la démodulation cohérente suit la détection du canal de service. Deux comparateurs suivis de circuits logiques combinatoires convertissent la séquence d'information de 3 niveaux en une séquence à deux niveaux. La sortie du démodulateur est ensuite introduite au circuit de récupération des données où est générée une seule séquence MLC par un conversion du signal parallèle à un signal série. Les étapes suivantes sont celles du décodage, du démêlage et du démultiplexage.

Le système DR2C-96 possède une sensibilité de -82 dBm (3.26) avec un taux d'erreur de  $10^{-6}$  (BER).

S'il existe la possibilité de polarisation double, deux liaisons DR2C-96 peuvent être effectués ayant pour effet de doubler la capacité de transmission à un niveau de 8 séquences binaires T1 (192 canaux vocaux) dans le même bande de fréquence de 3.5 MHz.

3.5.2.7 Le système Microwave Associates de 79 Mb/s

Le système micro-onde Microwave Associates de 79 Mb/s fonctionne sur la bande de fréquence de 10.7 à 11.7 GHz et peut transmettre 48 séquences binaires T1 (1152 canaux vocaux); c'est-à-dire 79.2 Mb/s avec un efficacité de 2 b/s/Hz. Les sorties de terminaux D3 sont multiplexées synchronisées, mélangées pour enfin subir un codage différentiel pour enfin obtenir deux séquences binaires de 39.609 Mb/s.

Celles-ci sont indépendants l'une de l'autre en ce qui concerne la source d'information. Les deux sont synchronisées par le même signal horloge qui est fourni et récupéré dans le système même.

Le transmetteur procède ensuite à la modulation QPRS de ces deux séquences comme décrit précédemment pendant que le canal de service de 5 KHz module l'onde porteuse (celui-ci est placé plus haut que le spectre QPRS).

La démodulation est cohérente et nécessite la multiplication du signal FR avec les ondes porteuses récupérées et le tout est ensuite filtré par un filtre passe-bas afin de récupérer le signal PRS à trois niveaux. Les opérations qui suivent sont ensuite exactement l'inverse de celles du transmetteur; c'est-à-dire, décodage, démêlage et démultiplexage.

Le système MAV-12D possède un seuil de -69 dBm pour un taux d'erreur de  $10^{-6}$  (BER). Les expériences conduites par Microwave Associates indique que le QPRS est suffisamment tolérant aux interférences afin de permettre une polarisation croisée de deux systèmes indépendants sur le même territoire moyennant un isolement de polarisation croisée d'au moins 20 à 25 dB.

3.5.2.8 Le système Bell Northern de 90 Mb/s

Le système BNR de 90 Mb/s, DRS-8 (3.27; 3.28), fonctionne sur la gamme de fréquence située entre 7.725 et 8.275 GHz. La possibilité de transmettre 91.04 Mb/s équivalent à 1344 canaux vocaux sur chaque voie d'une largeur de 40.74MHz, lui donne une efficacité de 2.25 b/s/Hz. Le transmetteur accepte deux signaux DS-3 asynchrones (44.73 Mb/s chacun) à l'entrée et les synchronise à un rythme commun en ajoutant des bits supplémentaires.

Le mélange est ensuite effectué et des bits de parité et de synchronisation sont ajoutés donnant ainsi la séquence finale de 91.04 Mb/s.

Le DRS-8 utilise le QPRS Classe 1. Afin d'éviter une dégradation du signal dû aux non-linéarités de l'amplificateur à micro-onde, le façonnement du spectre de la bande de base n'est pas effectué avant le stage d'amplification. Le QPRS est obtenu en filtrant un signal QPSK après l'amplification non-linéaire. Le PRS est généré par les effets combinés des filtres de transmission et de réception (3.28). Des filtres simple de guides d'onde et des circuits de bande de base non-accordés sont utilisés dans ce système. La détection finale est effectuée dans le circuit de compensation avec réjection de décision  $\times$  utilisant cinq embranchements. Cette méthode permet l'utilisation de filtres très simples et moins dispendieux dans les sections FR et de réception. En ajustant les facteurs de contribution des embranchements, les tolérances des filtres peuvent être moins sévères.

### 3.5.3 Une comparaison des systèmes QPRS et 8 PSK

Une comparaison des systèmes micro-ondes utilisant les méthodes de modulation de 8 PSK et le QPRS est maintenant présentée.

Le gain d'un système est un excellent paramètre pour fins de comparaison de systèmes ayant la même utilisation spectrale, le même taux de transmission et le même taux d'erreur (par exemple  $10^{-6}$ ). Le gain d'un système est donné en dB et ceci représente la différence entre la puissance de sortie d'un transmetteur (dBm) et le seuil de réception ou la sensibilité (dBm) du récepteur.

Pour un rapport C/N donné, le seuil de réception est obtenu en calculant la somme du C/N du bruit qui interfère dans la bande transmission. La puissance du bruit est donné par l'équation 3.2.

Si  $T=290^{\circ}\text{K}$  (24.7 dB-K), on obtient

$$C_{th} = C/N - 174 + 10 \log_{10} B + F \text{ dBm} \quad (3.5)$$

ou  $C_{th}$  est le seuil de réception ou la sensibilité du récepteur et C/N est le rapport onde porteuse au bruit (dans la largeur de bande du débit binaire).

En théorie, le rapport de l'énergie par bit à la densité de bruit ( $E_b/N_0$ ), nécessaire pour un taux d'erreur de  $10^{-6}$  (BER) est de 12.7 dB pour un signal QPRS, et de 14.2 dB pour le 8-PSK donnant ainsi un avantage de 1.5 dB au système QPRS (3.19). Les résultats mesurés par NEC donne une réduction de gain de système (un seul saut), due aux non-linéarités dans l'amplificateur TWT, de 7 à 8 dB pour le QPRS et de 2 à 3 dB pour le 8-PSK ayant un facteur "roll-off" de  $\alpha = .5$ . La différence est principalement due aux variations d'amplitude dans le QPRS tandis que le 8-PSK

possède une même amplitude pour tout ses vecteurs. Ainsi, les conclusions de NEC sont que pratiquement, le QPRS a besoin un rapport  $E_b/N_0$  de 14.2 dB et une réduction de puissance de 5.5 dB, tandis que le 8-PSK ( $\alpha = .5$ ) a besoin un rapport de  $E_b/N_0$  de 16.2 dB avec aucune réduction en puissance. Donc, cette étude indique que le 8-PSK possède un avantage de 3.5 dB sur le QPRS pour un taux d'erreur de  $10^{-6}$  (BER) lorsqu'un amplificateur TWT non-linéaire est utilisé. Mais ceci est en assumant que le filtrage du signal en réponse partielle est effectué avant l'amplification finale. Comme indiqué auparavant, le PRS peut être effectué en filtrant après l'amplificateur final de transmission, réduisant ainsi la dégradation du signal due aux non-linéarités.

La complexité et le coût du matériel de construction du système peut aussi influencer le choix de la méthode de modulation. Le système QPRS est relativement simple du côté construction; suivit en difficulté par le système QPSK. Le système PSK est plus complexe que le QPRS donc le coût de construction est plus élevé. Mais parfois, il est possible d'utiliser des répéteurs sans régénération afin de réduire le coût; causant ainsi une petite réduction de performance.

Il deviens donc apparent qu'en considérant le rapport  $E_b/N_0$ , le système QPRS peut donner une performance comparable au système 8-PSK (si le filtrage est effectué après le TWT) réduisant ainsi la complexité de l'équipement et donc le coût. En applications linéaires, en considérant  $E_b/N_0$ , le système QPRS semble être la meilleure méthode de modulation. Mais le 8-PSK est plus efficace du coté de l'utilisation de la bande de fréquence.

L'utilisation du compensateur avec réinjection au lieu du précodeur cause une dégradation d'environ 0.3 dB dû à la propagation d'erreur.

Un répéteur radioélectrique commence en déplaçant le signal de FR à FI de 140 MHz en utilisant un mélangeur équilibré. Le démodulateur consiste en un détecteur cohérent à 4 phases avec récupération de l'onde porteuse suivie d'une série de filtres opérant dans la bande de base et qui donnent ainsi un signal de 3 niveaux. La conversion à un signal de 2 niveaux est effectuée par le régénérateur et le récepteur à compensation réinjectée qui produit deux séquences binaires de 45.52 Mb/s chacune.

Celles-ci sont ensuite acheminées vers l'entrée du transmetteur où elles modulent un oscillateur de 140 MHz contrôlé à crystal (QPSK). Le QPSK est décalé en fréquence, amplifié jusqu'à 10W dans le TWT, et filtré avant d'être acheminer vers l'antenne.

La performance minimum du DRS-8 est un taux d'erreur de  $10^{-4}$  BER ayant à ce point une sensibilité de 71 dBm sans interférence (3.27). Un canal de service qui possède une capacité de 4 canaux vocaux et 16 canaux de données de 8 Kb/s chacun sont entassés dans un interface de 45.52 Mb/s au répéteur radioélectrique. Si un système de polarisation croisée est utilisé à chaque répéteur la capacité du système est doublée.

La performance des systèmes numériques mentionnés plus tôt est maintenant présenté d'après les données disponibles. Le tableau 3.3 donne une liste des paramètres les plus significatifs des systèmes de capacité basse et moyenne. Le tableau 3.4 fait de même pour les systèmes de haute capacité.

Référent au tableau 3.3, pour les systèmes de basse capacité, le système NEC est indiqué comme ayant le gain le plus élevé; soit de 116.3 dB (119.8 dB si un amplificateur F.E.T. est utilisé au récepteur). En ordre décroissant vient le système Fujitsu avec 109.7 dB et ensuite Avantek avec 109 dB. Le système NEC 7.8 Mb/s possède la meilleure efficacité spectrale, soit de 2.2 b/s/Hz. Ensuite vient le système Fujitsu avec 2.0 b/s/Hz et ensuite les systèmes Avantek et NEC 6 Mb/s avec tous les deux 1.8 b/s/Hz.

Le système NEC 6 GHz (utilisé par DATRAN) est le seul système radioélectrique à capacité moyenne étudié et par conséquent ne peut pas être comparé à aucun autre.

Dans les systèmes 80 Mb/s (tableau 3.4), le système NEC de 78 Mb/s possède un gain de 106 dB tandis que le système de Microwave Associates de 79.2 Mb/s possède un gain de 95 dB. Le premier possède une efficacité spectrale de 2.6 b/s/Hz et le second, 2.0 b/s/Hz.

Parmis les systèmes 90 Mb/s, celui de BNR possède le gain le plus haut, soit de 108.3 dB. Le système Raytheon 6 GHz est le prochain, ayant 105.5 dB, suivi des systèmes NEC 11 GHz avec 105 dB, GTE Lenkurt avec 103 dB, et Collins avec 98 dB. Les systèmes Collins, GTE Lenkurt et NEC fonctionnent à la fréquence de 11 GHz et les systèmes BNR et Raytheon sont à 8 GHz et 6 GHz respectivement. Il faut noté qu'il est plus difficile de produire un amplificateur puissant

plus la fréquence augmente. En examinant l'efficacité de transmission, le système Raytheon est le premier avec un résultat impressionnant de 3 b/s/Hz. Ensuite viens le système NEC de 11 GHz avec 2.3 b/s/Hz et les systèmes GTE Lenkurt, Collins et BNR ont tous une efficacité de 2.25 b/s/Hz.

### 3.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, certaines techniques de modulation numérique utilisées ou en voie de développement pour l'utilisation efficace du spectre électromagnétique dans les systèmes radioélectriques, ont été présentées. Des directives générales ayant trait à l'élaboration de systèmes, micro-ondes numériques typiques ont été suggérées. Une étude sommaire de systèmes de 2 GHz à faible capacité et de systèmes à haute capacité termine cet exposé en résumant les paramètres principaux qui peuvent servir à mieux évaluer de tels systèmes.

3.7 REFERENCES

- 3.1 K. Feher  
"Digital Microwave Engineering", book currently being prepared under contract for Prentice Hall Inc.
- 3.2 M. Wachira, H. Yazdani, K. Feher, W. Steenaart  
"A Survey of Eight-Phase PSK and QPRS Digital Radio Systems", Proceedings of the 1978 IEEE Canadian Communications and Power Conference, Montreal, Canada, October, 1978.
- 3.3 W.A. Wood  
"Modulation and Filtering Techniques for 3 bits/Hertz operation in the 6 GHz Frequency Band", Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, ICC-77, Chicago, June, 1977.
- 3.4 H. Ishio et al  
"A new Multilevel Modulation and Demodulation System for Carrier Digital Transmission", Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, ICC-76, Philadelphia, June, 1976.
- 3.5 K. Feher  
"Digital Modulation Techniques in an Interference Environment" Volume IX, Multi-volume Encyclopedia on EMC, Don White Consultants Inc., Germantown, Oct. 1977.
- 3.6 J.J. Spilker  
"Digital Communications by Satellite", Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1977.
- 3.7 W.C. Lindsey, M.K. Simon  
"Telecommunication Systems Engineering" Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1973.

- 3.8 K. Penwarden, S.C. Chu  
"Improving Digital Radio Efficiency",  
Telephony, June 6, 1977.
- 3.9 W.T. Barnett  
"Measured Performance of a High Capacity  
6 GHz Digital Radio System", Proceedings  
of the IEEE International Conference on  
Communications, ICC-78, Toronto, Canada,  
June, 1978.
- 3.10 V.K. Prabhu, L.J. Greenstein  
"Analysis of Multipath Outage with Applica-  
tions to 90 Mb/s PSK Systems at 6 and 11  
GHz", Proceedings of the IEEE International  
Conference on Communications, ICC-78,  
Toronto, Canada, June, 1978.
- 3.11 W.C. Jakes  
"An approximate Method to Estimate an Upper  
Bound on the Effect of Multipath Delay  
Distortion on Digital Transmission", Pro-  
ceedings of the IEEE International Con-  
ference on Communications, ICC-78, Volume  
3, Toronto, June, 1978.
- 3.12 S.G. Barber, C.W. Anderson  
"Modulation Considerations for the DRS-8  
91 Mb/s Digital Radio, Proceedings of the  
IEEE International Conference on Communi-  
cations, ICC-77, Chicago, June, 1977.
- 3.13 American Telegraph and Telephone Company  
Bell Telephone Companies and Bell Telephone  
Laboratories: "Tele-communications Trans-  
mission Engineering", Volume 2 - Facilities,  
Western Electric Company Inc., Winston-  
Salem, N.C., 1977.
- 3.14 M. Ramadan  
"Practical Considerations in the Design  
of Minimum-Bandwidth, 90 Mb/s, 8-PSK Digi-  
tal Microwave Systems", Proceedings of the  
IEEE International Communications Conference  
ICC-76, Philadelphia, June 1976.

- 3.15 P.R. Hartmann  
"A 90 Mb/s Digital Transmission System at 11 GHz using 8-PSK Modulation", Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, ICC-76, Philadelphia, June, 1976.
- 3.16 D. Morais, K. Feher  
October 1977, Atlanta. A Survey of North American 2 GHz Digital Radio Systems, Proc. First International Telecommunications Exposition (Intelcom-77), pp. 445-450.
- 3.17 Voir 3.12
- 3.18 S. Yokoyama, et. al.  
"An eight level PSK Microwave Radio for Long Haul Data Communications," IEEE ICC-75, San Francisco, June, 1975.
- 3.19 Y. Tan, et. al.  
"The 8-level PSK Modem with Cosine Roll-Off Spectrum for Digital Microwave Communications", IEEE ICC-76, Vol. 2, Philadelphia, June 1976.
- 3.20 E. Takeuchi and P. Tobey  
"A 6 GHz Radio for Telephony Applications", IEEE ICC-76 Vol. 2, Philadelphia, June 1976.
- 3.21 Voir 3.14
- 3.22 Voir 3.15
- 3.23 Voir 3.3
- 3.24 R.J. Tracey  
"A 90 Megabit Per Second Modem for Microwave Radio Links," IEEE ICC-77, Chicago, June 1977.

- 3.25 H. Kurematsu et. al.  
"The WAM2G-10R Digital Radio Equipment  
Using Partial Response System", FUJITSU  
Scientific & Technical Journal, June 1977.
- 3.26 J. Huang and K. Feher  
"On Partial Response Digital Radio Systems",  
IEEE ICC-77, Chicago, June 1977.
- 3.27 Voir 3.12.
- 3.28 P.E. Hervieux  
"RD-3 Long-Haul High Capacity Digital Radio",  
World Telecom. Forum. Techn. Sympo. pp.  
3.2.1.1-3.2.1.5, (1975).

CHAPITRE 4

LES EFFETS DE BRUIT ET D'INTERFERENCE  
SINUSOIDALE SUR LE RENDEMENT DES  
SYSTEMES DE TRANSMISSION DIGITALES A  
REPONSE PARTIELLE

#### 4.1 INTRODUCTION

Les probabilités d'exécution des erreurs comme fonction de rapport signal du bruit ( $\frac{S}{N}$ ) d'un système de signalisation à réponse partielle (PRS) de lère classe à trois niveaux, en présence d'un bruit gaussien blanc et autres interférences sont calculées et mesurées. Le rendement du système est évaluée en cas où une seul interférence sinusoidale ou d'onde carrée est ajouté au signal désirée.

Une expression sous forme intégrale est dérivé qui donne le rendement du système quand le signal est corrompu par un bruit gaussien et en même temps par une interférence sinusoidale. Les résultats de mesures sont reportés aussi. L'effet de plusieurs interférences est aussi évalué. La signalisation à réponse partielle connue aussi comme codage corrélative est devenue une méthode de plus en plus populaire pour la transmission des données. L'efficacité de la bande passante de système PRS est une des raisons pour utiliser la signalisation PRS avec l'avantage de la réalisation simple.

La caractéristique d'importance du PRS c'est la corrélation entre les unités d'information (bit) adjacentes qui résulte en plusieurs propriétés spectrales désirables.

La réponse partielle est un système dont la réponse du canal d'un simple symbole se prolonge sur plus qu'un intervalle de symbole. Le système a réponse partielle a besoin d'un canal a mémoire finie, donc l'idée du PRS c'est la corrélation entre les bits adjacents dans une séquence de bits. C'est la interdépendance des bits qui achève la forme spectrale avec une distribution d'énergie tel que peu d'énergie se trouve aux fréquences basses. Un autre avantage du codage corrélatif c'est la capacité de détecter les erreurs simples.

Historiquement Lender [1] était le premier qui a introduit la méthode duobinaire pour la transmission des données, et plus tard il fait l'extension à la méthode polybinaire [2]. Kretzman introduit le terme PRS. (La signalisation à réponse partielle) et il la catégorise en plusieurs classes [3], [4]. Geryish et Howson [5] ont discuté le précodage pour

les systèmes (PRS) avec des entrées a niveaux multiples. Smith [6] a proposé une méthode d'améliorer la performance du duobinaire en présence du bruit Gaussien en utilisant la méthode de détection du genre "zone-nulle" en utilisant la simple redondance du code PRS. Kobayashi et Tang [7] ont entendu cela sur une décision douce plus générale, la détection de la zone d'ambiguïté. En précisant l'analogie entre le codage corrélative et le codage convolutionnel, Kobayashi [8] et Forney [9] ont montré que le décodage avec un maximum de probabilité du PRS est applicable, et ça améliore beaucoup la performance du système. Harashima et Miyakawa [10] ont introduit la technique de la transmission adapté et ils ont montré que le PRS est un cas spécial de cette technique. Kabal et Pasupathy [11] ont présenté une étude unifié sur le PRS et ils ont fait la comparaison de plusieurs méthodes.

A cause de son rendement de bande passante le PRS est utilisé quand il y a une grande quantité de données et il n'est pas seulement applicable dans la transmission des données a grande vitesse mais aussi dans les systèmes a enregistrement magnétique [12].

Les applications du PRS se manifestent fréquemment dans les systèmes à base de bande et en radio à micro-ondes. En radio la méthode la plus fréquente utilisée c'est la signalisation à réponse partielle en quadrature (QPRS) par laquelle 2 signaux PRS sont modulées d'amplitude à double bande latérale avec suppression d'onde porteuse, en utilisant 2 ondes porteuses orthogonales. Les systèmes radio QPRS ont été reportés par Avantek [13], BNR [14], Fijutsu [15] et Microwave Associates [16]. Le rendement des systèmes PRS, à base de bande ou modulée, est évaluée dans un environnement à bruit gaussien blanc aléatoire (AWGNM). [18] [19] De toute manière l'effet d'un signal inattendu ou interférence, situé dans une bande de signal désirée est important, spécialement dans le cas où les canaux de transmission adjacents sont peu espacés. Nous considérons l'effet d'un signal perturbé sur l'exécution d'un système PRS à trois niveaux lère classe. Le rendement est d'abord évalué quand l'interférence, sinusoidale, ou d'onde carrée, est le seul facteur perturbant et après avec les effets combinés de AWGN et de l'interférence sur le signal désiré.

Une certaine quantité d'interférence étant donnée, on montre que le meilleur rendement est obtenu quand toute la puissance est concentrée en un seul élément d'interférence et le rendement diminue quand il y a plus qu'un élément d'interférence.

L'équivalence du rendement des systèmes linéairement modulés employant une démodulation cohérente, avec les systèmes a bande de base étant entendu, cette étude commence avec une discussion sur le spectre des signaux PRS, et après avec le rendement du système, base de bande, avec du bruit blanc et avec d'interférence.

#### 4.2 LE SPECTRE D'UN SIGNAL PRS

C'est connu que pour obtenir une insignifiante interférence intersymbolique (ISI) et sans une très haute précision dans les instants d'échantillonnage, le canal a bande de bande a besoin au double du minimum de la bande passante de Nyquist. Malgré que les systèmes PAM a niveaux multiples (mémoire zéro) peuvent être utilisés pour augmenter l'utilisation du spectre, on a besoin d'un nombre plus grand des niveaux accompagné par une faible performance d'erreur causé par la sensibilité au bruit augmentée.

Une des caractéristiques des méthodes PAM (à niveaux multiples) c'est que les niveaux sont choisis indépendamment. En introduisant la corrélation entre les niveaux Lender [1] a montré qu'il est possible de réaliser un débit théorique de symbole  $f_s$  symboles/s dans une bande passante de  $f_s/2$  Hz. C'est-à-dire que 2 symboles/s/Hz peut être achevé en utilisant des filtres réalisables qu'on l'appelle filtres à réponse partielle. La chute est graduelle mais sans discontinuités. Le critère de Nyquist pour éliminer l'ISI est violé et l'ISI existe entre les symboles voisines.

Dans les systèmes PRS la réponse d'impulsion est tel qu'il y a d'ISI dans les échantillons des ondes reçues à la sortie du canal de la base de bande. La réduction de la bande passante et la formation du spectre est réalisé en permettant des quantités d'ISI bien définies entre les éléments voisins du signal. Cette interférence intersymbolique connue peut être éliminée au récepteur. Par exemple si les données binaires sont introduites au système, le filtre PRS transforme les données à deux niveaux dans un signal à trois niveaux, mais il est possible de reconstruire

les données binaires en utilisant le signal à trois niveaux au récepteur, parce-que la quantité de ISI est connue.

4.2.1 Signalisation à réponse partielle de trois niveaux, 1ère classe; la méthode duobinaire

La fonction de transfert d'un canal duobinaire (figure 1) est donné par:

$$A(f) = \begin{cases} 2 \cos \pi f / f_s & 0 \leq |f| \leq f_s/2 \\ 0 & |f| > f_s/2 \end{cases} \quad (1)$$

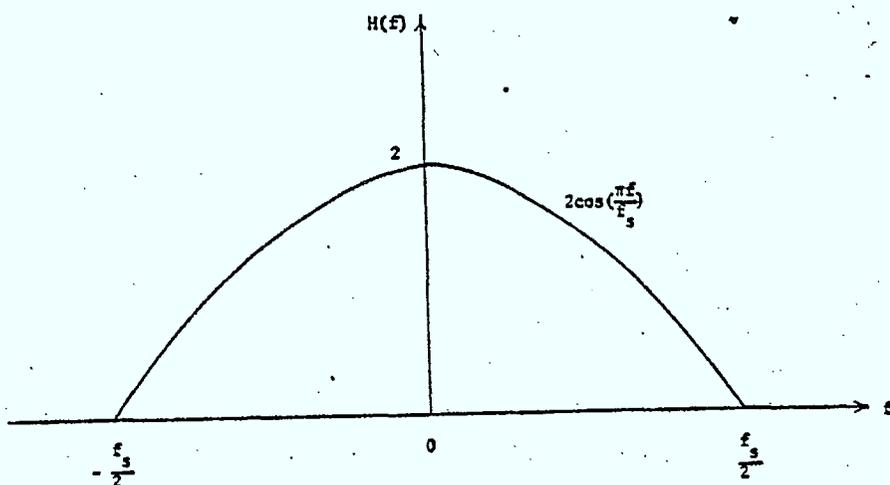


Figure 1 Module de la fonction de transfert (3 niveaux 1ère classe). Schème transmis  $f_s$  symboles/sec.

La réponse impulsionnel est:

$$g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(f) e^{j2\pi ft} df = \int_{-f_s/2}^{f_s/2} 2\cos\left(\frac{f}{f_s}\right) e^{j2\pi ft} df =$$

$$= f_s \frac{\sin \pi(f_s t + 1/2)}{\pi (f_s t + 1/2)} + \frac{\sin \pi(f_s t - 1/2)}{\pi (f_s t - 1/2)}$$

Et avec

$$f_s = \frac{1}{T} : g(t) = f_s \operatorname{sinc} f_s(t + \frac{T}{2}) + f_s \operatorname{sinc} f_s(t - \frac{T}{2}) \quad (2)$$

Avec  $\operatorname{sinc}(x) \triangleq \frac{\sin \pi x}{\pi x}$

$$g(t) = \frac{4}{\pi} f_s \frac{\cos \pi f_s t}{1 - 4f_s^2 t^2} \quad (3)$$

On peut observer que  $g(t)$  est la superposition de deux impulsions  $\operatorname{sinc}(f_s t)$  identiques; l'un avec un délai de  $T$  secondes par rapport à l'autre (figure 2).

Cet réponse impulsionnel a des zéros pour  $t = \pm (2n + 1) \frac{T}{2}$ ;  $n = 1, 2, 3, \dots$  contrasté par la réponse d'un filtre de Nyquist avec des zéros pour  $t = \pm nT$   $n = 1, 2, 3, \dots$  aussi  $g(\pm \frac{T}{2}) = 1$ . Si on utilise ce signal  $g(t)$  pour  $f_s = \frac{1}{T}$  avec les instants d'échantillonnage  $+ n\frac{T}{2}$ , le signal résultant a trois

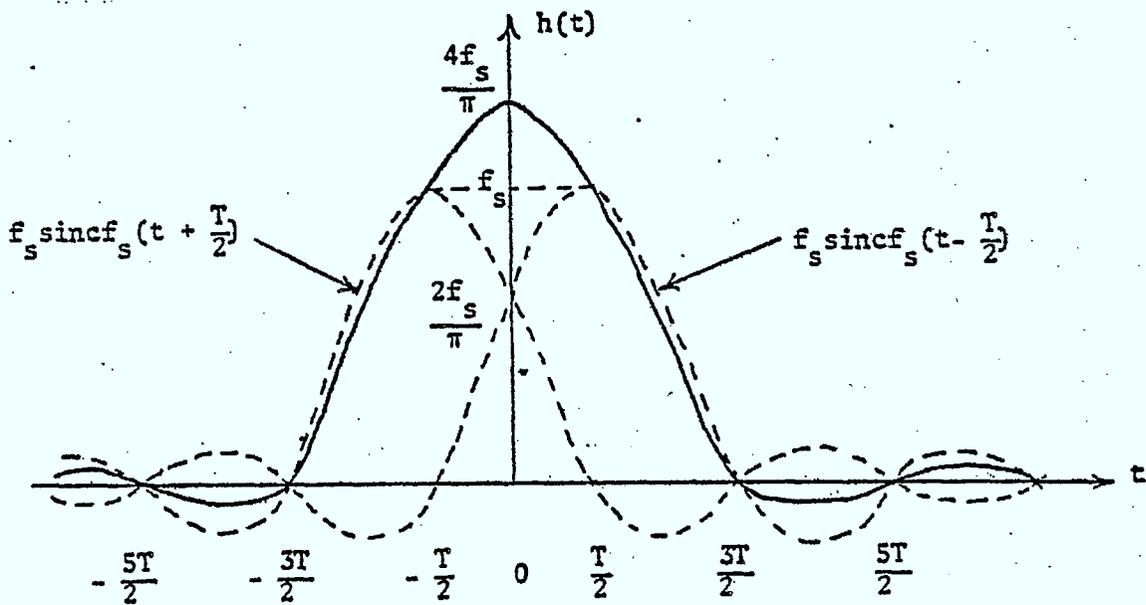


Figure 2 La réponse de l'impulsion du filtre PRS (3 niveaux lère classe)

valeurs possibles aux instants d'échantillonnage. Les niveaux binaires 1 et 0 sont représentés par un pulse ou pas de pulse respectivement, les trois valeurs PRS possibles sont  $0, f_s, 2f_s$ , des fonctions des bits adjacents. Si les "uns" et les "zéros" binaires sont représentés par un impulsion positive et un impulsion négative, les trois valeurs sont respectivement  $-f_s, 0, f_s$ .

L'enveloppe du signal pour  $t = \frac{T}{2}$  est formé par la somme des deux impulsions adjacents seulement. C'est montré par la figure 3.

On peut imaginé que par l'introduction d'une quantité contrôlée d'interférence intersymbolique, qui dans ce cas vient du symbole précédent, on a crée un signal au spectre de filtre de figure 1.

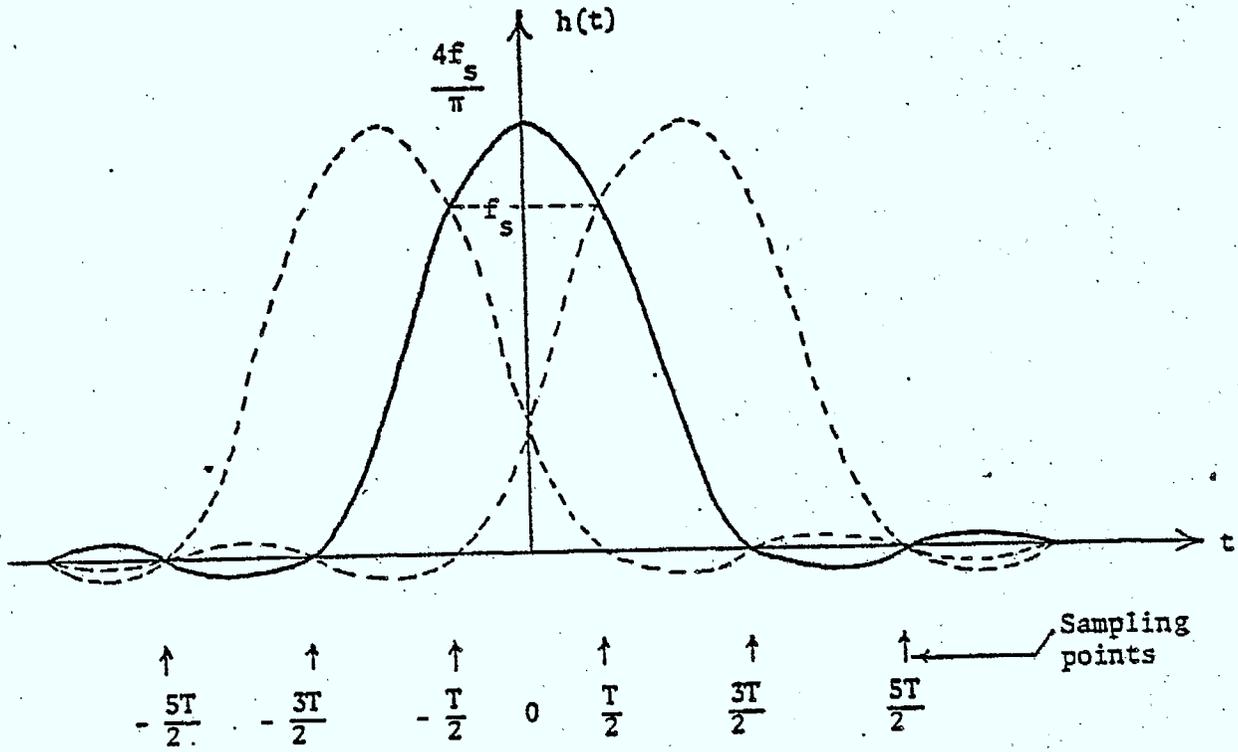


Figure 3 Signalisation avec pulses duobinaires

#### 4.3 RENDEMENT DE SYSTEME AVEC DU BRUIT (AWGN)

Un signal PRS de class I peut être obtenu d'un signal binaire NRZ (sans retour au zéro) par une simple somme analogique

$$p_n = a_n + a_{n-1} \quad (4)$$

$a_n$  est la séquence binaire originale et  $a_{n-1}$  est la séquence binaire retardée par une duration d'un bit.  $p_n$  est la séquence à réponse partielle à trois niveaux qui résulte de cette somme.

Pour éviter la propagation d'erreur dans le récepteur le précodage est fait avant l'addition analogique

$$b_n = a_n + b_{n-1} \quad (5)$$

$$p_n = b_n + b_{n-1}$$

+ signifie une addition modulo 2;  $b_n$  est la séquence précodée. Le diagramme en bloc d'un codeur à réponse partielle lère classe apparaît à la figure 4.

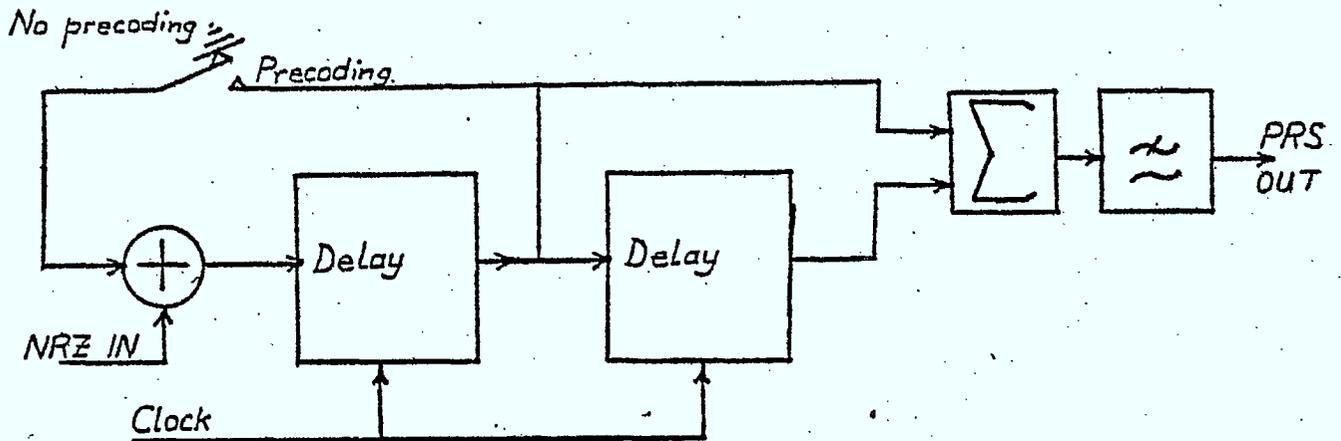


Figure 4 Réalisation d'un codeur PRS de classe I

Une des propriétés du signal PRS lère classe (avec précodage) c'est que les deux niveaux les plus écartés du signal représentent un espace ou zéro dans la séquence binaire originale; pendant que le niveau moyen représente une marque ou "un". Le décodage est cependant facile à achever par terme que les deux comparateurs de seuil de décision sont suivis par un circuit de logique combinatoire simple.

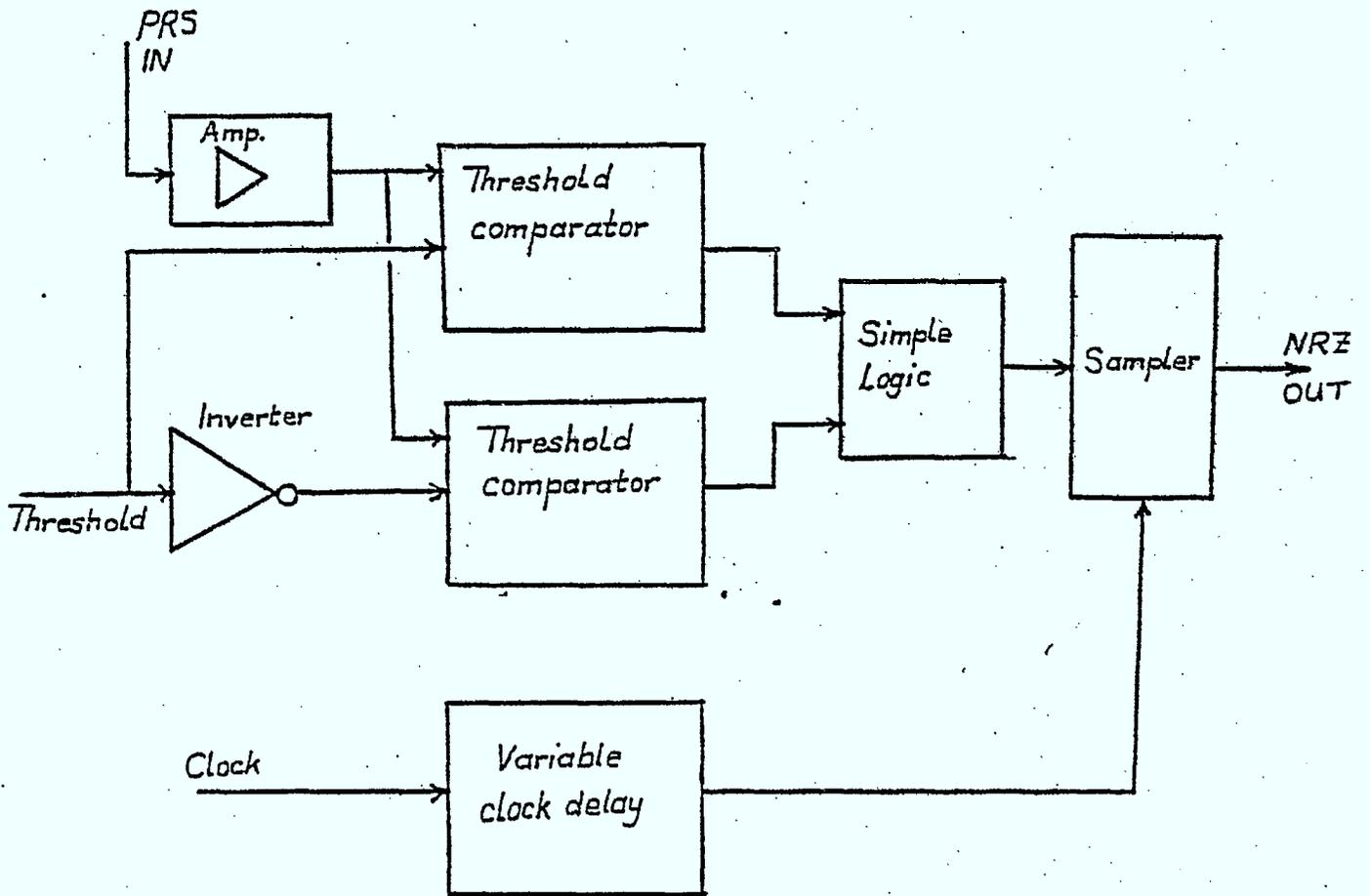


Figure 5 Le diagramme d'un décodeur, PRS de classe I

L'effet du bruit gaussien aléatoire est considéré après. Pour un signal binaire à 2 niveaux (NRZ), la probabilité d'exécution d'erreur en présence

de AWGN seulement [17] est donné par

$$P(e) = 1/2 \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{S}{N} \right) \quad (6)$$

où S et N sont respectivement le voltage maximale du signal et le voltage efficace du bruit, et

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$$

On va maintenant montrer que pour un système PRS le rendement est de 3 db de moins que pour un signal binaire (b).

Considérons un signal PRS de trois niveaux lère classe, avec précodage, ayant les niveaux  $-V$ ,  $0$ ,  $V$ . Les seuils de décision sont  $-\frac{V}{2}$ ,  $+\frac{V}{2}$ . Si un des deux niveaux extrêmes est reçu ( $-V$  ou  $+V$ ) une erreur est enregistré si, a l'instant d'échantillonnage, l'échantillonnage du bruit est d'une polarité opposée avec une valeur  $>\frac{V}{2}$ . Si le niveau  $0$  est reçu une erreur est enregistré si l'échantillon du bruit a une valeur absolu  $>\frac{V}{2}$ . La probabilité d'erreur est donnée par

$$\begin{aligned} P(e) &= P(-V) P\{n > \frac{V}{2}\} + P(0) P\{|n| > \frac{V}{2}\} + \\ &P(V) P\{n < -\frac{V}{2}\} - P(-V) P\{n > \frac{3}{2} V\} \\ &- P(V) P\{n < -\frac{3}{2} V\} \end{aligned} \quad (7)$$

Les deux derniers termes de (7) existent parce-que les 2 niveaux  $-V$ ,  $+V$  représentent la même unité d'information et parce-que aucune erreur va être commise en détection si l'une est prise pour l'autre. Il faut noter que (7) s'applique indépendamment de la densité de probabilité de la variable aléatoire  $n(t)$  c'est-à-dire elle est également applicable si  $n(t)$  est un bruit gaussien ou un autre forme d'interférence.

Si  $n(t)$  est un bruit gaussien aléatoire avec une valeur moyenne zéro et une variance  $\sigma^2$  (7) peut être écrit comme: (voir Appendix 4-I)

$$P(e) = \frac{3}{4} \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{2} \frac{S}{N} \right) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left( \frac{3}{2} \frac{S}{N} \right) \quad (8)$$

où  $S$  est la valeur efficace du signal PRS qui n'est pas limitée de bande;  $N$  est la valeur efficace du bruit ( $N=\sigma$ ). Pour une grande valeur de  $\frac{S}{N}$  le 2ième terme de (8) est négligeable, donc dans (4)

$$P(e) = \frac{3}{4} \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{2} \frac{S}{N} \right) \quad (9)$$

donc on peut voir qu'elle est approximativement 3 db de moins qu'en cas binaire (6).

Un système PRS a bande de base était réalisé au laboratoire et la probabilité d'exécution d'erreur est mesurée. Le diagramme détaillé est en Figure 6.

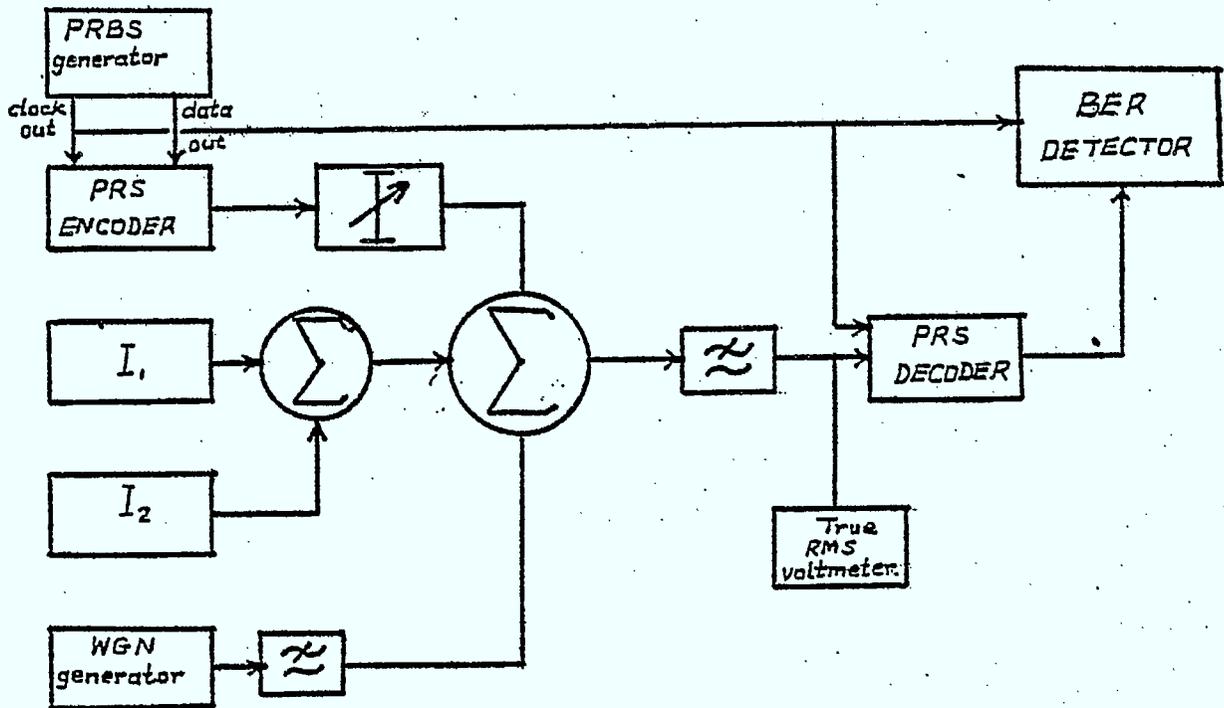


Figure 6 Diagramme de la méthode de mesurer le "bit error rate" (BER)

Un générateur à séquence binaire pseudo-aléatoire est la source des données binaires (NRZ) et de l'horloge. Ces données binaires sont converties par le codeur PRS en un signal à réponse partielle à trois niveaux. Le canal est simulé par une atténuation dans le trajet du signal avec aussi des additions du bruit et de l'interférence;  $I_1$  et  $I_2$  sont deux générateurs de fonction indépendantes qui peuvent donner une onde carrée ou une onde sinusoidale. Le générateur à bruit blanc étant un instrument à bande large, un filtre de bruit est utilisé pour limiter la bande du bruit, parce-que le voltmètre a.c n'est pas très sensible pour mesurer des signaux à très haute fréquence; le signal composé (donné + bruit ou interférence) passe à travers un filtre passe-bas d'ordre quatre au PRS decodeur qui va régénérer les données binaires NRZ (pas de retour au zéro). Ces données régénérées (quelque uns sont en erreur parce-que la corruption du bruit) vont passer par le détecteur d'erreur où ils sont comparés (bit par bit) avec une copie de la donnée initiale et le nombre des erreurs indique le débit binaire d'erreur ou la probabilité d'erreur de le système.

Un vrai voltmètre qui mesure la valeur efficace est utilisé à l'entrée du décodeur pour mesurer le signal, le bruit et le voltage efficace d'interférence. Pour mesurer le signal tout le bruit et les interférences sont atténués par au moins 50 db. Pour mesurer le bruit, le signal et les interférences sont atténués. Pour mesurer l'interférence, le signal, le bruit et les autres sources d'interférences sont atténués. En figure 7 le rendement du système expérimental en présence d'un seul bruit (AWGN) est montrée, en aussi la courbe théorique basée sur (8). La courbe obtenue en laboratoire diffère de la lère par 1.5 db. C'est à cause des limitations des éléments matériels du codec réalisé au laboratoire.

#### 4.4 RENDEMENT DE SYSTEME PRS AVEC DE L'INTERFERENCE

Dans certain cas l'interférence est tellement plus importante que le bruit thermique qu'un système peut être considéré perturbé que par cette interférence; par exemple, l'interférence dans un système radio due à une onde porteuse non-modulée, un oscillateur défectueux où à un désalignement d'un changeur de bande de fréquence. Il est alors d'intérêt, de considérer l'effet d'une onde interférente agissant seule,

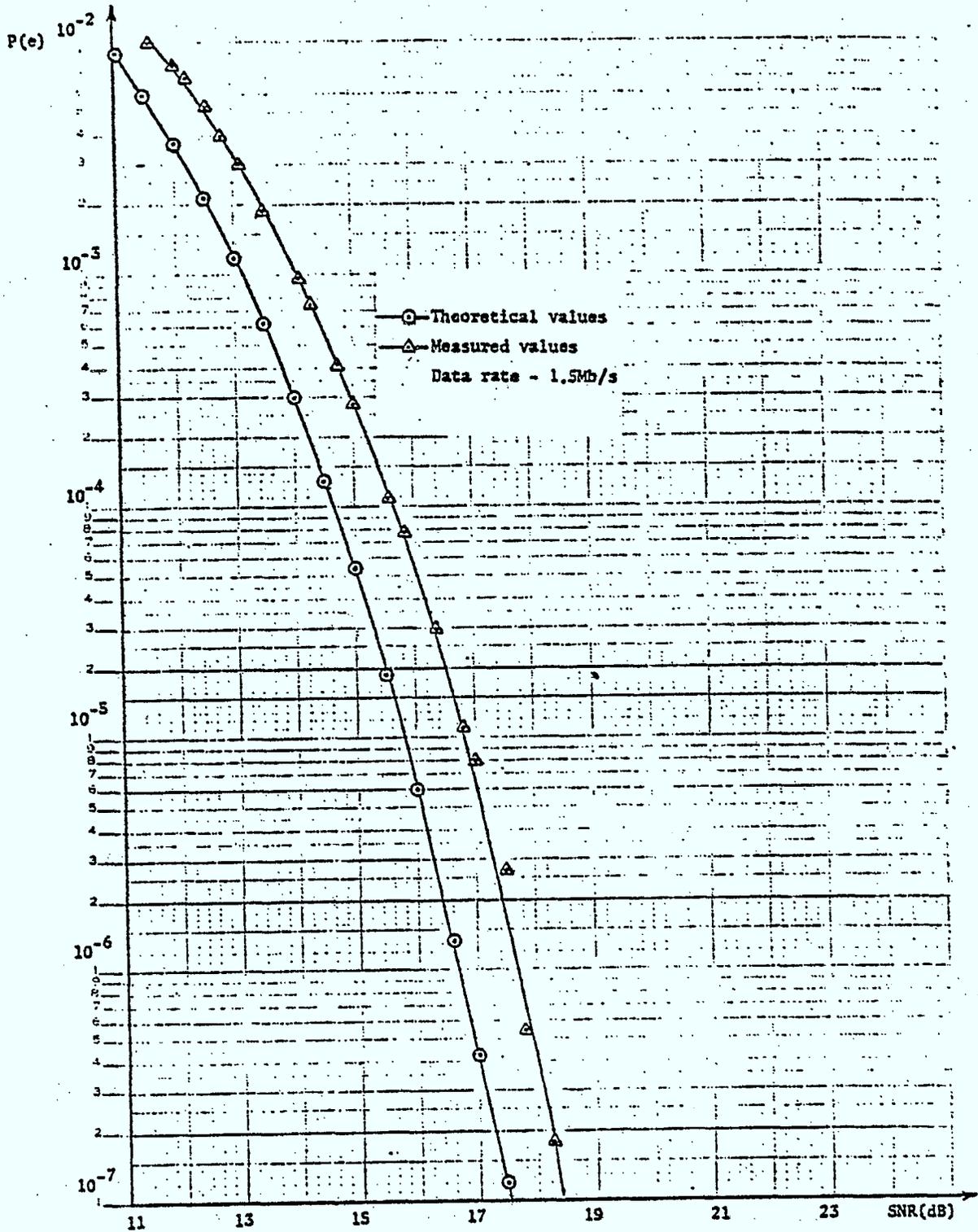


Figure 7 La probabilité d'erreur du système PRS à trois niveaux comme fonction du SNR, avec du bruit blanc Gaussien

sur la performance d'un système. L'interférence par une onde carrée est ici considérée, parce qu'elle produit le même effet sur un signal que si ce signal était perturbé par une transmodulation due à un signal binaire (NRZ) situé a proximité d'une paire de câbles de transmission liée entre eux par exemple. Il fut vérifier expérimentalement, qu'une séquence aléatoire ou une onde carrée périodique donne les mêmes résultats. L'interférence sinusoidale est elle aussi importante, parce-que très souvent, le signal d'interférence est une onde porteuse (qui peut être modulée en angle) ou bien aussi peut prévenir de quelques autres types de perturbation tel que par le couplage c.a. etc.

#### 4.4.1 Interférence due à une onde carrée

Considérons une onde carrée  $i(t)$  de valeur crête  $\pm A$  volts. La densité de probabilité de ce signal est évidemment donnée par

$$p(i) = \frac{1}{2} \delta(i + A) + \delta(i - A) \quad (10)$$

Cette fonction est représentée dans la figure 8(a) ci-dessous.

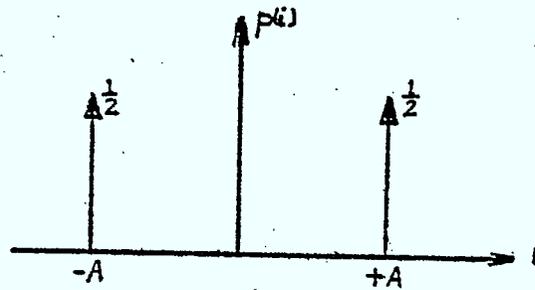


Figure 8(a) Densité de probabilité pour une onde carrée interférence

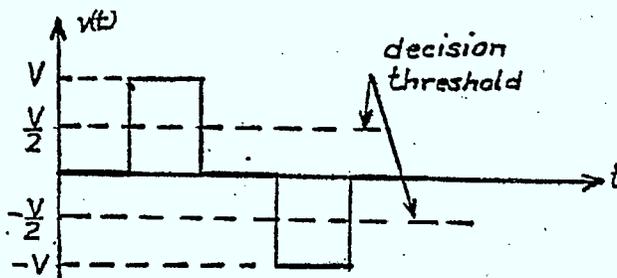


Figure 8(b) Exemple d'un signal en réponse partielle de classe I

Considérons maintenant un signal codé en réponse partielle de classe I à trois niveaux (sans limitation de bande) ayant comme valeur crête  $\pm V$  volts (voir figure 5(b)). Le seuil de décision ici est de nouveau situé à  $-\frac{V}{2}$  et  $\frac{V}{2}$ . On suppose d'ailleurs qu'aucune autre forme de perturbation n'existe en dehors de l'onde carrée. Une erreur aurait été produite si, au moment de l'échantillonnage, le niveau d'interférence avait excédé  $\frac{V}{2}$  en amplitude. La probabilité d'erreur est donnée par (7) en remplaçant  $n$  par  $i$ .

On distingue deux cas:

(i)  $A < \frac{V}{2}$ . Dans ce cas le niveau d'interférence n'atteindra jamais le seuil de décision  $\frac{V}{2}$ , donc aucune erreur ne sera alors produite i.e.  $P(e) = 0$ . Définissons  $S$  et  $I$  comme étant la valeur efficace du signal et de l'interférence respectivement,  $S = \frac{V}{\sqrt{2}}$  (appendice 4-I) et étant donné que le rapport de la valeur crête à la valeur efficace d'une onde carrée est 0 db,  $I = A$ . De ceci on peut dire que si  $\frac{S}{I} = \sqrt{2}$  (un 3 db sur une base de tension), aucune erreur ne sera produite.

$$(ii) \quad A > \frac{V}{2}. \quad \text{Donc } P\{i > \frac{V}{2}\} = P\{i < -\frac{V}{2}\} = \frac{1}{2}$$

et  $P\{|i| > \frac{V}{2}\} = 1$ . Puisque

$$P(0) = \frac{1}{2} \quad \text{et} \quad P(V) = P(-V) = \frac{1}{4},$$

(6) devient alors:

$$P(e) = \frac{3}{4} - \frac{1}{4} P\{i > \frac{3V}{2}\} + P\{i < -\frac{3V}{2}\} \quad (11)$$

Si

$$\frac{V}{2} < A < \frac{3}{2} V, \quad P(e) = \frac{3}{4}$$

Si

$$A > \frac{3}{2} V \quad (\text{ou } \frac{S}{I} < -6.5 \text{ db}), \quad P(e) = \frac{1}{2}$$

Donc

$$P(e) = \frac{3}{4} u\left(3 - \frac{S}{I}\right) - \frac{1}{4} u\left(-6.5 - \frac{S}{I}\right) \quad (12)$$

Dans (12)  $u(\cdot)$  est la fonction échelon unitaire et  $\frac{S}{I}$  est le rapport signal-interférence en db.

Cette expression est représentée dans la figure 9.

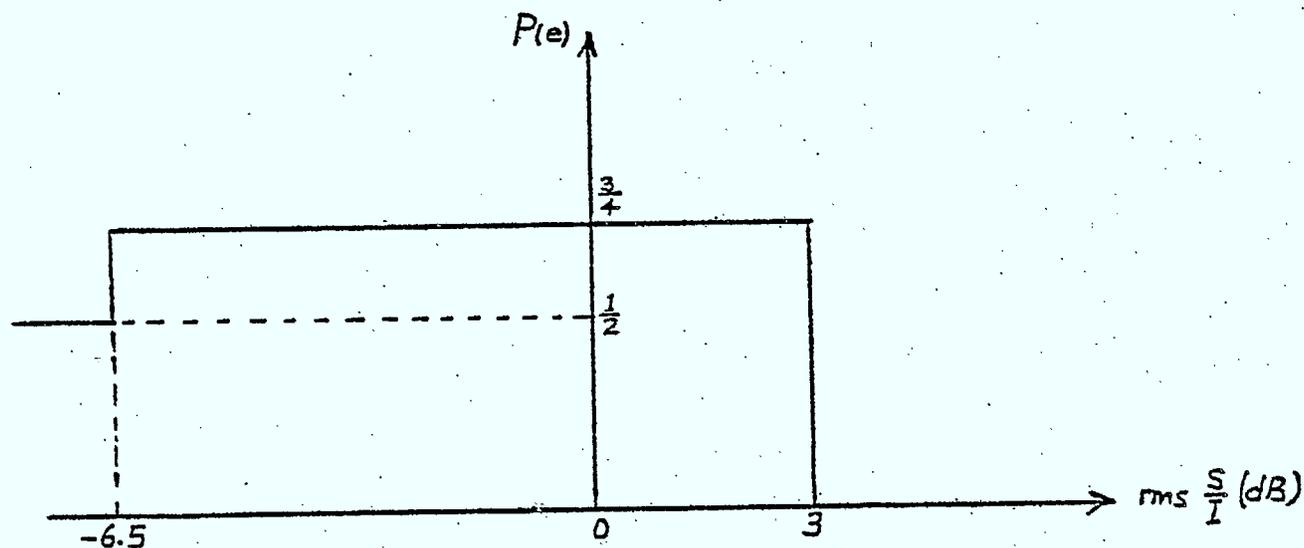


Figure 9  $P(e)$  vs  $S/I$  pour l'interférence due à une onde carrée

Il devrait être souligné, cependant, que pour ce qui est de la transmission de donnée, la probabilité d'erreur obtenue par (8) pour  $\frac{S}{I} < 3$  db n'est d'aucun intérêt pratique; donc l'interférence devrait nécessairement être maintenue à au moins 3 db (théoriquement) sous le niveau du signal. Dans la plupart des systèmes pratiques, il est maintenue en fait à plus de 30 db sous le signal. Cependant cette analyse est destinée pour une performance extrême au niveau du seuil de décision. Dans la figure 10, les résultats mesurés en laboratoire sur la performance du système de codage de signal en réponse partielle en présence d'une interférence par onde carrée seule sont

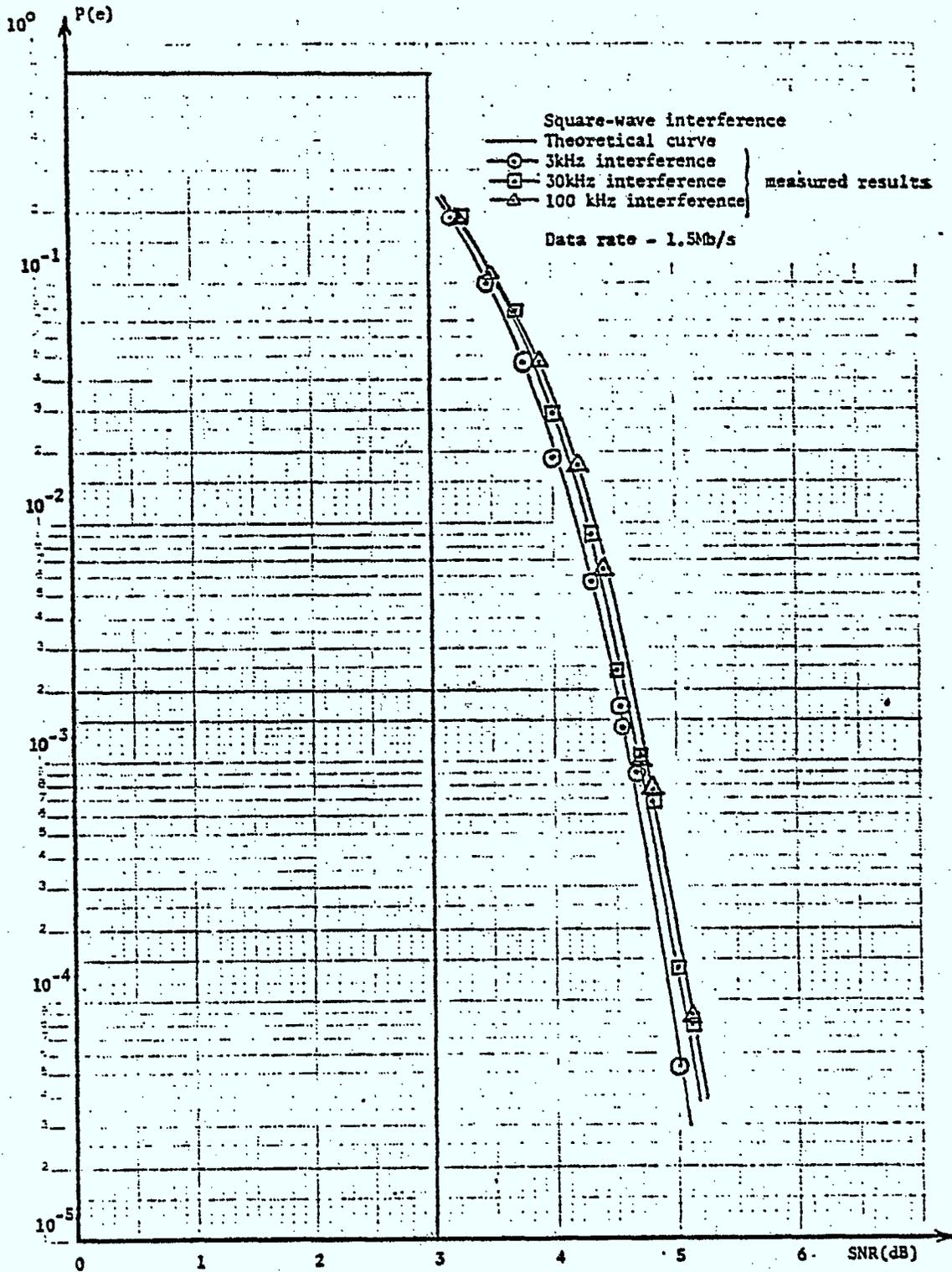


Figure 10 Probabilité d'erreur du système PRS à trois niveaux, avec de l'interférence à l'onde carré

représentés avec la courbe théorique. Le filtre passe-bas situé avant le décodeur dans la figure 3 a été ajusté à une fréquence de coupure de 2 MHz i.e. l'onde carrée n'a pas été affectée par ceci. En utilisant des ondes carrées de 3 KHz, 30 KHz et 100 KHz, il a été vérifié que la probabilité d'erreur ne dépendait pas de la fréquence de l'onde carrée interférente comme on pourrait s'y attendre selon l'équation (10). En utilisant une séquence binaire aléatoire de 60 kb/s il fut aussi vérifié qu'il importe peu que le signal d'interférence est une onde carrée périodique ou bien de données aléatoires. La courbe mesurée semble être en accord ici avec la courbe théorique et cela en dessous de 2 db. Aucune mesure ne fut prise pour  $\frac{S}{I} < 3$  db parce que les instruments utilisés pour mesurer le débit d'erreurs binaires ne peuvent pas mesurer les débits d'erreurs au-dessus de 0.2 (cependant comme on l'a déjà souligné, ces valeurs n'auraient été d'aucun intérêt pratique). On peut aussi noter ici l'abrupter de cette courbe. Ceci implique qu'un moindre changement dans le signal correspondrait à une augmentation drastique dans la probabilité d'erreur.

#### 4.4.2 Interférence Sinusoidale

Pour un signal d'interférence de nature sinusoidale ayant une valeur crête A, la fonction de densité de probabilité ici représentée dans la figure 8 est donnée par (11)

$$p(i) = \begin{cases} \frac{1}{\pi A \sqrt{1 - \frac{i^2}{A^2}}} , & |i| < A \\ 0 , & |i| \geq A \end{cases} \quad (13)$$

Il est à noter que ceci est indépendant de la fréquence du signal sinusoidal et que donc la probabilité d'erreur devrait être indépendante de la fréquence d'interférence (aussi longtemps que l'interférence fasse partie de la largeur de bande du récepteur).

Pour un code binaire sans retour au zéro (NRZ) il est facilement démontrable (voir appendice 4-II) qu'en absence d'autres perturbations, la probabilité d'erreur est donné par

$$P(e) = \begin{cases} \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{S}{I} \right) , & \frac{S}{I} \leq \sqrt{2} \text{ (3 db)} \\ 0 , & \frac{S}{I} \geq \sqrt{2} \end{cases} \quad (14)$$

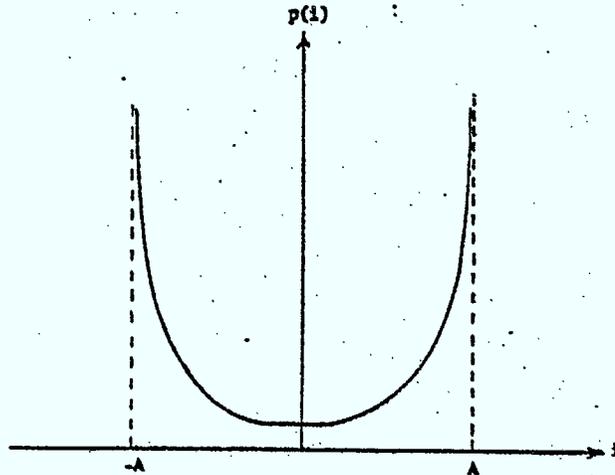


Figure 11 Densité de probabilité d'une onde sinusoïdale

Ceci est démontré dans la figure 12 pour un signal binaire du type sans retour au zéro (NRZ) de 1.6 Mb/s doté d'une onde d'interférence sinusoïdale de 3 KHz et puis de 100 KHz. Considérons maintenant un signal en réponse partielle ayant comme niveaux  $-V$ ,  $0$  et  $V$  et ajustons les seuils de décisions à  $\pm \frac{V}{2}$  comme auparavant. L'équation (7) est de nouveau appliquée sauf que pour ici  $n$  est remplacé par  $i(t) = A \cos \omega_c t$  avec une fonction de densité de probabilité  $p(i)$  donnée par (13). Par symétrie (7) devient

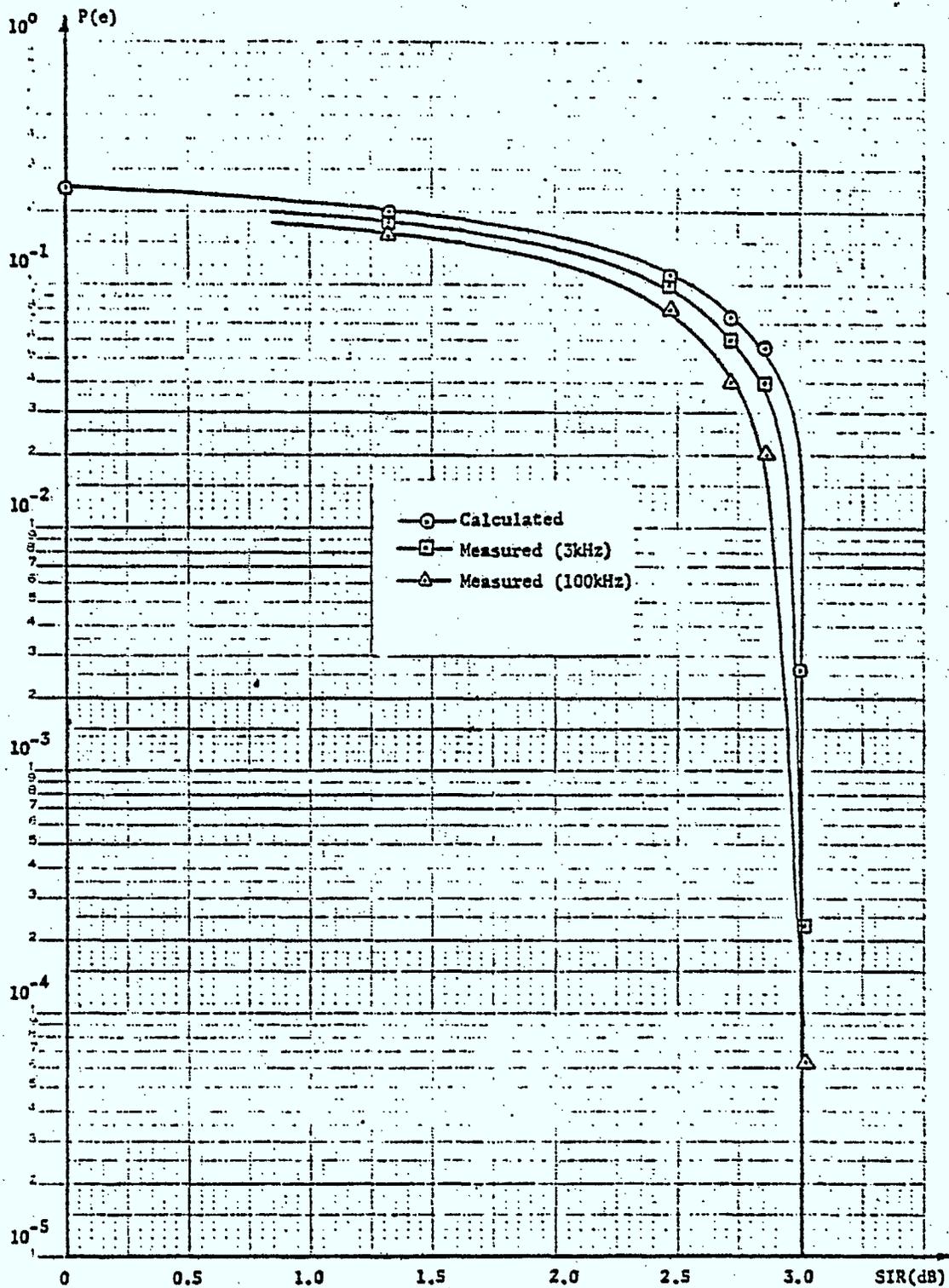


Figure 12 Probabilité d'erreur du système binaire (NRZ) avec de l'interférence sinusoïdale

$$P(e) = 2 P\{i > \frac{V}{2}\} [P(V) + P(0)] - 2 P(V) P\{i > \frac{3}{2} V\} \quad (15)$$

(i) Si  $A \leq \frac{V}{2}$ , le niveau d'interférence n'excédera jamais le seuil de  $\frac{V}{2}$ , donc aucune erreur ne sera produite i.e.  $P(e) = 0$ . Définissons comme auparavant  $S$  et  $I$  comme étant les valeurs efficaces du signal et de l'interférence respectivement,  $S = \frac{V}{\sqrt{2}}$  et  $I = \frac{A}{\sqrt{2}}$  puisque le rapport de la valeur crête à la valeur efficace pour une onde sinusoidale est de 3 db. Donc on peut dire que  $P(e) = 0$  aussi longtemps que  $\frac{S}{I} > 2$  (ou 6 db).

(ii) Pour  $\frac{V}{2} \leq A \leq \frac{3V}{2}$ , puisque  $P(V) = \frac{1}{4}$ ,

$P(0) = \frac{1}{2}$ , (15) devient

$$P(e) = \frac{3}{2} P\{i > \frac{V}{2}\} - \frac{1}{2} P\{i > \frac{3}{2} V\} \quad (16)$$

Puisque  $i(t)_{\max} = A < \frac{3}{2} V$ , le deuxième terme dans

(16) est nul, donc

$$P(e) = \frac{3}{2} P\{i > \frac{3}{2}\} = \frac{3}{2} \int_{\frac{V}{2}}^A \frac{di}{\pi \sqrt{A^2 - i^2}}$$

Utilisant la substitution  $i = A \sin t$ , on obtient

$$P(e) = \frac{3}{2} \left\{ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1} \left( \frac{1}{2} \frac{S}{I} \right) \right\} \quad (17)$$

(iii) Pour  $A < \frac{3}{2} V$  ou  $\frac{S}{I} < -3.5$  db, (12) s'applique mais le deuxième terme est maintenant non-nul, donc on obtient

$$P(e) = \frac{3}{2} \int_0^A \frac{di}{\pi \sqrt{A^2 - i^2}} - \frac{1}{2} \int_0^{\frac{3V}{2}} \frac{di}{\pi \sqrt{A^2 - i^2}}$$

et laissant  $i = A \sin t$

$$P(e) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2\pi} \left\{ 3 \sin^{-1} \left( \frac{S}{2I} \right) - \sin^{-1} \left( \frac{3}{2} \frac{S}{I} \right) \right\} \quad (18)$$

La figure 13 nous montre les résultats mesurés sur le système en laboratoire ainsi que les valeurs théorique obtenue à l'aide de (17). On peut observé de cette figure que les résultats mesurés diffèrent d'environ 1 db des valeurs calculées. Il est à noter ici que pour le système en laboratoire considéré, le rapport signal - interférence demande à être maintenu au-dessus de 7 db. On peut aussi noter l'abrupter de la courbe dans les environs de  $7 \text{ db } \frac{S}{I}$ . Si on compare figure 10 et figure 13, le seuil de décision prend place à 3 db pour le cas de

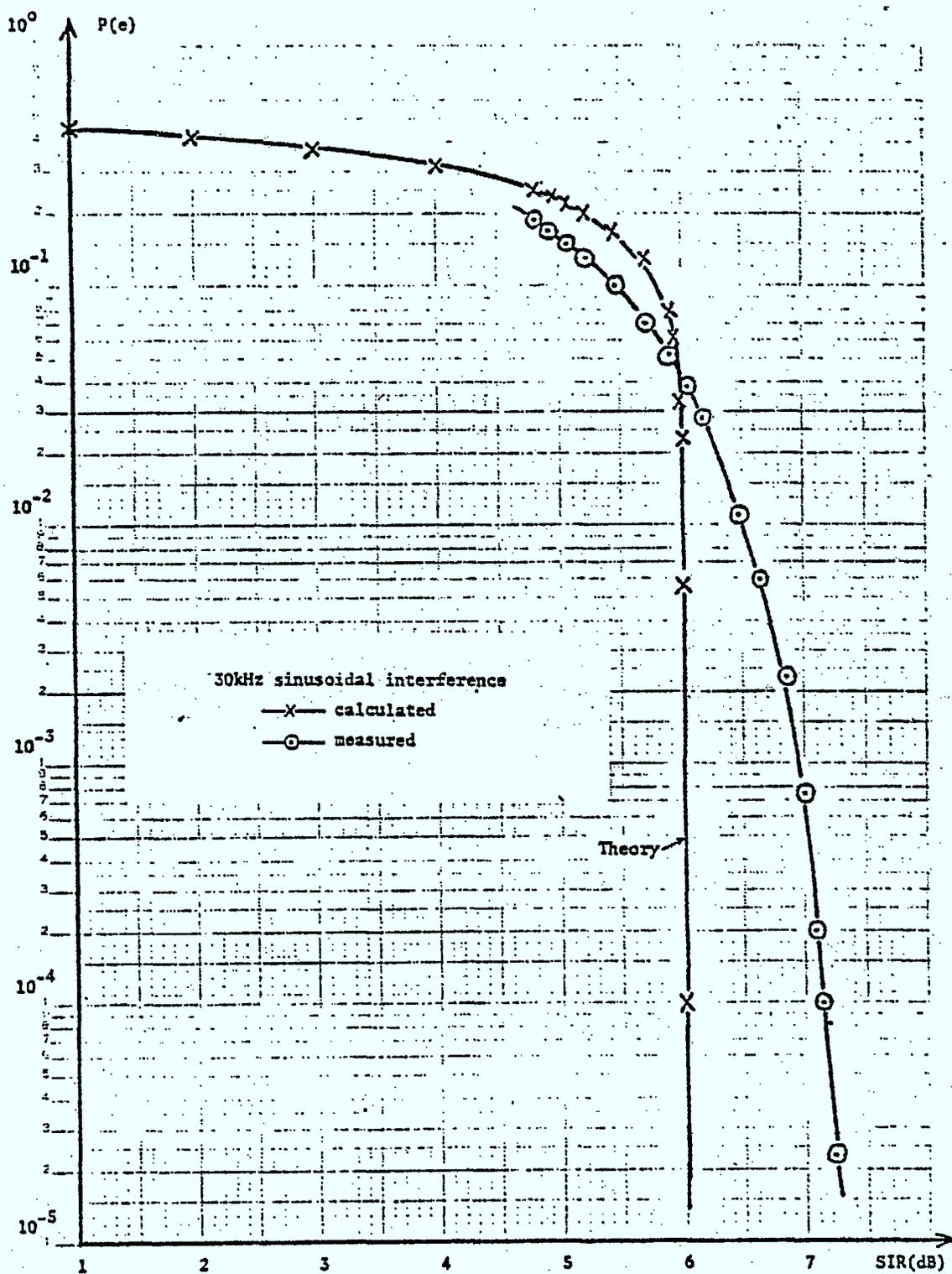


Figure 13 La probabilité d'erreur d'un système PRS avec de l'interférence sinusoidale

l'interférence due à une onde carrée seule et à 6 db pour le cas de l'interférence due à une onde sinusoïdale seule. Cette différence de 3 db est due à la différence de 3 db dans le rapport valeur crête à valeur efficace pour l'onde sinusoïdale et l'onde carrée.

#### 4.4.3 Bruit et interférence combinés

Le cas le plus probable à être rencontré dans un système actuel est celui où l'interférence ainsi qu'un bruit aléatoire est additionné au signal désiré. Chacun d'eux (interférence et bruit) sont des variables aléatoires avec des densités de probabilités bien connues disons  $p_i(i)$  et  $p_n(n)$  respectivement. Il s'en suit alors que la somme des perturbations sera une autre variable aléatoire appelé ici  $z$ , avec une fonction de probabilité de densité  $p(z)$ . La densité de probabilité d'une somme de deux variables aléatoires est définie comme étant la convolution des densités de probabilité de 2 variables aléatoires.

$p_i(i)$  est donné dans l'équation (13) et  
 $p_n(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{n^2}{2\sigma^2}}$ . Il s'en suit que

$$p(z) = p(i) * p(n) = \int p_i(z-u) p_n(u) du \quad (19a)$$

$$p(z) = \int_{Z-A}^{Z+A} \frac{1}{\pi A \sqrt{2\pi\sigma}} \frac{e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}}}{\sqrt{1-\frac{(z-u)^2}{A^2}}} du \quad (19b)$$

En changeant les variables  $\frac{z-u}{A} = \sin x$  on obtient:

$$p(z) = \frac{1}{\pi \sqrt{2\pi\sigma}} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} e^{-\frac{(z-A \sin x)^2}{2\sigma^2}} dx \quad (20a)$$

ou

$$p(z) = \frac{1}{\pi \sqrt{2\pi\sigma}} \int_0^{\pi} e^{-\frac{(z-A \sin x)^2}{2\sigma^2}} dx \quad (20b)$$

Cette intégrale n'a pas de solution directe et doit être évalué numériquement.

Reprenons maintenant le système de codage en réponse partielle dont on a discuté dans la section précédente. L'équation (7) sera valable ici si on remplace n par Z. Alors l'expression définissant la probabilité d'erreur peut s'écrire

$$P(e) = \frac{3}{4} P \left\{ z > \frac{V}{2} \right\} + \frac{3}{4} P \left\{ z < -\frac{V}{2} \right\} - \frac{1}{4} P \left\{ z > \frac{3}{2} V \right\} - \frac{1}{4} P \left\{ z < -\frac{3}{2} V \right\} \quad (21)$$

Puisque  $p(z)$  est une convolution de deux fonctions paires,  $p(z)$  est aussi une fonction paire et (21) peut s'écrire

$$P(e) = \frac{3}{2} P \left\{ z > \frac{V}{2} \right\} - \frac{1}{2} P \left\{ z > \frac{3}{2} V \right\} \quad (22)$$

En combinant (16b) et (18)

$$P(e) = \frac{3}{2\pi \sqrt{2\pi} \sigma} \int_{\frac{V}{2}}^{\pi} \int_0^{\pi} e^{-\frac{(z - A \cos x)^2}{2\sigma^2}} dx dz - \frac{1}{2\pi \sqrt{2\pi} \sigma} \int_{\frac{3V}{2}}^{\infty} \int_0^{\pi} e^{-\frac{(z - A \cos x)^2}{2\sigma^2}} dx dz \quad (23)$$

La figure 14 nous montre les valeurs mesurées pour un système perturbé par du bruit gaussien blanc additif et aussi par une interférence sinusoidale de 30 KHz. Le rapport signal - interférence est employé comme paramètre. Les résultats sont pour un cas a bande large i.e. le signal codé en réponse partielle

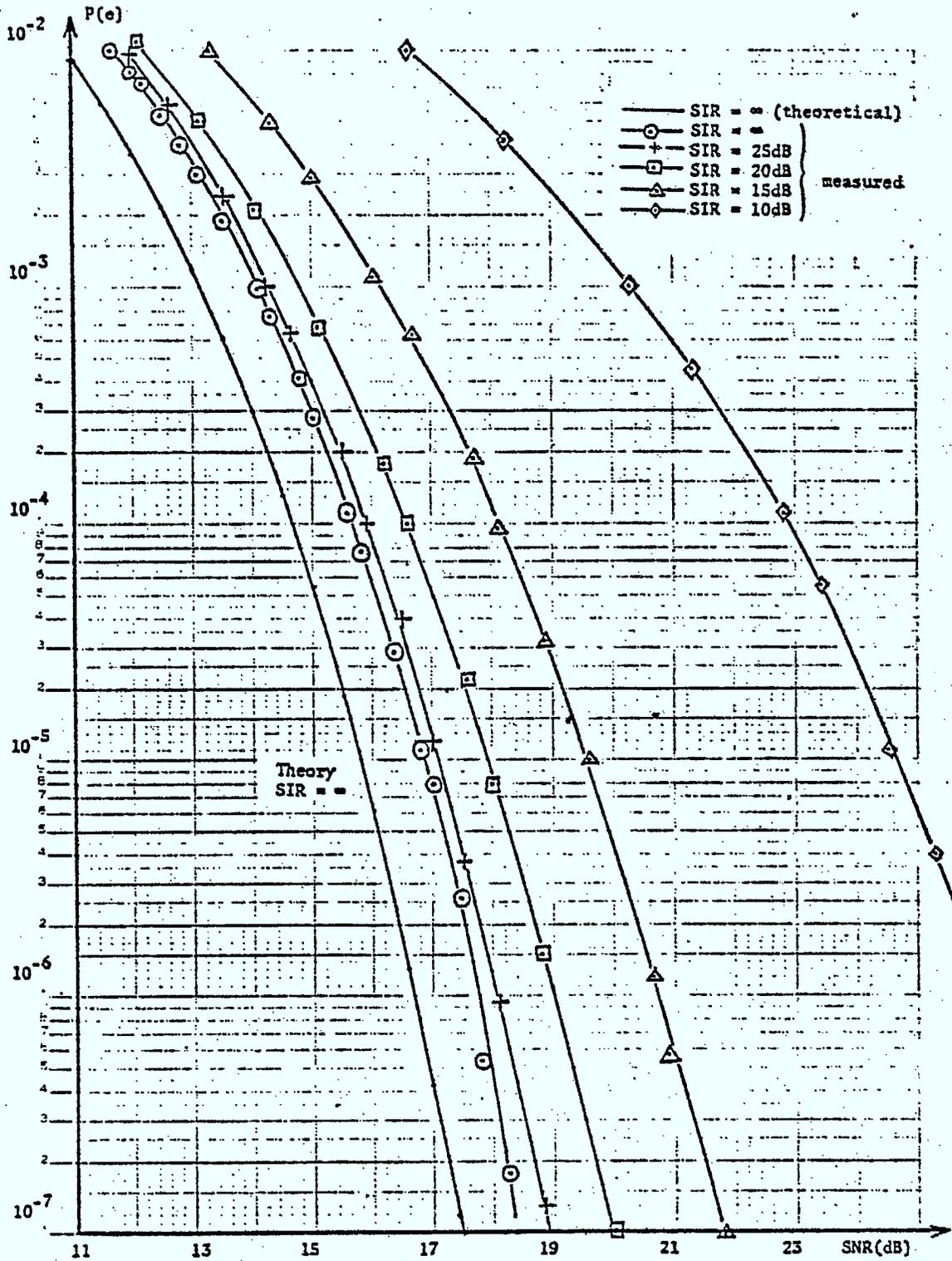


Figure 14 La probabilité d'erreur d'un système PRS avec de l'interférence sinusoïdale et du bruit blanc Gaussien

n'est pratiquement pas filtré. La courbe de gauche nous donne la performance théorique du système en présence de bruit gaussien blanc additif seul tandis que la courbe désignée  $\frac{S}{I} = \infty$  est la courbe mesurée pour le bruit gaussien blanc additif seul. A partir de ces résultats, il peut être conclu qu'un système de codage en réponse partielle ne serait pas sévèrement affectée si le rapport signal - interférence est maintenu au-dessus de 25 db. Il fut aussi vérifié expérimentalement qu'avec un changement dans la fréquence d'interférence de 30 KHz à 3 KHz, 60 KHz et 100 KHz respectivement, les résultats ne diffèrent de ceux dans la figure 14 que d'environ 0.1 db lequel est dans la marge d'erreur expérimentalement. Alors la performance comme on s'y attendait est indépendante de la fréquence d'interférence. Ces résultats furent mesurés avec seulement qu'une onde d'interférence sinusoidale. L'expérience fut répétée avec deux ondes d'interférence sinusoidale, cette fois de façon à ce que la puissance totale (des deux sinusoidale) soit égale à celle de l'expérience précédente (une sinusoidale). Les résultats obtenus sont représentés dans la figure 15. La courbe qui est continue indique

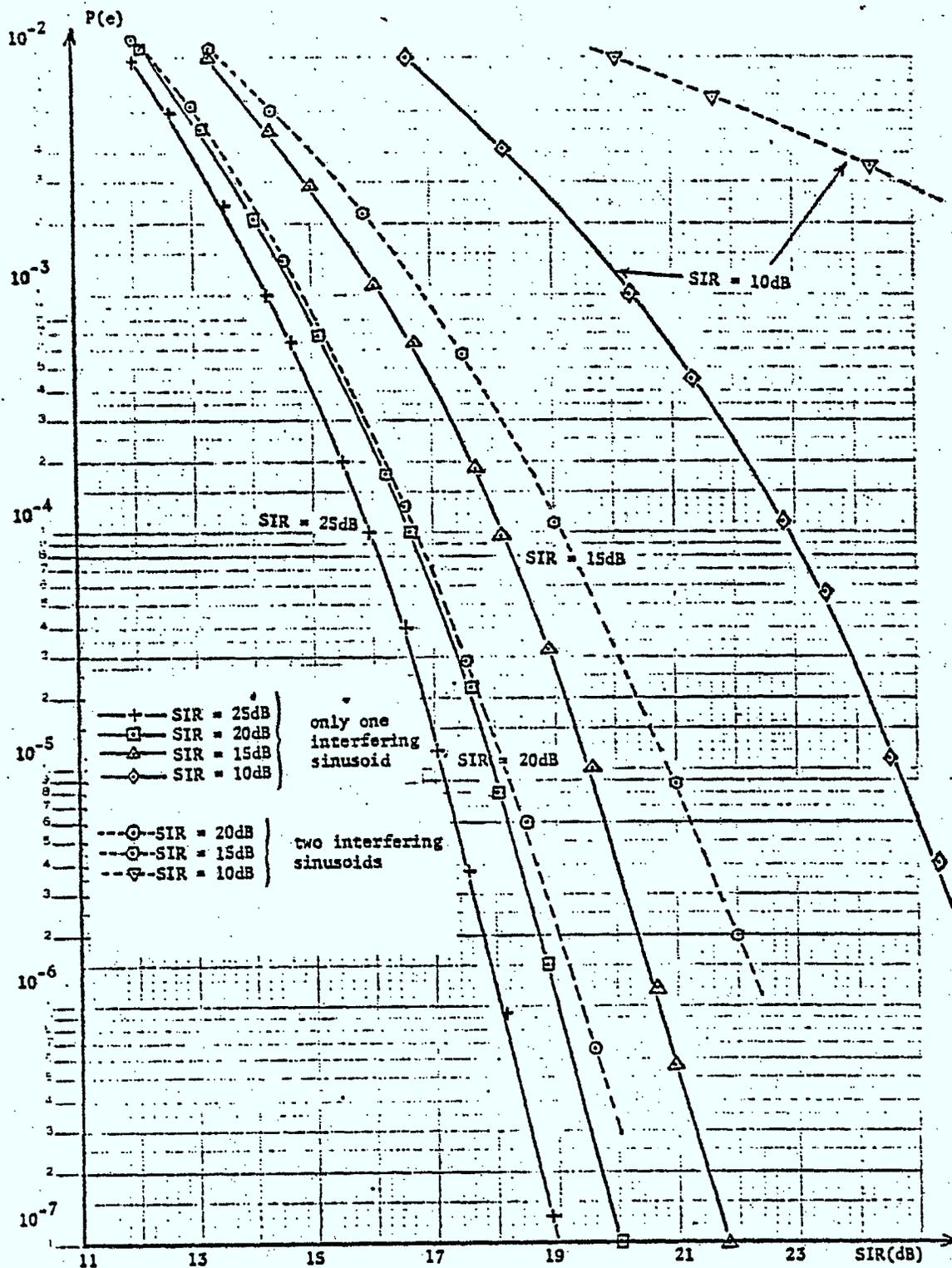


Figure 15. La probabilité d'erreur d'un système PRS avec de l'interférence de deux sinusoides et du bruit blanc Gaussien

la performance avec toute la puissance dans une sinusoïdale, et la courbe pointillée est pour le cas où la puissance fut divisée également entre les deux interférences. On peut noter que la courbe de  $P(e)$  est moins dégradée lorsque la puissance est concentrée dans une sinusoïde. On peut observer aussi que la différence entre les deux cas augmente lorsque le rapport  $\frac{S}{I}$  diminue. Pour tout autre cas où la puissance est également divisée entre les deux interférences, on peut espérer retrouver des résultats entre ceux des cas considéré ici. Si on se permet d'extrapoler les résultats, on peut conclure que la performance devient progressivement pire lorsque la puissance est également divisée entre un nombre croissant d'interférences sinusoïdale. Ceci est raisonnable, parce que lorsque le nombre d'interférence sinusoïdale augmente il en est de même du rapport de la valeur crête à la valeur efficace.

La figure 16 donne une comparaison entre les interférences sinusoïdales et d'onde carrée en présence d'un bruit gaussien aléatoire. Un rapport signal - interférence  $\frac{S}{I} = 15$  db est considéré comme étant typique et est traité ici. L'interférence

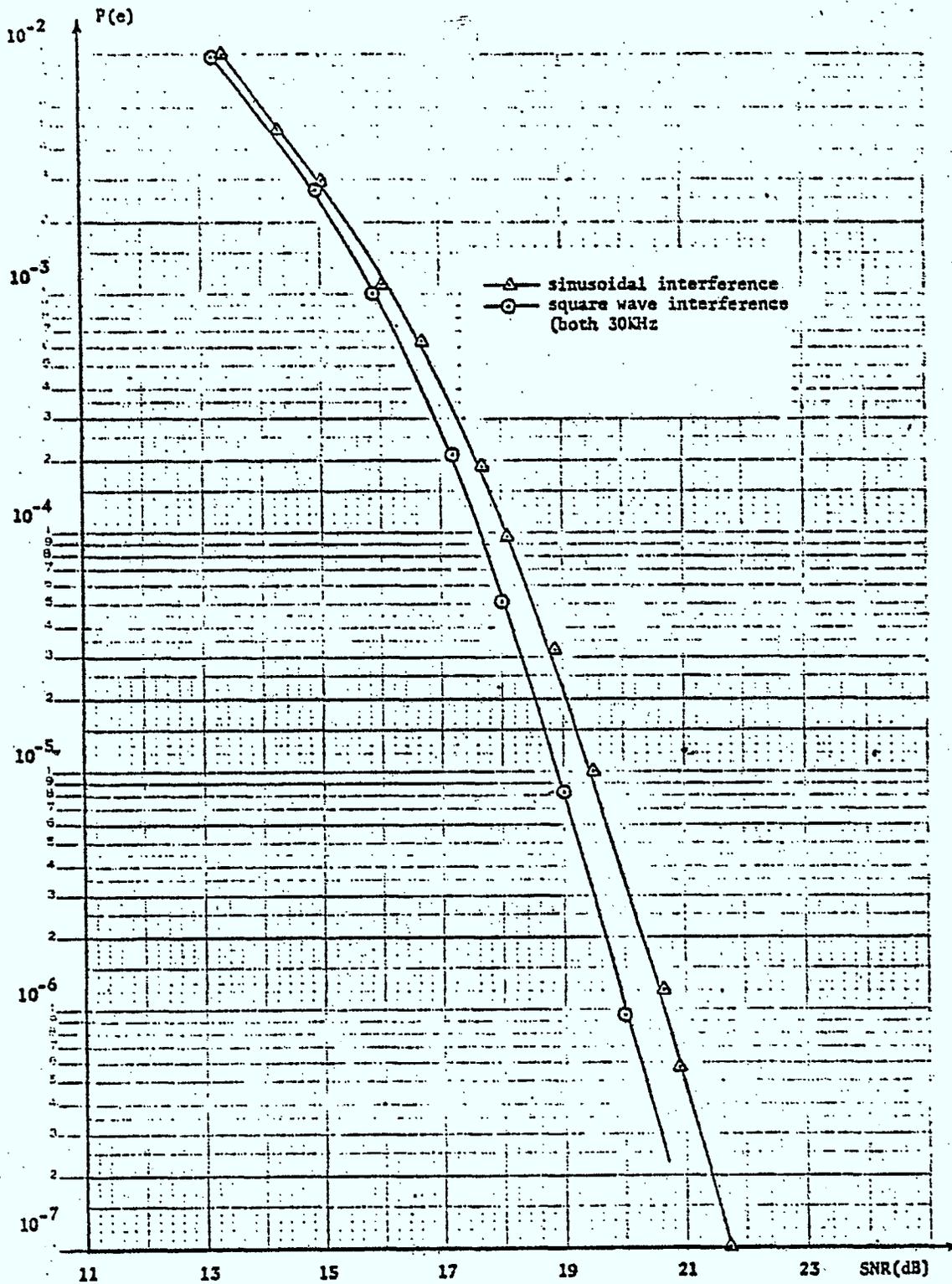


Figure 16 Les effets d'interférence sinusoidale et à onde carré, avec du bruit blanc Gaussien avec SIR = 15 dB

par une onde carrée semble être légèrement moins dégradante pour le système. C'est parce-que le rapport valeur crête - valeur efficace d'une onde carrée est moindre que celui d'une onde sinusoidale. La différence entre les deux n'est toutefois que d'environ 0.5 db.

#### 4.5 CONCLUSION

La performance d'un système de codage de signals en réponse partielle de classe I à trois niveaux dans un environnement de bruit gaussien fut évalué et mesuré pour un système expérimental. Les performances en présence d'interférences dues à une onde carrée et d'une onde sinusoidale seule furent désirées et comparées aux résultats expérimentaux.

Les résultats mesurés pour la performance du système de codage de signale en réponse partielle en présence d'une interférence sinusoidale et de bruit gaussien aléatoire furent présentés. Finalement l'interférence sinusoidale fut brièvement comparée à celle d'une onde carrée lorsque accompagnée de bruit gaussien.

4.6 APPENDIX 4-I

Dans la section 4.2 on a observé que pour un signal PRS à trois niveaux, de lère classe, avec précodage un "0" dans la séquence binaire originale est représentée par les niveaux les plus écartés, et le "1" par le niveau moyen. D'une séquence binaire aléatoire avec  $P(0) = P(1) = \frac{1}{2}$  le PRS obtient une densité de probabilité avec 3 lignes (Figure 17). La probabilité du niveau moyen va être  $1/2$  pendant que la probabilité de chaque des niveaux les plus écartés va être  $\frac{1}{4}$ ; donc en (7)  $P(-V) = P(V) \leq \frac{1}{4}$  et  $P(0) = \frac{1}{2}$ . La densité de probabilité de Gauss. étant symétrique (6) devient

$$P(e) = \frac{3}{2} P\{n > \frac{V}{2}\} - \frac{1}{2} P\{n > \frac{3V}{2}\}$$

ou avec  $y = \frac{x}{\sqrt{2}\sigma}$

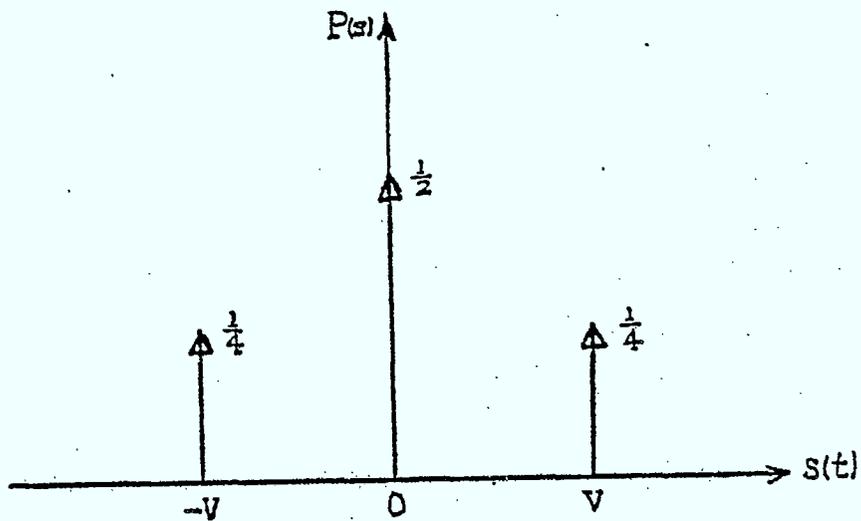


Figure 17 La densité de probabilité d'un signal PRS à trois niveaux

$$P(e) = \frac{3}{4} \left\{ \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{V}{2\sqrt{2}\sigma}}^{\infty} e^{-y^2} dy \right\} - \frac{1}{4} \left[ \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{3V}{2\sqrt{2}\sigma}}^{\infty} e^{-y^2} dy \right]$$

$$P(e) = \frac{3}{4} \operatorname{erfc} \left( \frac{V}{2\sqrt{2}\sigma} \right) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left( \frac{3V}{2\sqrt{2}\sigma} \right) \quad (24)$$

Le signal PRS qui n'a pas une bande limitée étant considéré comme ayant des niveaux  $-V, 0, V$  avec des probabilités  $\frac{1}{4}, \frac{1}{2}, \frac{1}{4}$  respectivement, donc la puissance moyenne est  $\frac{1}{4}(V^2) + \frac{1}{2}(0) + \frac{1}{4}(V^2) = \frac{V^2}{2}$ .

La valeur efficace =  $\frac{V}{\sqrt{2}}$  ou  $\frac{\text{valeur maximale}}{\text{valeur efficace}} = \sqrt{2}$  (3 db).

Si S et N sont les valeurs efficaces du signal PRS et du bruit respectivement donc

$$S = \frac{V}{\sqrt{2}} \text{ et } N = \sigma$$

(8) est donc obtenue de (24).

#### 4.7 APPENDICE 4-II

Considérons une séquence binaire aléatoire avec des niveaux V et -V, le seuil de décision étant 0. Une erreur survient si au moment de l'échantillonnage, l'interférence possède une valeur instantanée plus grande que V en grandeur mais de signe inverse au niveau étant détecté. Alors la probabilité d'erreur est

$$P(e) = P(0) P\{i > V\} + P(1) P\{i < -V\}$$

De la symétrie de (13)

$$P\{i > V\} = P\{i < -V\}$$

Par conséquent

$$P(e) = P\{i < V\}$$

- a) Si  $A \leq V$  il est facile de voir qu'aucune erreur ne sera produite

c'est-à-dire  $P(e) = 0$  aussi longtemps que  $\frac{S}{I} > \sqrt{2}$  (ou 3 db),  $S$  et  $I$  étant les valeurs efficaces du signal binaire aléatoire et de l'onde sinusoidale respectivement.

- b) Si  $A > V$  ou  $\frac{S}{I} < \sqrt{2}$  (3 db),  $P(e) = P\{i > V\}$   
Utilisant (13)

$$P(e) = \frac{\int_0^A \frac{di}{\pi A \sqrt{1-i^2}}}{\frac{A}{2}}$$

et en substituant  $i = A \sin t$

$$P(e) = \frac{1}{\pi} \int_{\sin^{-1}(\frac{V}{A})}^{\pi/2} dt = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1}(\frac{V}{A})$$

Puisque  $S = V$  et  $I = \frac{A}{\sqrt{2}}$

$$P(e) = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1} \left( \frac{S}{\sqrt{2}I} \right) \text{ pour } \frac{S}{I} < \sqrt{2} \text{ (3 db)}$$

Ecrivant le cas (a) et (b) en une expression on obtient (14).

4.8 REFERENCES

- 4.1 A. Lender  
"The duobinary technique for high-speed data transmission," IEEE Trans. Commun. Electron., Vol. 82, p. 214-218, May 1963.
- 4.2 A. Lender  
"Correlative digital communication techniques," IEEE Trans. Commun. Technol. Vol. COM-12, p. 128-135, Dec. 1964.
- 4.3 E.R. Kretzmer  
"Binary data communication by partial response transmission," Conf. Rec. 1963 IEEE Ann. Communications Conv., p. 415-455.
- 4.4 E.R. Kretzmer  
"Generalization of a technique for binary data communication," IEEE Trans. Commun. Technol., Vol. COM-14, p. 67-68, Feb. 1966.
- 4.5 A.M. Gerrish et R.D. Howson  
"Multilevel partial-response signalling," Conf. Rec., IEEE ICC-67, p. 186, Minneapolis, June 1967.
- 4.6 J.W. Smith  
"Error control in duobinary data systems by means of null zone detection," IEEE Trans. Commun. Technol., Vol. COM-16, p. 825-830, Dec. 1968.
- 4.7 H. Kobayashi et D.T. Tang  
"On decoding of correlative level coding systems with ambiguity zone detection," IEEE Trans. Commun. Technol., Vol. COM-19, p. 467-477, Aug. 1971.
- 4.8 H. Kobayashi  
"Correlative level coding and maximum-likelihood decoding," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-17, p. 586-594, Sept. 1971.

- 4.9 C.D. Forney  
"Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-18, p. 363-378, May 1972.
- 4.10 H. Harashima et H. Miyakawa  
"Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-20, p. 744-780, Aug. 1972.
- 4.11 P. Kabal et S. Pasupathy  
"Partial-response signalling," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-23, p. 921-934, Sept. 1975.
- 4.12 H. Kobayashi et D.T. Tang  
"Application of partial-response channel coding to magnetic recording systems," IBM J. Res. Dev., Vol. 14, p. 368-375, July 1970.
- 4.13 Avantek  
"Data Sheet, ADS-1141 11-76".
- 4.14 S.C. Barber et C.W. Anderson  
"Modulation considerations for the DRS-8 91 Mb/s digital radio," IEEE ICC-77, Chicago, June 1977.
- 4.15 H. Kurematsu et al.  
"The QAM2G-10R digital radio equipment using partial response system," FUJITSU Scientific & Technical Journal, June 1977.
- 4.16 R.H. Rearwin et M. Crandall  
"Field performance of a 79 Mb/s 11 GHz System," IEEE ICC-75, pp. 21-10 - 21-14 (1975).
- 4.17 Members of the Technical Staff-Bell Telephone Laboratories; Transmission Systems for Communications, Bell Telephone Laboratories, Inc., Revised Fourth Edition, Dec. 1971.

- 4.18 M. Wachira, K. Feher et W. Steenaart  
"Noise and Interference in Partial Response Systems," Ouvre soumis aux Transactions IEEE on Communications.
- 4.19 M. Wachira  
"Partial Response Transmission Systems,"  
Thèse de maîtrise, défendu le 20 mars 1979  
au Département de génie électrique, Université d'Ottawa.

CHAPITRE 5

ANALYSE PAR ORDINATEUR DES  
SYSTEME DE TRANSMISSION  
DES DONNES, UTILISANTS DES  
SIGNAUX QUADRIVALENTS

## 5.1 INTRODUCTION

Une suite d'impulsions, ou symboles, émises par une source, est transmise au destinataire à travers un canal de micro-ondes. On cherche de tirer le maximum possible du canal donné en essayant de transmettre une quantité d'information aussi grande que possible, tout en respectant un seuil de fiabilité. Celui-ci est limité par une borne supérieure limitant la probabilité d'erreur sur les symboles reçus. Cette limitation est à cause des difficultés présentés de la nature du canal lui-même.

En effet, il introduit des distorsions de phase et d'amplitude en dispersant l'énergie de l'impulsion transmise. A la sortie du système, l'impulsion est perturbée par les impulsions voisines, c'est-à-dire une interférence entre symboles (ISI) est créée. Cette sorte de perturbation est plus importante quand le débit est plus grand. Ce débit, dans la transmission des données à travers des canaux à micro-ondes, est de l'ordre des megabits par seconde.

Le canal altère le signal, aussi, en introduisant un bruit aléatoire, qui est considéré comme

additif et de propriétés des statistiques connues. Ce bruit-ci rend plus difficile la réduction de l'interférence entre symboles, bien que son énergie est relativement faible par rapport à celle des symboles.

On s'intéresse alors à la réception d'une suite de symboles numériques, déformée par l'interférence entre symboles d'un part, et par un bruit aléatoire additif d'autre part, au cours de son passage dans un canal de transmission à micro-ondes utilisant des signaux quadrivalents.

L'étude analytique ainsi que l'évaluation de performance, étant trop complexes, on utilise la simulation du système entier à l'aide d'un ordinateur. Une telle simulation a été effectuée en essayant de réaliser des conditions d'opérations actuelles, i.e. en introduisant les caractéristiques des différents filtres présents dans le système actuel (physique), ainsi que le bruit aléatoire.

En utilisant ce programme de la simulation, on a la flexibilité de changer les caractéristiques des filtres de transmetteur ou de récepteur, la bande passante du canal, ainsi que le débit, pour observer

le résultat sous la forme d'une borne des probabilités d'erreurs. On peut avoir, si l'on désire, une telle représentation graphique directement de l'ordinateur.

On pourrait aussi obtenir, à la sortie du récepteur, une autre représentation graphique, également de l'ordinateur, en utilisant la notion d'oeil comme critère de qualité de la transmission.

La description de cette simulation sera présentée dans les sections suivantes comme suit:

Une description générale du programme entier sera présentée dans la Section 5.3, tandis qu'on trouvera, dans la Section 5.3, un exposé plus détaillé des différentes stages. Ensuite, les résultats seront présentés dans la Section 5.5. Dans la Section 5.5 on trouvera quelques recommandations et conclusions.

La simulation a été réalisée en utilisant les langages de programmation Fortran IV et APL et quelques routines générales du système (system sub-routines). L'ordinateur utilisé est celui du Dépar-

tement d'Informatique, Université d'Ottawa, du type IBM 360/65-J.

## 5.2 GENERALITES DU PROGRAMME DE LA SIMULATION

La description générale du programme entier de la simulation sera présentée dans cette section.

Considérons le modèle du système entier de transmission de données à signaux quadrivalents, cf. Fig. 1. Les symboles numériques d'entrée (source) sont transformées à signaux de base du format quadrivalent. Ce signal, est ensuite transformé du domaine du temps à celui du fréquence, et vice versa, en utilisant le transforme Fourier rapide (term anglais, FFT), pour effectuer l'opération du filtre. Le signal, en forme complexe de bande de base, est transmis à travers le milieu de transmission, ici les micro-ondes, au destinataire. Le signal reçu est traité, par les filtres du récepteurs, d'une façon semblable à celle dans le transmetteur. En effet, les filtres qu'on utilise ici, à la chaîne de transmission et de réception, sont du même type. Cependant, on a prévu dans la simulation, la flexibilité de changement avec des autres filtres, si l'on désire. Ensuite,

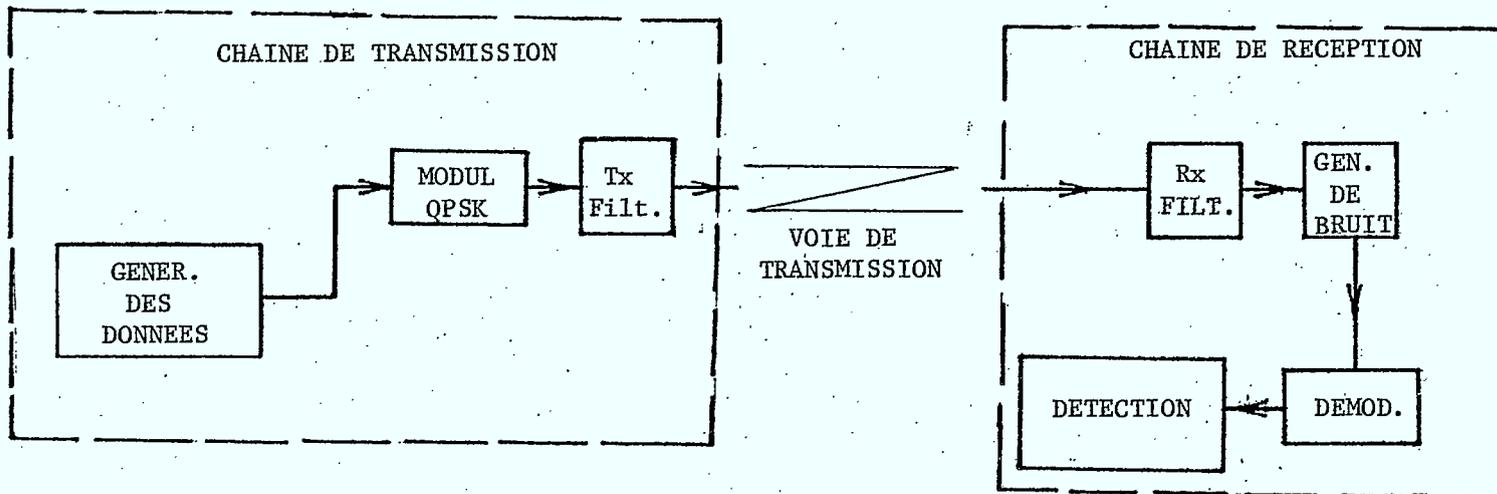


Figure 1 - Configuration de simulation du système de transmission des données à signaux quadrivalents

le signal est traité par le démodulateur, où un filtre du type "Intégrer-et-declencher" est simulé, aidant comme ça dans la maximization du signal sur bruit. C'est dans ce stage ci qu'on a simulé l'effet du bruit gaussien, au lieu de l'avoir fait à l'entrée du récepteur. En général les deux méthodes, c'est-à-dire, la calculation du bruit à l'entrée ou à la sortie du récepteur, sont équivalents [4]. Cependant, la seconde méthode est préférable vue qu'elle est plus efficace. Considérons brièvement ces deux méthodes de la simulation du bruit:

(a) la méthode de calculation du bruit

et

(b) celle de la simulation du bruit.

Dans (a), le signal est simulé sans bruit. La puissance équivalente du bruit est calculée [4, 5] et le bruit est ajouté à la sortie du filtre. Le rapport du signal-sur-bruit étant donné, la probabilité d'erreurs pour chaque symbole individuel est maintenant calculé comme fonction de la valeur d'échantillon et de la variance du bruit. La probabilité d'erreurs du système est le moyen de la probabilité d'erreurs basée sur une suite longue de symboles d'entrée.

Dans (b), la simulation de bruit est effectuée à l'aide des échantillons du signal et du bruit. Ca veut dire que le nombre des symboles nécessaires, pour une simulation de valeur de  $P_e = 10^{-5}$  jusqu'à  $10^{-7}$ , serait trop grand. En plus, simulation du bruit, pour les deux signaux quadrivalents, serait nécessaire. Evidemment cet approche là demande beaucoup plus du temps de calculation à l'ordinateur que la première méthode.

Une alternatif pour évaluer la performance du système est l'utilisation de la notion d'oeil. C'est une méthode plutôt qualitative que quantitative et c'est effectué dans le program de la simulation où on utilise les signaux simulés à passe-bande, à la sortie du récepteur. Cet diagramme d'oeil est effectué par la surimpression des lignes des échantillons des symboles individuels. On peut alors, estimer qualitativement la performance du système entier en observant l'ouverture de cet oeil. Cette ouverture-ci est relative à l'interférence entre symboles actuellement dans la suite reçue.

La reproduction de ces diagrammes d'oeil à l'aide de la simulation est effectué soit sur X-Y enregistreur, pour un diagramme assez détaillé, soit

sur enregistreur de haute-vitesse attaché à l'ordinateur.

Le schéma synoptique de la simulation du système entier est comme le montre la Fig. 2. Ici, la configuration de base des blocks principaux est montrée. Le trait continu indique la route du signal simulé. L'utilisation efficace de la Transformation Discrète de Fourier (DFT) demande qu'un certain nombre des symboles soit traité à la fois. Par conséquence, la suite d'entrée est traité en blocks séparés. Sa reconstruction, comme suite intégrale, est effectuée dans des stages indiquées (trait pointillé).

### 5.3 DESCRIPTION DES DIFFERENTES SECTIONS

Ayant présenté le système simulé en termes générales, on essayera dans cette section de donner une description plus détaillé des différentes sections, ainsi que les bases théoriques qui forment les blocks de la simulation.

La présentation suivra le schéma général comme le montre la fig. 1: chaîne de transmission, médium de transmission, chaîne de réception et section graphique. (La dernière section est incluse

PA = PSEUDO ALEATOIRE - PN

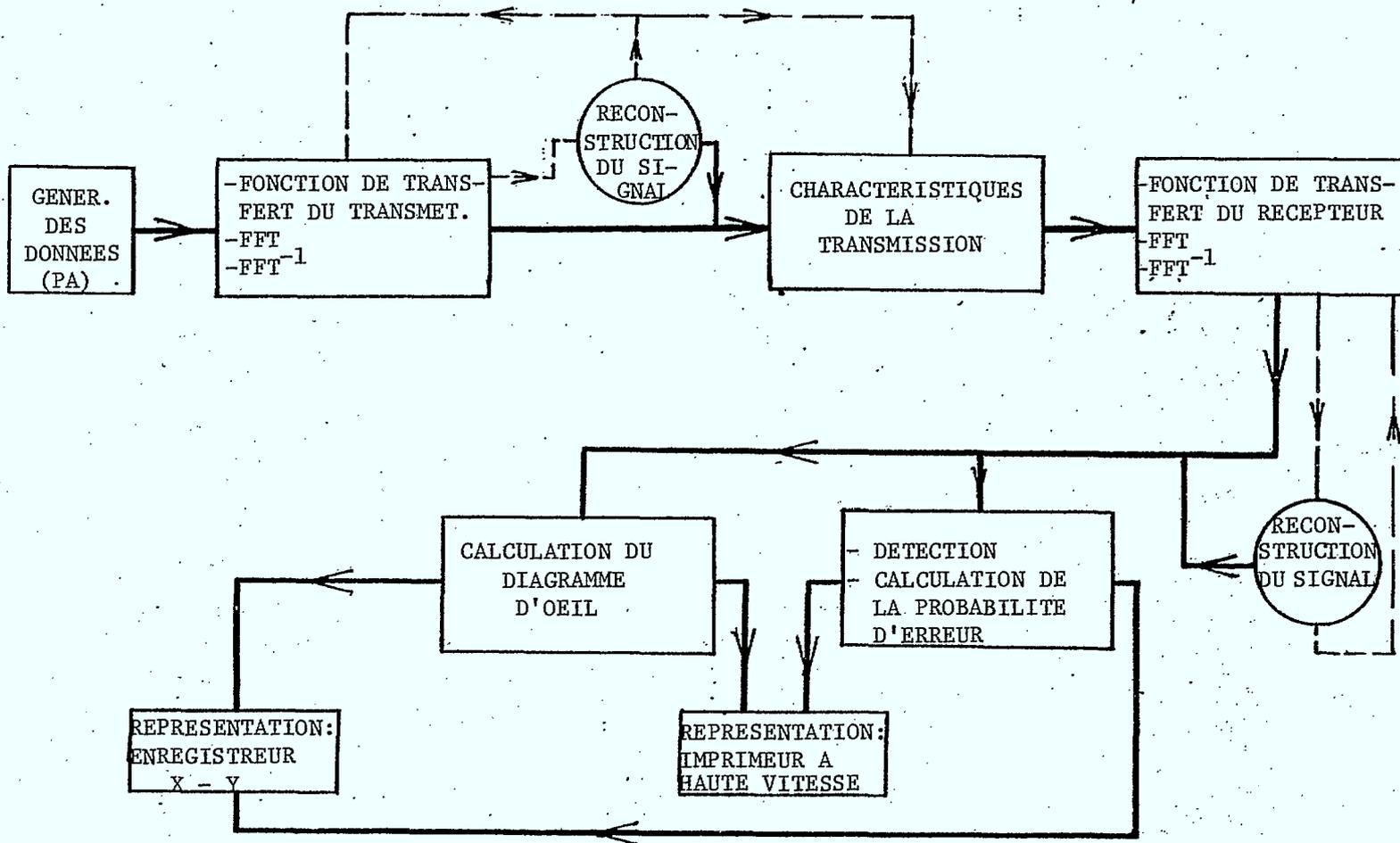


Figure 2 - Schéma général de la simulation

dans le bloc de la détection).

### 5.3.1 Chaîne de Transmission

La configuration est basée dans la simulation des stages suivantes. La source des signaux (format PN), le modulateur (génération des signaux quadrivalents) et les filtres. Cf. Fig. 3.

#### 5.3.1.1 Générateur de données

Les signaux d'entrée sont d'une nature erratique, une situation fréquente sous des conditions opérationnelles actuelles. C'est-à-dire, la suite d'entrée est produite et choisie d'une 'espace' de façon pas déterminé. Autrement dit, si la suite de la sortie d'un générateur est le résultat d'un processus qui est a priori aléatoire, ce signal même alors est considéré comme aléatoire.

La méthode la plus efficace de produire de signaux pseudo aléatoires est l'emploi de registre à décalage. C'est cette méthode qu'on a employé dans cette simulation. La constitution du générateur est alors celle d'un registre à décalage du degré  $n$ , i.e. il y a une chaîne des  $n$ -mémoires binaires qui déplacent leur contenus d'après un (horloge) cadence.

La séquence de la sortie est d'une période maximum de 2. En particulier, la période maximum d'un enregistreur à décalage linéaire est  $2^n - 1$  et toute séquence qui est produite d'une telle façon s'appelle "maximum length shift register. (MISR) sequence". La figure 4 montre le schéma général du générateur employé dans la simulation, avec une période  $p = 2^n - 1$ , où  $n = 7$  et  $p = 2^7 - 1 = 127$ . En plus, dans la simulation on a créé deux générateurs pareils un pour chaque canal du modulateur (schéma quadrivalent). L'initialisation est effectuée de façon que les contenus de la mémoire se déplacent l'un par rapport à l'autre. On obtient ainsi une distribution uniforme des différents arrangements de la suite de la sortie.

#### 5.3.1.2 Modulateur

La simulation des signaux est réalisée en bande de base. Les équations principales seront présentées ci-dessous.

Le signal à la sortie du modulateur est décrit par:

$$s_{in}(t) = A(t) \cos[w_c t + \phi(t)] = A(t) [\cos w_c t \cos \phi(t) - \sin w_c t \sin \phi(t)] \quad (1)$$

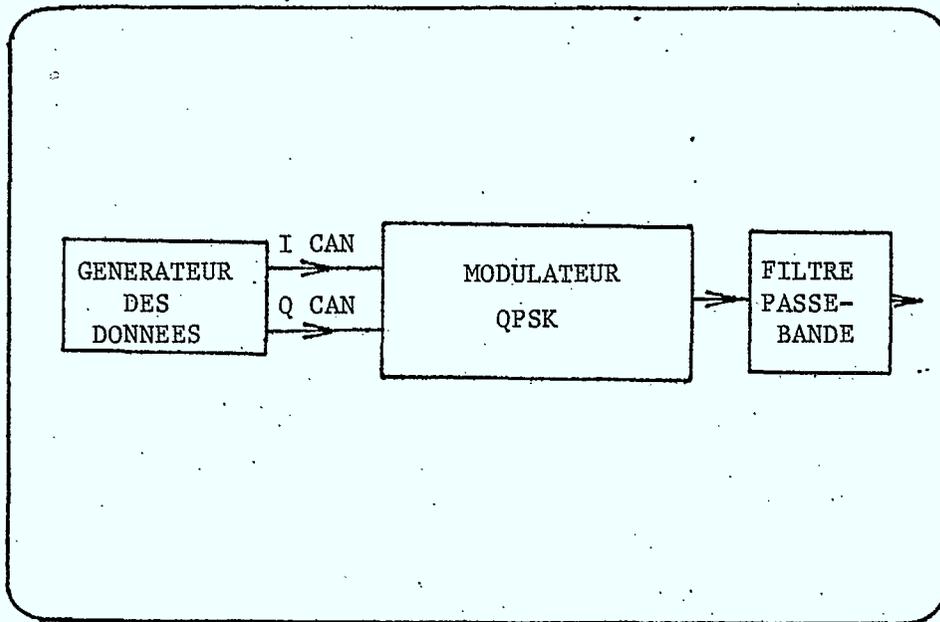


Figure 3 - Chaîne de la Transmission

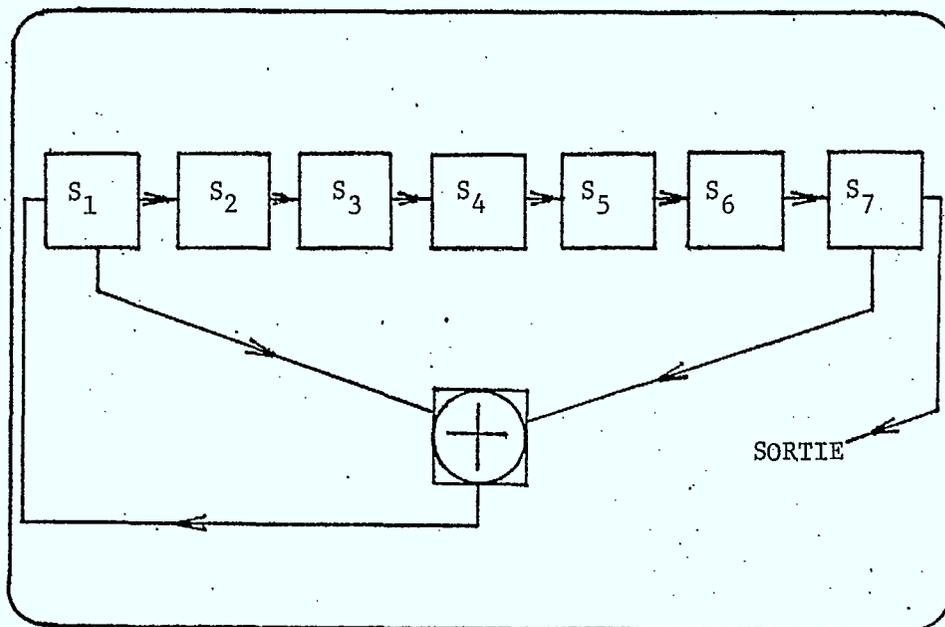


Figure 4 - Générateur des données

Puisque la simulation est réalisée en bande de base, on a besoin d'une représentation des signaux en forme complexe. En utilisant la représentation complexe d'une fonction du temps

$$U(t)\exp jw_c t = [x(t)+jy(t)] \exp jw_c t \quad (2)$$

le signal modulé sera la partie réelle de l'équation (2), i.e.

$$S_m(t) = \text{Re} \{u(t) \exp jw_c t\}$$

ou

$$S_m(t) = x(t) \cos w_c t - y(t) \sin w_c t =$$

$$\text{Re} \{c(t)\exp [jw_c t + \theta(t)]\} \quad (3)$$

où

$$c(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)}$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \left[ \frac{Y(t)}{X(t)} \right]$$

Dans l'équation (3), la partie réelle (en-phase) et imaginaire (quadrature) sont exprimées par  $x(t)$  et  $y(t)$  respectivement. Ce signal-ci, après la convolution avec la réponse impulsionnelle du filtre, produira la sortie du filtre qui est réalisée en multipliant les spectra dans le domaine de fréquence.

171

Ensuite le signal est transformé dans le domaine du temps en utilisant la transformation inverse de FFT. Toute cette processus est répétée successivement, dans toutes les sections de la suite d'entrée qui a une longueur de 127 symboles. Dans ce cas là, la simulation est réalisée d'une telle façon qui permet l'utilisation efficace de la mémoire.

On devrait noter que la phase  $\phi(t)$ , du signal modulé quadrivalent, aura quatre (4) valeurs d'angle différentes, i.e.  $\pm 45^\circ$  et  $\pm 135^\circ$ , comme le montre la fig. 5. Ces valeurs sont relatives de l'état des deux canaux, en-phase et quadrature, et sont déterminées par la suite d'entrée.

Dans la simulation actuelle, la puissance du signal est normalisée à l'unité, i.e.  $\frac{A^2(t)}{2} = 1$  ou,  $A(t) = \sqrt{2}$ . Comme ça, les paramètres nécessaires du programme seront calculés (cf. section 5.3.4, Ordinogramme). Après la création de la séquence d'entrée, qui est périodique, on doit maintenant déterminer le nombre des échantillons par symbole. Ce nombre  $c_t$  est choisi d'une façon que la largeur de la bande du signal simulé sera assez large par rapport

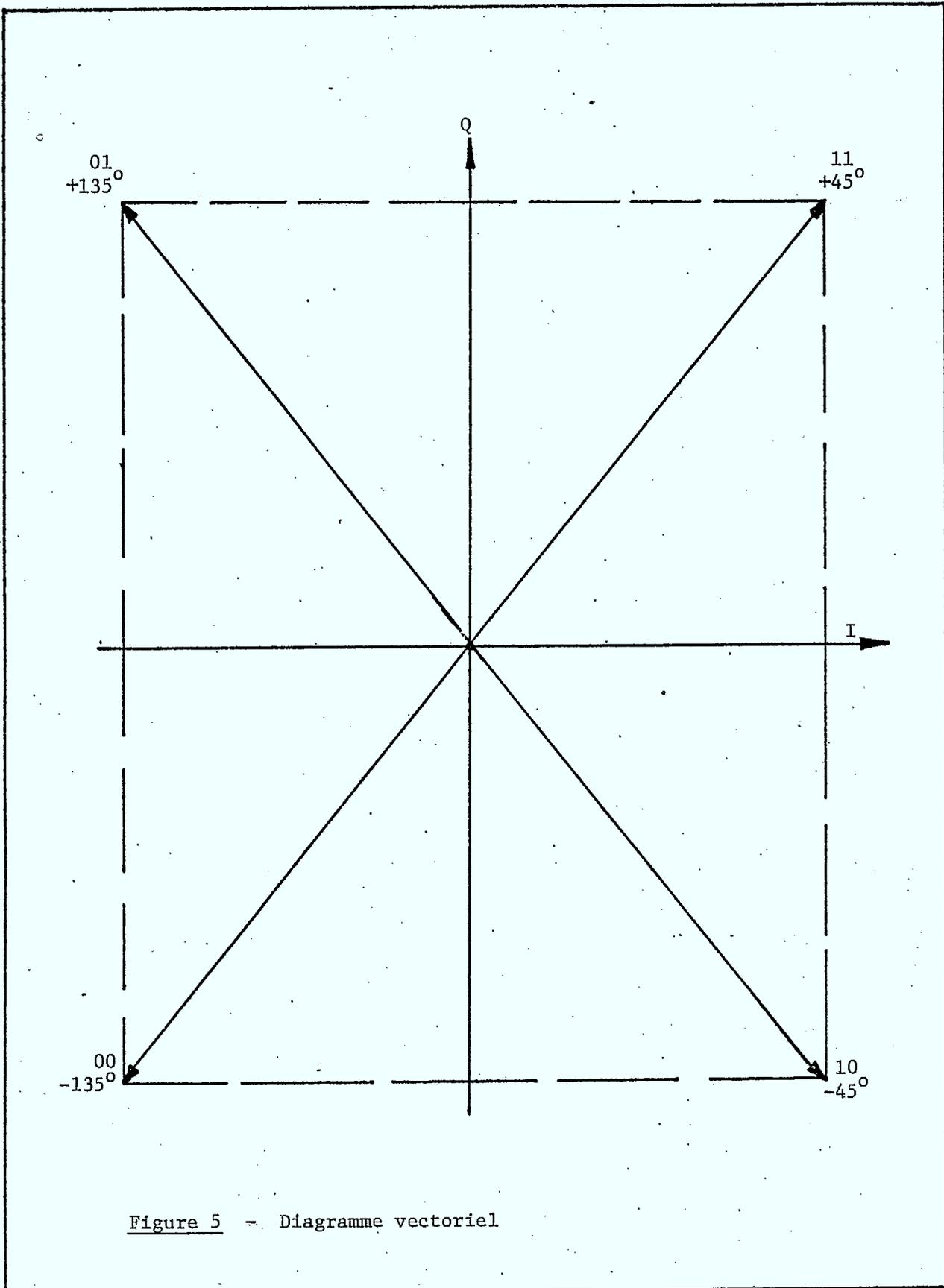


Figure 5 - Diagramme vectoriel

de la largeur de la bande du filtre. Ainsi, une gamme assez large des signaux différents pourrait être traité.

En plus, le nombre des échantillons devrait être tel que la résolution du signal est satisfaisante. Dans ce cas ci, 16 échantillons par symbole a été satisfaisante. On devrait encore mentionner que, a cause des limitations de mémoire de l'ordinateur, la séquence d'entrée est divisée en blocs courts pour traitement. Ici, on a choisi une longueur de 12 symboles par sections. Ainsi, la simulation est réalisée en traitant les blocs individuels d'une façon séquentiel, et à la fin on ajoute tous ces blocs pour recréer la séquence totale. Cette méthode facilite aussi les transformations du domaine de temps à celui de la fréquence et vice versa, en utilisant la technique de la transformation FFT.

Le filtre du transmetteur est un filtre typique de type Chebyshev, 4 poles d'un facteur d'ondulation de 1/2-dB. La fonction du filtre est décrit par l'équation

$$p(s) = b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_{n-1}s^{n-1} + s^n \quad (4)$$

Les facteurs coefficients  $b_0, b_1, \dots, b_{n-1}$  sont enlevées des tableaux des filtres standards [3].

### 5.3.2 Chaîne de la réception

Le groupe des sous-routines de cette section réalisent la simulation des filtres du récepteur en bande passante et 'intégrer-et-déclencher' (I&D) ainsi que l'organe de la décision. La calculation de la performance du récepteur est aussi faite dans cette section. C'est ici qu'on décide si les bits reçus sont corrects ou pas.

La représentation complexe du signal, en bande de base, est effectuée après le filtrage de la bande basse, c'est-à-dire de la même manière qu'on a décrit dans la chaîne de transmission. Le signal reçu est affecté par le bruit gaussien qui est additif. La maximisation du rapport signal-sur-bruit est ici effectué en simulant un filtre de type I & D. La figure 6, montre le modèle utilisé. C'est pour des raisons d'efficacité de computation qu'on a simulé le bruit à la sortie du filtre I & D au lieu à l'entrée du récepteur.

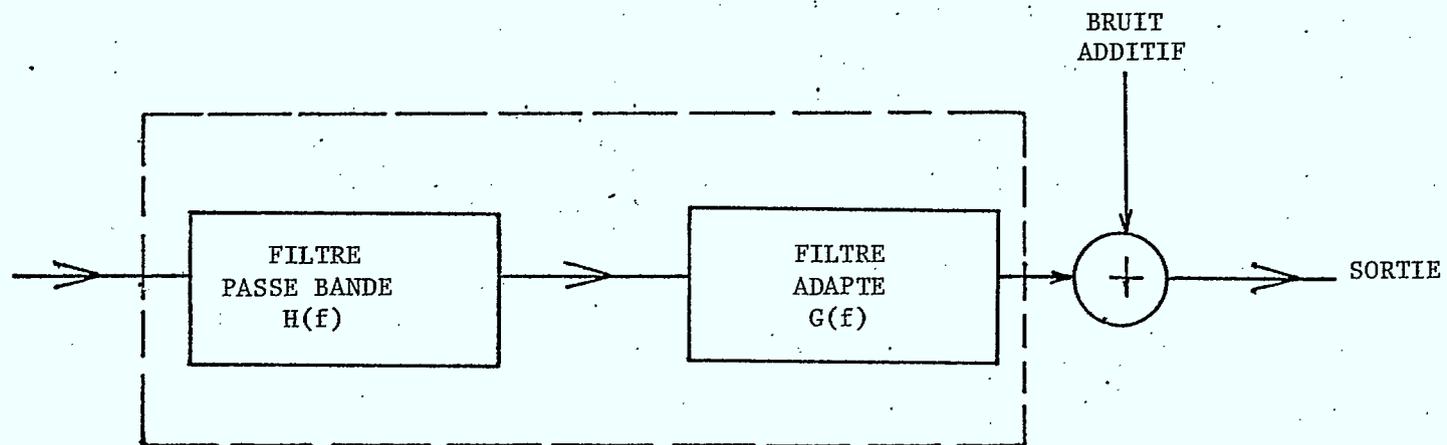


Figure 6 - Chaîne de la réception

La puissance du bruit est calculé de l'équation [5]

$$\sigma_{n_0}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} N_0 |H(f)|^2 |G(f)|^2 df \quad (5)$$

ou

$H(f)$  = Fonction de transfert du filtre du récepteur

$G(f)$  = Fonction de transfert du filtre I&D.

$N_0$  = La densité spectrale (one sided) du bruit.

Le filtre à bande passante du récepteur est approximé avec son équivalent à bande basse de la même façon qu'au transmetteur, i.e. on considère un filtre typique, 4 pole Chebyshev et d'un facteur d'ondulation de 1/2-dB.

Le traitement du signal simulé est fait d'une façon pareille qu'à la chaîne de transmission: Des sections individuels sont traités par le filtre du récepteur et, à la fin, la séquence totale est reconstruite. Les décisions, basées à la mode de bit-par-bit, sont faites pour chaque section du signal séparément. Filtrage des signaux introduit un certain délai aux signaux échantillonés. Ca pourrait

être traduit en quelques positions des échantillons. On reconnaît alors la nécessité de déterminer la position optimale d'échantillonnage pour chaque section du signal. Ceci est fait, dans la simulation, en créant des sommes-de-test. En choisissant la somme la plus grande, on détermine la position initial d'échantillonnage à la sortie des filtres du transmetteur et du récepteur. Ainsi, on est assuré du décodage des échantillons correspondants.

#### 5.3.2.1 Calcul de performance

L'évaluation d'un système de communication est fait, d'habitude, par des calculs et/ou, mesures de son fidélité. Dans quelle mesure sont les symboles reçus correctement reproduits? Ou, plus précisément, quelle est la probabilité qu'un signal reçu sera faux, c'est-à-dire, sera un erreur? On répond dans la dernière question en termes des Probabilités d'erreurs,  $P(e)$ , vs. le rapport Energie-par-bit sur bruit,  $E_b/N_0$ .

Le signal reçu dans le système qu'on a étudié ici, après son démodulation est encore traité par un filtre adapté. C'est à la sortie de ce filtre

qu'on ajoute l'effet (simulé) du bruit gaussien. Ensuite, l'énergie moyen du symbol est estimée. Ce signal ci, avec son distortion à cause du bruit, est représenté par

$$S_r(t) = S_I(t) \cos w_c t - S_Q(t) \sin w_c t + n_I(t) \cos w_c t - n_Q(t) \sin w_c t$$
$$\sin w_c t = [S_I(t) + n_I(t)] \cos w_c t - [S_Q(t) + n_Q(t)] \sin w_c t. \quad (6)$$

ou les subscripts I et Q représentent les parties en phase et en quadrature respectivement.

Le vecteur composé du signal quadrivalent plus bruit sera dans une de quatre régions de décisions du diagramme vectoriel. Si maintenant le signal reçu est localisé en dehors de sa région de décision correcte, on dit que le signal est en erreur. La probabilité que le vecteur du signal composé sera en dehors de sa région est la probabilité que le signal reçu sera en erreur.

On a déjà montré [1] que la probabilité d'erreur, dans la détection cohérente d'un signal quadrivalent, est de la forme

$$P(e) = 1 - [1 - Q \sqrt{p}]^2 \quad (7)$$

ou

$$Q(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_v^\infty e^{-t^2/2} dt,$$

est la fonction d'erreur et

$$p = \frac{A^2}{2\sigma^2}, \text{ est le rapport signal-sur-bruit.}$$

On présente, d'habitude, la majorité des résultats de la performance d'un système en termes de l'énergie moyen du symbole. La relation entre le rapport signal-sur-bruit (S/N) et le rapport Energie-par-bit sur bruit, dans un système à signaux quadri-valents, prend la forme

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{S}{N} - 3 \text{ [dB]} \quad (8)$$

On devrait signaler que l'opération décrit ci-dessus est répétée de section-par-section, dans la simulation actuelle, jusque le signal (séquence) entier est complètement traité.

### 5.3.3 REPRESENTATION DE SORTIE

La simulation facilite la représentation

des résultats en deux formes:

- (a) comme une caractéristique de la probabilité d'erreur vs. le rapport signal-sur-bruit,
- (b) comme un diagramme de l'oeil.

#### 5.3.3.1 Caractéristiques de la performance

Les résultats des calculs de la probabilité d'erreur peuvent être représentés en forme graphique soit sur l'imprimeur à haute vitesse, attaché à l'ordinateur, soit sur un X-Y enregistreur. La première méthode sert pour une évaluation rapide tandis que la seconde sert dans les cas où on désire une représentation de haute résolution donc, plus précise.

On pourrait s'en servir aussi de la flexibilité du programme de la simulation en changeant les conditions opérationnelles, e.g. le débit, l'échantillonnage, etc, pour obtenir sur le même plan, plusieurs caractéristiques.

#### 5.3.3.2 Diagrammes de l'oeil

On peut obtenir la représentation de la

sortie du filtre du récepteur sous la forme graphique d'un oeil. On utilise dans ce cas-là, le signal reçu échantillonné, du canal en-phase ou celui du canal quadrature. La surimpression des lignes individuelles, correspondants à chaque bit, a comme résultat la formation de l'oeil.

#### 5.3.4 ORDINOGRAMME

La simulation qu'on vient à décrire, sera maintenant présentée dans la forme d'un ordinogramme. Malgré le fait que le programme entier n'est pas inclus, on peut suivre dans la figure 7, la logique générale employée dans la simulation.

#### 5.4 RESULTATS

La simulation présentée est réalisée avec succès. On a employé le programme pour des conditions opérationnels divers. Les résultats de cette effort seront présentés ci-dessous. La performance du système à micro-onde utilisant des signaux quadrivalents, est calculé et la probabilité d'erreur vs. le rapport signal-sur-bruit est comme le montre la figure 8. Une comparaison entre les différents caractéristiques montre que la probabilité d'erreur augmente avec le

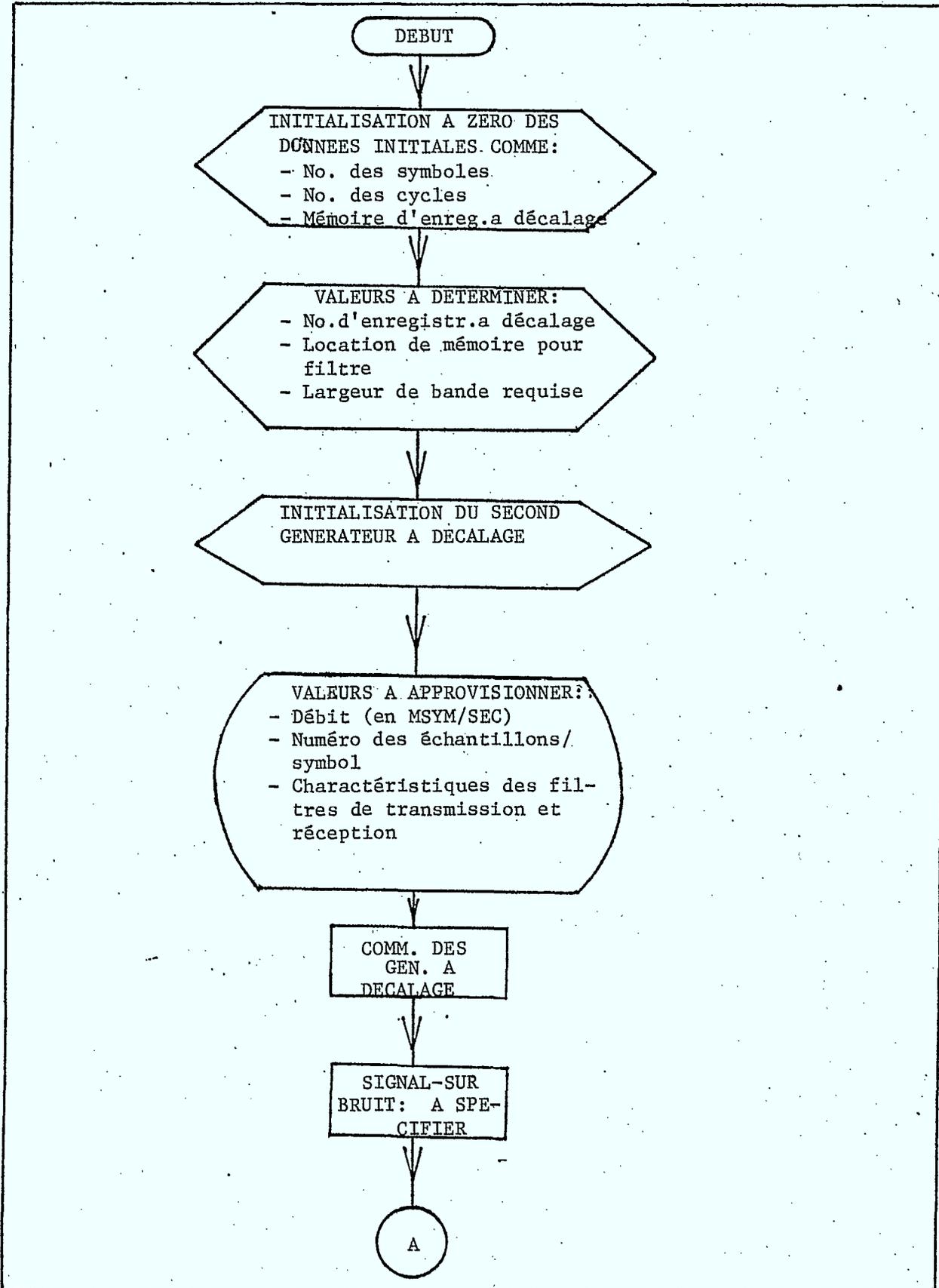


Figure 7 - Diagramme général de la simulation (Flowchart)

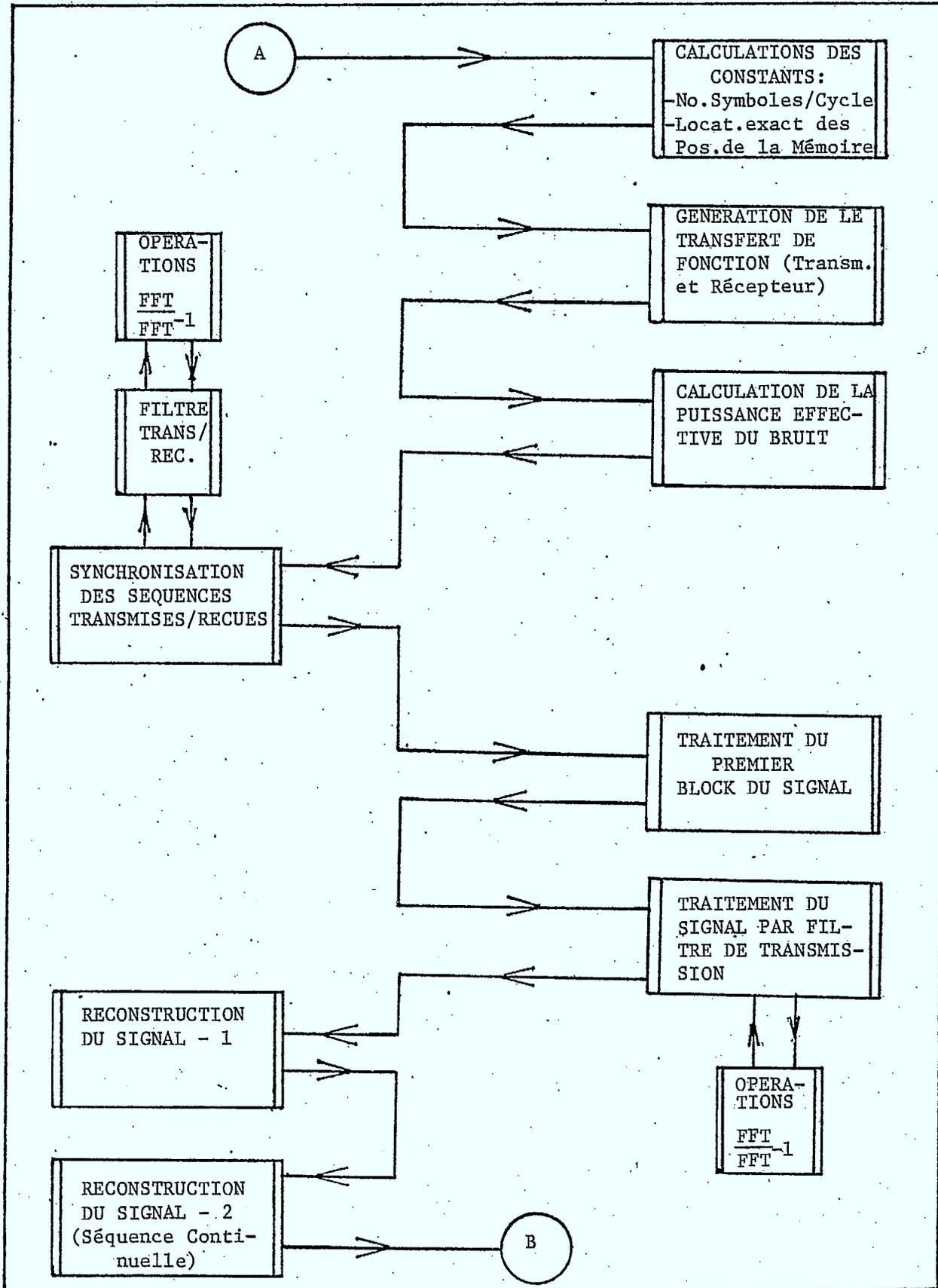


Figure 7 (cont'd) - Diagramme de la simulation (Flowchart)

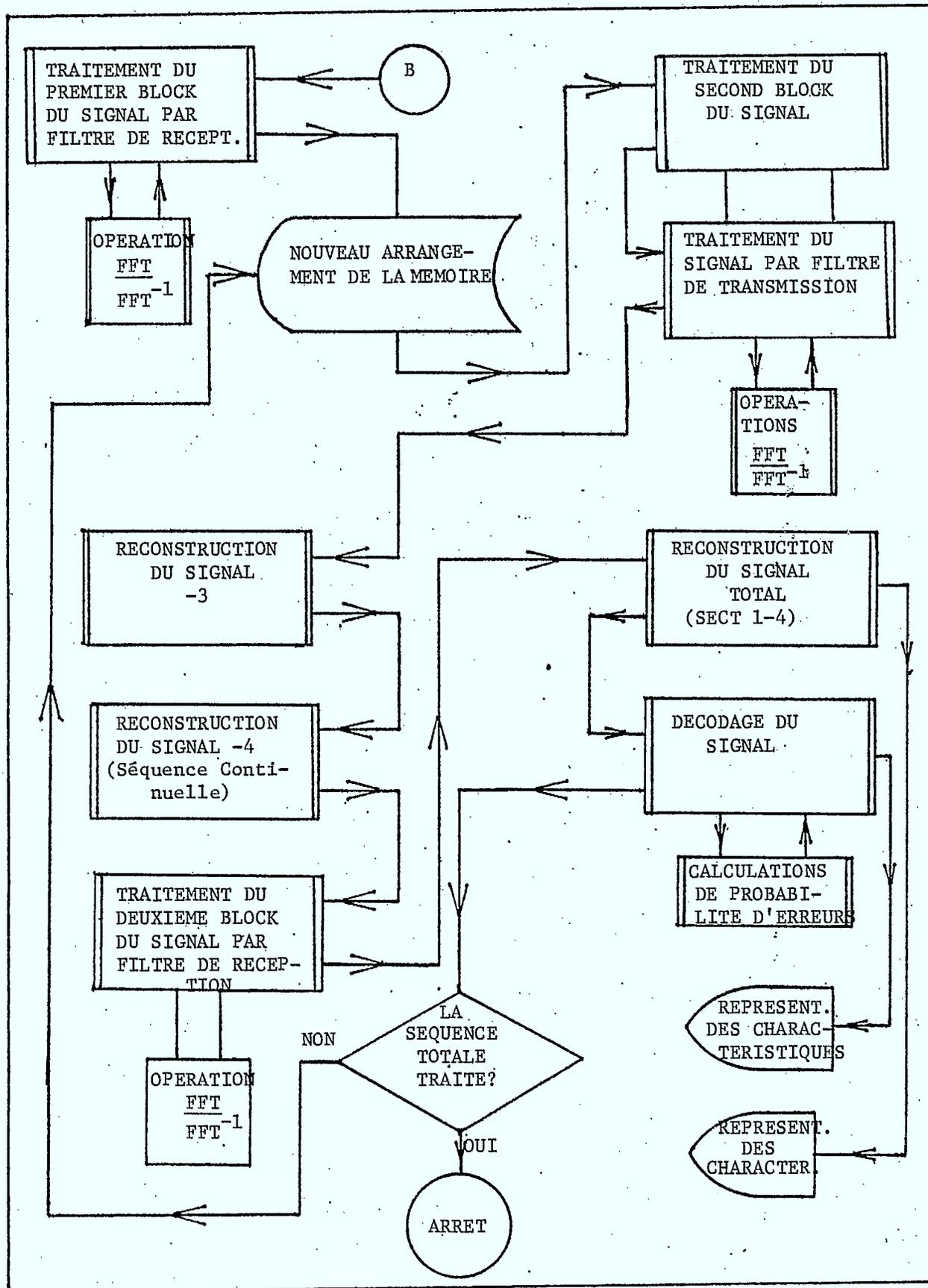


Figure 7 - Diagramme générale de la simulation (Flowchart)

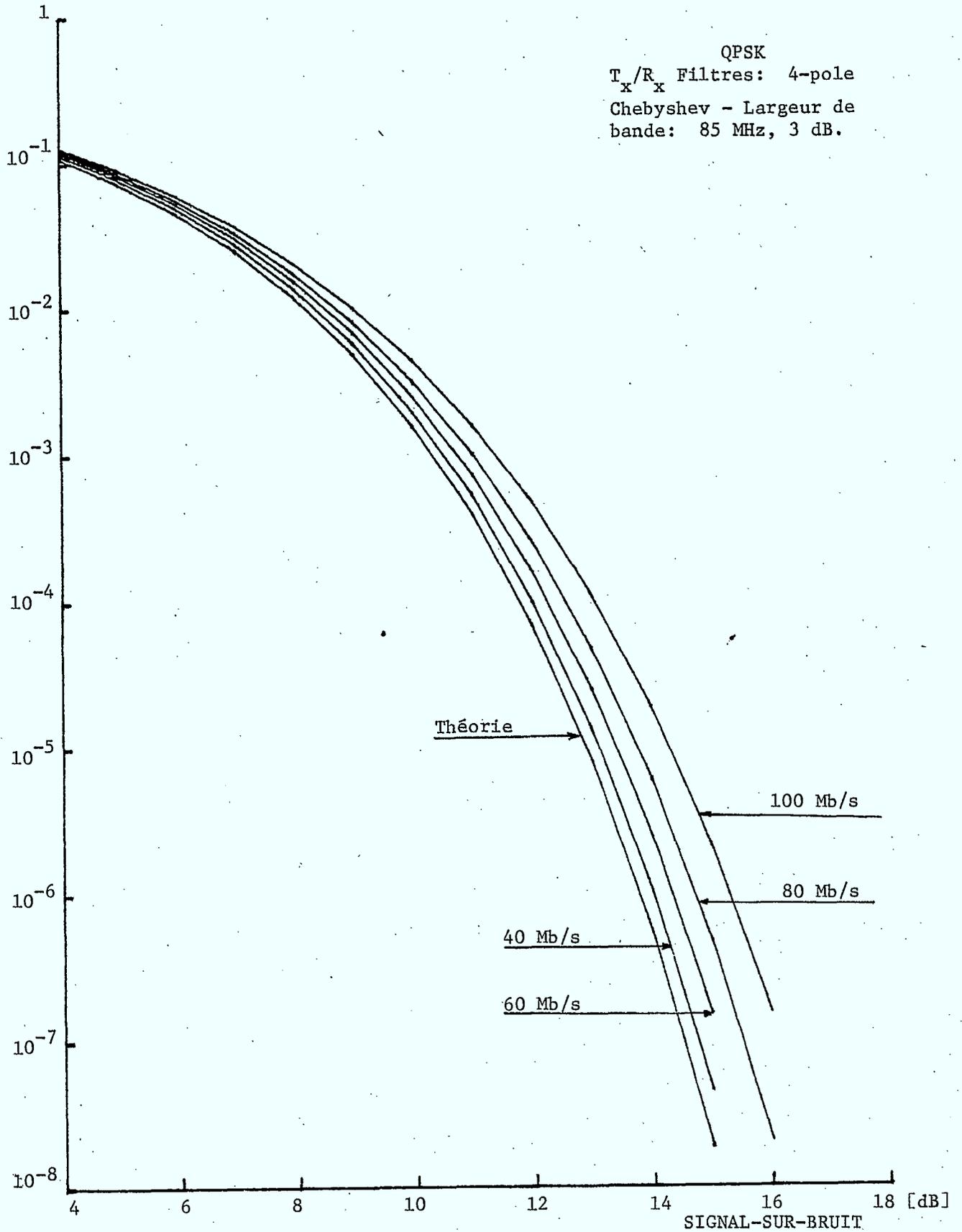


Figure 8 - Caractéristiques typiques du système QPSK à différentes vitesses de transmission

débit; situation prévue et normale.

Utilisant le signal à bande base du canal en-phase, on a obtenu les diagrammes d'oeil pour des conditions opérationnels divers, cf. les fig. 9 - fig. 12. On observe, de nouveau, la dégradation de la performance à cause de l'interférence entre symbols et du bruit, en augmentant le débit. Cette observation est faite en examinant l'ouverture centrale de l'oeil.

#### 5.5 CONCLUSIONS

Les transmissions des données à signaux quadrivalents est considérée. Une analyse des différentes sections du système à micro-ondes est présentée et la simulation, basée sur cette présentation est réalisée.

Les résultats sont présentés sous la forme des caractéristiques de la probabilité d'erreur vs. le rapport signal-sur-bruit. Une réalisation d'une représentation graphique a été effectuée. Il s'agit de la production d'un oeil qu'indique qualitativement l'état du signal reçu.

Le programme de la simulation est assez flexible de point de vue de changements des différentes conditions opérationnelles, comme par exemple, le débit, les caractéristiques des filtres de transmission/réception, etc. Malgré tout, on devrait étendre ce travail pour qu'on développe une simulation plus complète, c'est-à-dire, plus flexible. On y pense dans des cas où on pourrait utiliser des formats de signaux et de modulation différents, simulation des non-linéarités, considération des sources de bruit autre que gaussien, etc.

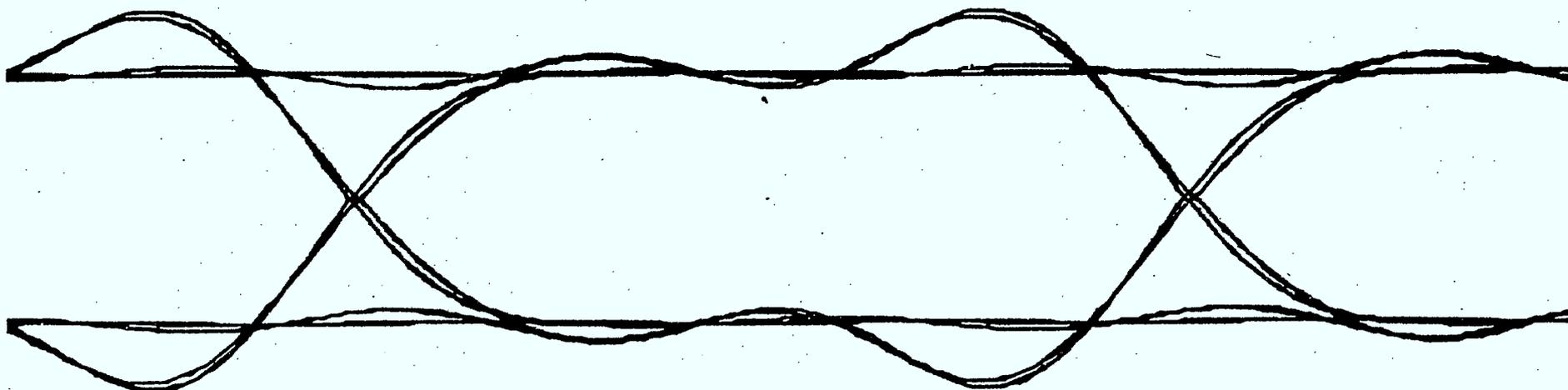


Figure 9 - Diagramme d'oeil du signal reçu à 40 Mb/s

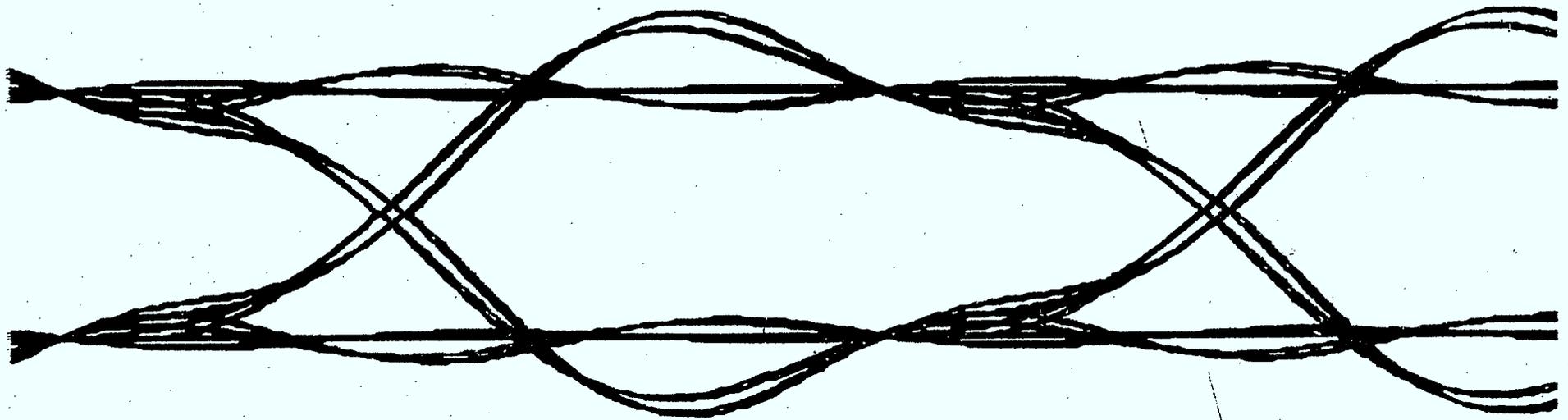


Figure 10 - Diagramme d'oeil du signal reçu - 60 Mb/s

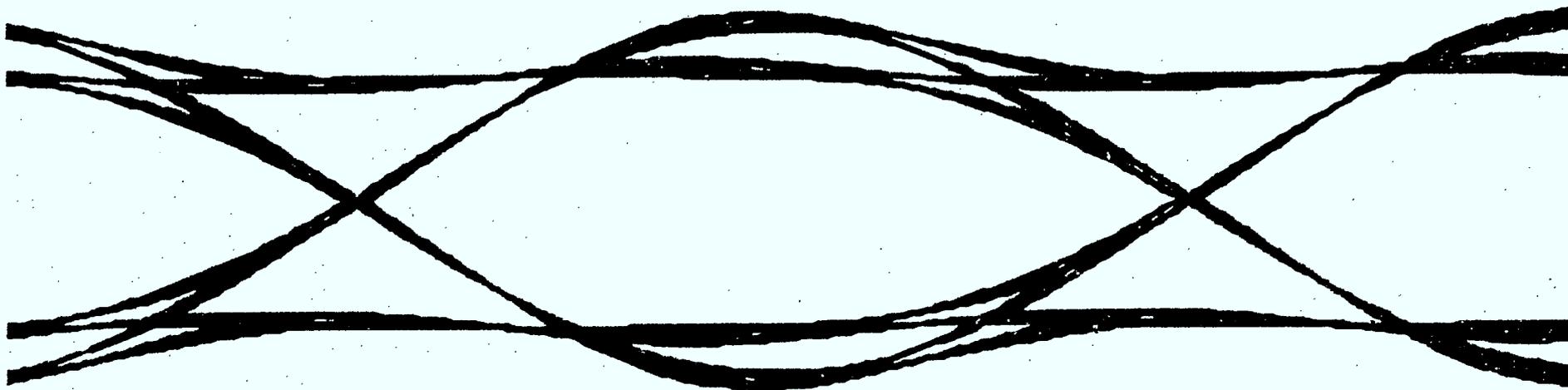


Figure 11 - Diagramme d'oeil du signal reçu - 80 Mb/s

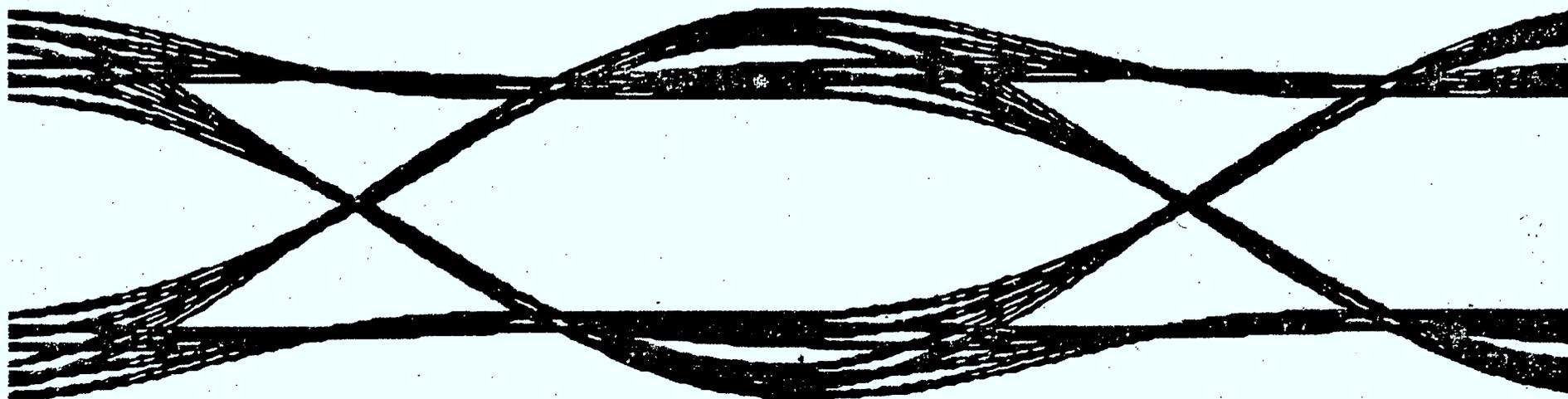


Figure 12 - Diagramme d'oeil du signal reçu - 100 Mb/s

5.6 REFERENCES

- [1] R. Lucky et al, "Principles of Data Communication", McGraw Hill, 1968.
- [2] W. Bennett and H. Davey, "Data Transmission" McGraw Hill, 1965.
- [3] L. Weinberg, "Network Analysis and Synthesis", McGraw Hill Book Co. Inc., 1962.
- [4] N. Blachman, "Noise and Its Effect on Communication" McGraw Hill, 1966.
- [5] A. Papoulis, "Probability, Random Variables and Stochastic Processes", McGraw Hill, 1965.
- [6] S. Golomb et al, "Digital Communications for Space Applications", Prentice Hall Inc., 1964.
- [7] D.L. Hedderly and L. Lundquist, "Computer Simulation of a Digital Communication Link", Conf. Rec. ICC 72, pp. 2-15 to 2-20, June 1972.
- [8] H.C. Chan, et al, "Comparative Evaluation of Digital Modulation Techniques", McMaster Univ. Report CRL-18, April 1974.

CHAPITRE 6

ETUDE D'UN MEDIUM DE TRANSMISSION  
PARTICULIER POUR SYSTEMES DE COMMUNICATION  
NUMERIQUE AUX FREQUENCES MILLIMETRIQUES

## 6.1 INTRODUCTION

Récemment, les dispositifs à semiconducteurs ont entamé la plage des fréquences millimétriques, ouvrant ainsi un vaste domaine au développement et à la réalisation de nouveaux systèmes de communications numériques à très haute fréquence. Parmi les problèmes d'ordre technologique que posent les ondes millimétriques, figure le choix d'un médium de transmission approprié.

Le guide d'ondes rectangulaire et la ligne à microruban (microstrip) sont les structures les plus fréquemment employées dans la réalisation des circuits micro-ondes. Mais lorsque la fréquence dépasse 15 GHz, le coût des circuits à guide croît rapidement à cause des dimensions très réduites de la section du guide (quelques millimètres) et des tolérances sévères qu'il faut maintenir lors de leur fabrication. D'autre part, les lignes à microruban (microstrip), bien que très économiques et faciles à produire en grandes quantités, se révèlent insuffisantes aux fréquences millimétriques. D'abord, les pertes d'absorption et de rayonnement du microruban augmentent sensiblement avec la fréquence.

Ensuite, en raison des dimensions réduites de la structure, la puissance maximum transmissible est très diminuée.

Il s'agit donc d'explorer de nouveaux média de transmission qui réunissent les avantages du guide d'ondes (faibles pertes, champs confinés) et du micro-ruban (faible coût, production en série facile) tout en évitant leurs inconvénients.

Parmi les structures qui ont les qualités requises, la ligne à ailettes (fin line) a attiré l'attention des spécialistes depuis quelques années. Meier [6.1] a présenté cette structure pour la première fois en 1974. Dans son papier il donne des expressions approximatives et empiriques pour la longueur d'onde guidée et l'impédance caractéristique dans des lignes à ailettes dites "bilatérales", "unilatérales" et "centrales". Des sections typiques sont présentées dans la figure 6.1. Dans ces structures, des ailettes métalliques sont déposées sur un substrat diélectrique et insérées dans un guide d'ondes rectangulaire. Les parois du guide ont une épaisseur  $\lambda_s/4$  (où  $\lambda_s$  est la longueur d'onde dans le substrat); par conséquent, un court-circuit apparaît dans le substrat au niveau de la paroi intérieure du guide.

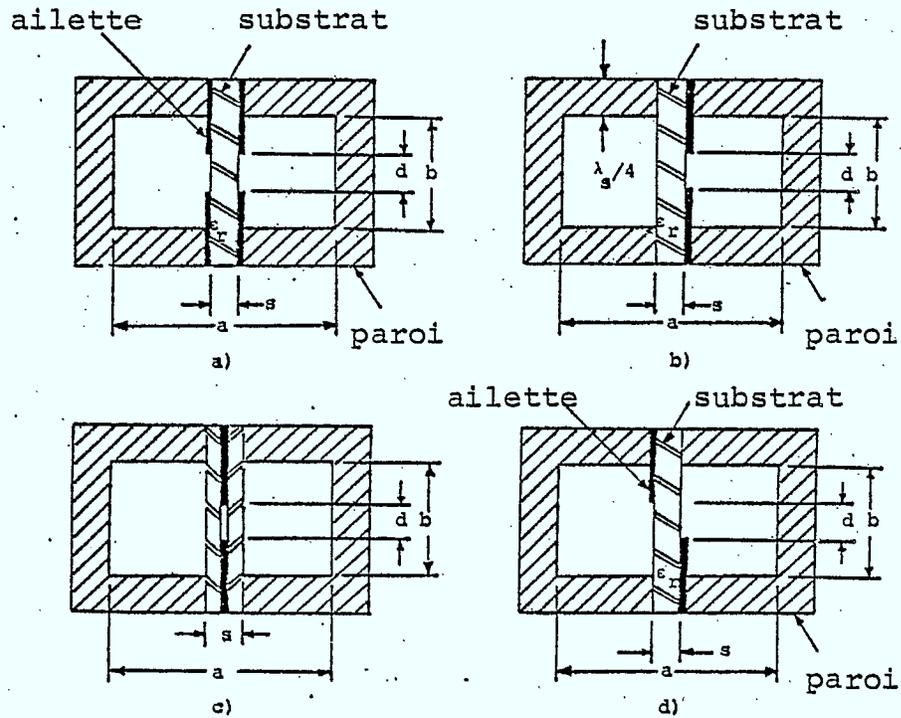


Figure 6.1 Section de plusieurs types de lignes à ailettes (fin lines)

- (a) ailettes bilatérales
- (b) ailettes unilatérales
- (c) ailettes centrales
- (d) ailettes antipodes

Bien que la ligne à ailettes soit essentiellement un guide d'ondes, ses paramètres de propagation sont dominés par la distance  $d$  entre les ailettes et, moins fortement, par la permittivité du substrat. La longueur d'onde et l'impédance caractéristique dépendent donc plutôt de la structure centrale que des dimensions des parois métalliques. Ceci est un facteur important dans la réduction du coût de la ligne: d'une part, les tolérances sur les dimensions du guide deviennent beaucoup moins sévères, d'autre part, la structure centrale (ailettes sur le substrat) peut être fabriquée à frais modestes et avec précision par des méthodes photolithographiques. Mieux encore, les propriétés de la ligne peuvent être modifiées dans le sens longitudinal en faisant varier seulement la distance  $d$  entre les ailettes, comme le montre la figure 6.2, sans que les dimensions des parois ne changent. Il est également facile d'insérer des éléments à semi-conducteurs en série ou en parallèle pourvu que leur alimentation en courant continu est assurée à l'aide de feuilles isolantes entre les ailettes et les parois. Dans la section suivante, nous étudierons en détail les propriétés des lignes à ailettes, et nous dériverons des expressions servant de base à la conception

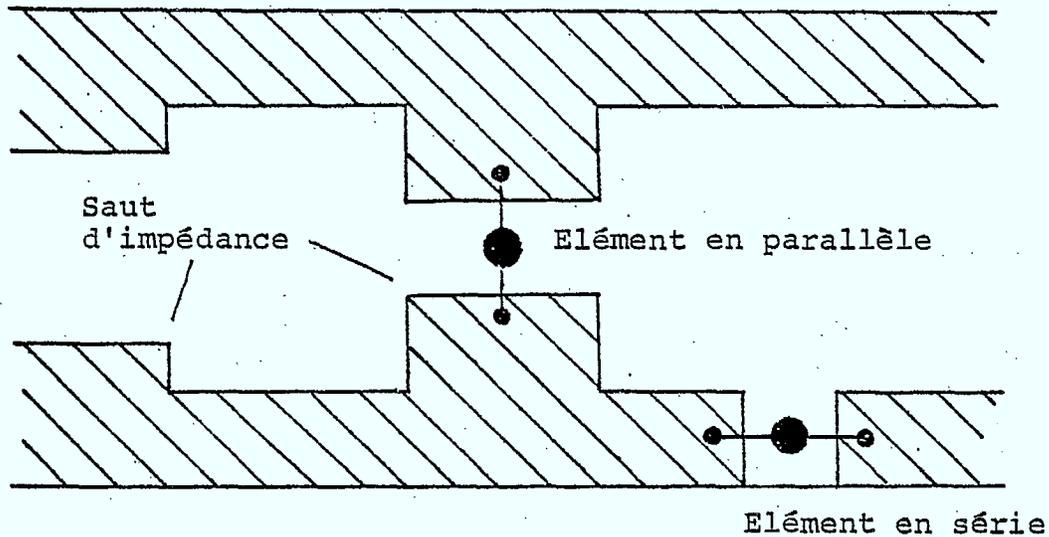


Figure 6.2 Vue longitudinale d'une ligne à ailettes comportant des variations abruptes d'impédance et des éléments actifs implantés

et à l'analyse de circuits. Ensuite, nous étudierons la dispersion de la vitesse de groupe dans les lignes à ailettes et son effet sur le spectre d'un signal à large bande. Cette dernière étude est particulièrement importante si l'on veut construire un système de communication numérique en se servant de telles structures.

## 6.2 EVALUATION DE LA LONGUEUR D'ONDE DANS LES LIGNES A AILETTES

Afin de comprendre l'effet des ailettes sur la propagation dans un guide, on les considère comme une charge capacitive du guide et qui réduit les fréquences de coupure de tous les modes  $TE_{mn}$  à coefficient  $m$  impaire ( $m = 1, 3, 5, 7, \dots$ ), parce que ces modes possèdent un maximum du champ électrique dans le plan central. En particulier, la fréquence de coupure du mode fondamental  $TE_{10}$  est réduite alors que celle du mode suivant,  $TE_{20}$ , est pratiquement inchangée (ce dernier mode possède un noeud du champ électrique dans le plan central). Il en résulte une plage de propagation univoque plus large que dans un guide d'onde rectangulaire de dimensions identiques. Cette propriété favorise l'adoption des lignes à ailettes dans les systèmes à large bande. En plus, comme nous le démontrerons dans la section 6.4, les distorsions linéaires dues à la dispersion sont moins sévères dans la ligne à ailettes que dans le guide d'ondes à section identique. Etant donné que la dispersion cause un élargissement du spectre d'un signal, la ligne à ailettes garantit une transmission plus fidèle que le guide.

### 6.2.1 Méthode empirique d'évaluation de $\lambda_g$

La méthode empirique adoptée par Meier [6.1] consiste à admettre que la longueur d'onde dans une ligne à ailettes se comporte comme celle dans un guide rectangulaire partiellement rempli d'un diélectrique, à savoir:

$$\lambda_g = \lambda [k_{\text{eff}} - (\lambda/\lambda_c)^2]^{-1/2} \quad (6.1)$$

où

- $\lambda$  = longueur d'onde dans le vide
- $\lambda_g$  = longueur d'onde guidée
- $\lambda_c$  = longueur d'onde de coupure
- $k_{\text{eff}}$  = permittivité efficace de la ligne.

Ensuite, Meier admet que la valeur  $\lambda_c$  est celle d'un guide (ridged waveguide) de section équivalente. Cette valeur peut être obtenue en consultant des publications de Cohn [6.2], Hopfer [6.3] et Chen [6.4]. Enfin, il reste à déterminer  $k_{\text{eff}}$  par une mesure, par exemple en mesurant la fréquence de résonance d'une cavité formée par une section de la ligne étudiée.

Cette méthode est évidemment très restreinte et ne se prête pas à l'élaboration d'une théorie de design universelle. Nous avons donc cherché à développer une approche plus élaborée.

6.2.2 Méthode de la résonance transversale

Nous avons adopté cette méthode qui fût d'ailleurs utilisée par Cohn [6.2] et Marcuvitz [6.5] pour évaluer les paramètres des guides (ridged waveguide). Elle consiste à résoudre l'équation transcendente régissant la distribution transversale du champ électrique dans la structure.

A titre d'exemple, nous allons reprendre le cas d'une ligne à ailettes centrales sans diélectrique. (Voir la figure 6.3)

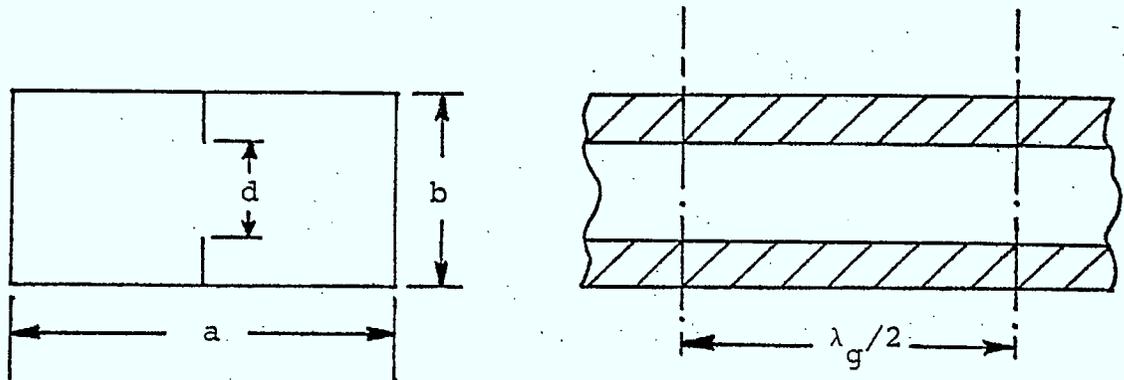


Figure 6.3a Ligne à ailettes centrales sans diélectrique

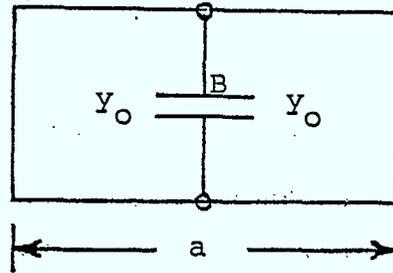


Figure 6.3b Circuit transversal équivalent

Lorsqu'une onde s'y propage en direction longitudinale, sa longueur guidée étant  $\lambda_g$ , le champ électrique du mode fondamental  $TE_{10}$  sera nul aux parois latérales et aussi dans des plans transversaux séparés de  $\lambda_g/2$ . Si nous insérons des parois conductrices dans deux de ces plans voisins, une onde stationnaire s'établit entre elles, et nous avons un résonateur.

Dans ce qui suit, nous considérons que ce résonateur est plutôt un guide d'ondes dont la hauteur est  $b$  et la largeur est  $\lambda_g/2$  (concept transversal), contenant un iris capacitif au centre et étant court-circuité à  $-a/2$  et  $+a/2$  de cette discontinuité. La condition de résonance transversale est alors :

$$\frac{1}{2} \frac{B}{Y_0} - \cot \frac{\pi a}{\lambda_t} = 0 \quad (6.2)$$

Dans cette expression,  $\lambda_t$  est la longueur d'onde transversale et donnée par :

$$\lambda_t = \lambda [1 - (\lambda/\lambda_g)^2]^{-1/2} \quad (6.3)$$

Une expression pour la susceptance normalisée  $B/Y_0$  de la discontinuité se trouve dans le "Waveguide Handbook"[6.5] et s'écrit :

$$\begin{aligned} \frac{B}{Y_0} = \frac{4b}{\lambda_t} \left[ \ln \left( \csc \frac{\pi d}{2b} \right) + \frac{Q \cos^4 \frac{\pi d}{2b}}{1+Q \sin^4 \frac{\pi d}{2b}} + \right. \\ \left. + \frac{1}{16} \left( \frac{b}{\lambda_t} \right)^2 (1-3 \sin^2 \frac{\pi d}{2b})^2 \cos^4 \frac{\pi d}{2b} \right] \quad (6.4) \end{aligned}$$

avec

$$Q = [1 - (\frac{b}{\lambda_t})^2]^{-1/2} - 1 \quad (6.5)$$

En introduisant les expressions (6.4) et (6.5) dans la condition de résonance transversale, on obtient une équation transcendente dont les racines  $b/\lambda$  peuvent être évaluées si l'on fixe le rapport  $b/a$ , et si l'on choisit une valeur arbitraire pour  $\lambda/\lambda_g$ . La première racine correspond au mode fondamental  $TE_{10}$ , alors que les racines d'ordre supérieur correspondent aux modes  $TE_{m0}$  avec  $m = 3, 5, 7, 9, \dots$ . La figure 6.4 montre la

longueur d'onde normalisée  $\lambda/\lambda_g$  en fonction de la racine  $b/\lambda$  pour un rapport  $b/a = 0.5$  et pour différentes largeurs de fente  $d/b$ . La courbe pour  $d/b = 1$  correspond au guide vide (sans ailettes). La longueur d'onde de coupure est obtenue pour  $\lambda/\lambda_g = 0$ , c'est-à-dire pour une longueur d'onde guidée infinie. Ces résultats montrent clairement que la fréquence de coupure du guide est réduite par la présence des ailettes. Par contre, le mode suivant  $TE_{20}$  n'est pas affecté parce qu'il possède un noeud de champ électrique à l'endroit des ailettes. Il en résulte une plus large bande de propagation univoque du mode fondamental.

### 6.2.3 Longueur d'onde guidée dans les lignes à ailettes transversales calculée par la méthode de résonance

La présence du diélectrique dans les lignes à ailettes apporte une complication additionnelle à l'analyse puisqu'il modifie la susceptance de la discontinuité centrale. On peut dire que le diélectrique augmente la capacité du côté couvert des ailettes d'un facteur dont la valeur se situe entre 1 et  $\epsilon_r$ , selon l'épaisseur  $s$  du diélectrique. Il est convenable de normaliser ce facteur "de correction" afin de le rendre indépendant de la constante diélectrique:

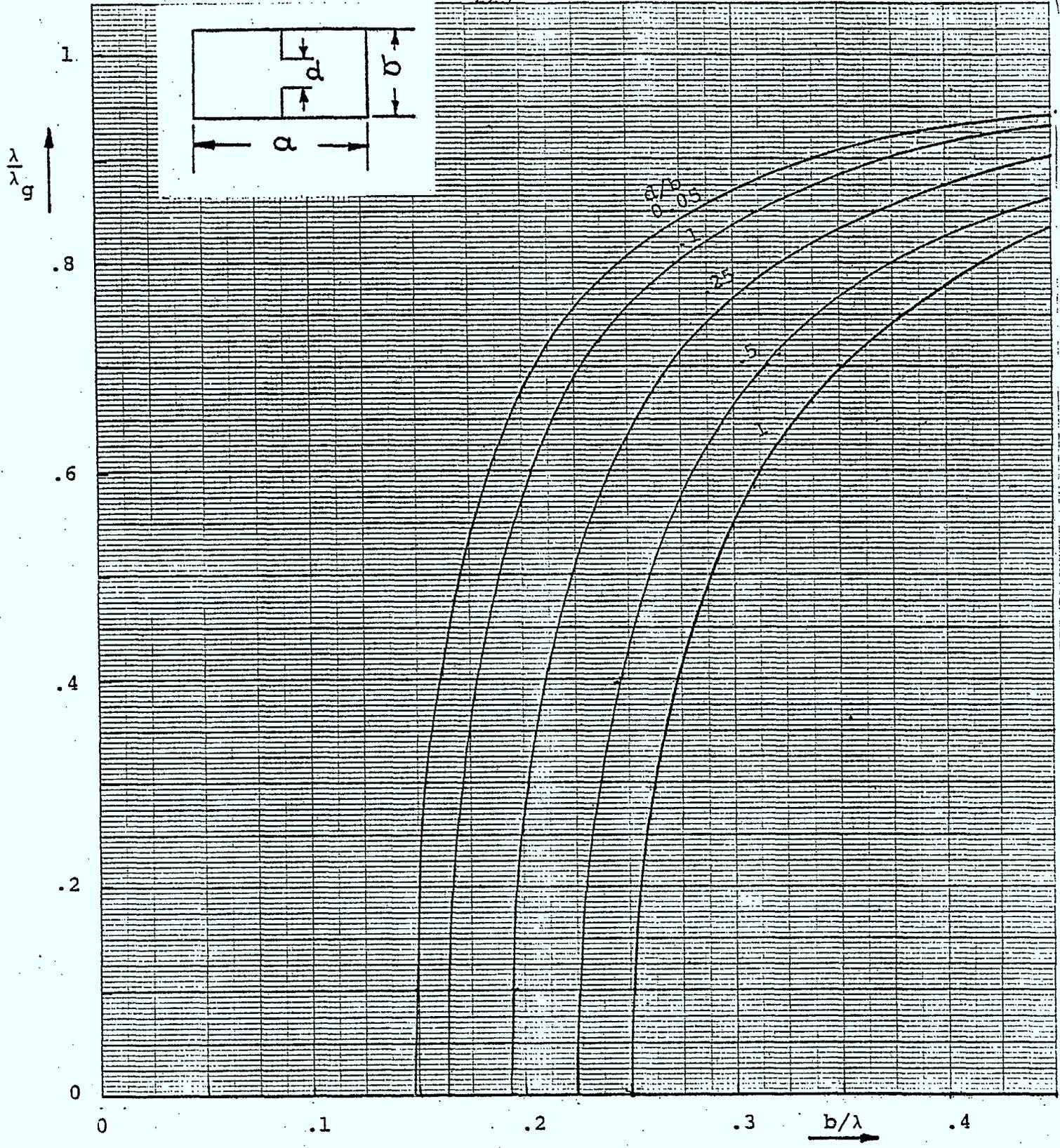


Figure 6.4 Longueur d'onde dans un guide rectangulaire à ailettes minces centrées.  $b/a = 0.5$

$$F = \frac{\text{Susceptance des ailettes pour épaisseur finie du diélectrique}}{\text{Susceptance des ailettes pour épaisseur infinie du diélectrique}}$$

Ce facteur peut être évalué numériquement par la méthode de Cohn [6.6]. La figure 6.5 montre une fonction G de laquelle on dérive le facteur F défini ci-dessus. L'expression reliant F et G est donnée ci-dessous.

La longueur d'onde dans les lignes à ailettes se détermine maintenant en cherchant la première racine de la condition de résonance transversale des structures contenant le diélectrique. Afin de faciliter l'écriture de ces conditions, nous employerons les abbréviations suivantes:

$$d/b = t ; s/b = w ; b/a = z ; \lambda/\lambda_g = p$$

$$b/\lambda = x ; \left| \epsilon_r - p^2 \right|^{1/2} = u ; \left| 1 - p^2 \right|^{1/2} = v$$

$$\lambda_{to} = x/v ; \lambda_{tl} = x/u ; b/\lambda_{to} = vx$$

$$b/\lambda_{tl} = ux$$

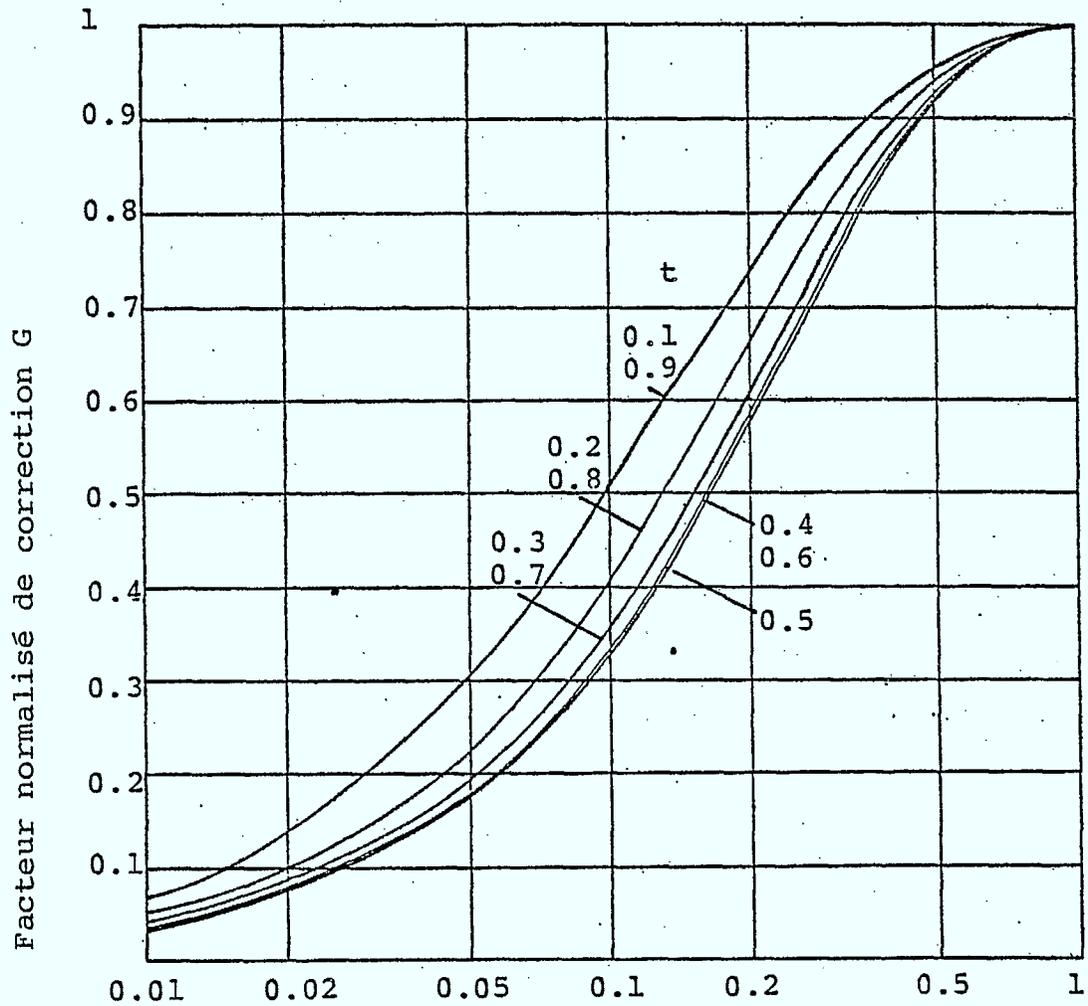
où

$\lambda$  = longueur d'onde dans le vide

$\lambda_g$  = longueur d'onde guidée dans la ligne à ailettes

$\lambda_{to}$  = longueur d'onde guidée transversale dans la section air

$\lambda_{tl}$  = longueur d'onde guidée transversale dans la section diélectrique



$w$ (pour lignes à ailettes bilatérales et centrales)  
 $2w$ (pour lignes à ailettes unilatérales)

Figure 6.5 Facteur de correction normalisé  $G$  en fonction de  $w$ , servant à l'évaluation de la longueur d'onde dans les lignes à ailettes. Le paramètre est la distance normalisée  $t$  entre les ailettes.

Etant donnée la présence du diélectrique, la longueur d'onde guidée sera plus courte que la longueur d'onde dans le vide aux fréquences élevées. La partie non-remplie de la ligne à ailettes fonctionne donc dans le régime de coupure pour  $\lambda/\lambda_g > 1$  ( $p > 1$ ), et la constante de propagation transversale dans cette partie devient imaginaire. Par conséquent, les conditions de résonance transversale seront écrites différemment pour  $p < 1$  et  $p > 1$ . Dans les conditions de résonance qui suivent, les expressions suivantes s'appliquent

pour  $p < 1$ :

$$F = (v/u)^2 + G [1 - (v/u)^2] \quad (6.6)$$

où G est donné par la figure 6.5

$$\frac{B_o}{Y_o} \frac{1}{vx} = 2 [\ln(\csc \pi t/2) + \frac{Q \cos^4 \pi t/2}{1+Q \sin^4 \pi t/2} + \frac{1}{16} (vx)^2 (1-3 \sin^2 \pi t/2)^2 \cos^4 \pi t/2] \quad (6.7)$$

avec  $Q = [1 - (vx)^2]^{-1/2} - 1 \quad (6.8)$

pour  $p > 1$ :

$$F = -(v/u)^2 + G [1 + (v/u)^2] \quad (6.9)$$

où G est donné par la figure 6.5

$$\frac{B_0}{Y_0} \frac{1}{v_x} = 2 \left[ \ln(\csc \pi t/2) + \frac{Q \cos^4 \pi t/2}{1+Q \sin^4 \pi t/2} - \frac{1}{16} (v_x)^2 (1-3 \sin^2 \pi t/2)^2 \cos^4 \pi t/2 \right] \quad (6.10)$$

avec  $Q = [1 + (v_x)^2]^{-1/2} - 1$  (6.11)

Pour toutes les valeurs de p, l'expression pour

$\frac{B_1}{Y_1} \frac{1}{u_x}$  est obtenue en remplaçant vx par ux dans les expressions (6.7) et (6.8).

6.2.3.1 Conditions de résonance transversale dans les lignes à ailettes unilatérales

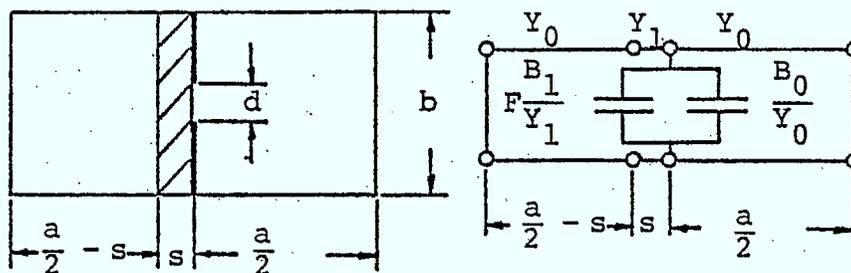


Figure 6.6 Section et réseau transversal équivalent d'une ligne à ailettes unilatérales

p < 1:

$$\begin{aligned}
 & -(u/v) \cot \{2\pi w u x + \tan^{-1} [(u/v) \tan 2\pi v x (\frac{1}{2z} - w)]\} \\
 & + F \left[ \frac{B_1}{Y_1} \frac{1}{u x} \right] \left(\frac{u}{v}\right)^2 v x + \left[ \frac{B_0}{Y_0} \frac{1}{v x} \right] v x - \cot \frac{\pi v x}{z} = 0 \quad (6.12)
 \end{aligned}$$

p > 1:

$$\begin{aligned}
 & -(u/v) \cot \{2\pi w u x + \tan^{-1} [(u/v) \tanh 2\pi v x (\frac{1}{2z} - w)]\} \\
 & + F \left[ \frac{B_1}{Y_1} \frac{1}{u x} \right] \left(\frac{u}{v}\right)^2 v x - \left[ \frac{B_0}{Y_0} \frac{1}{v x} \right] v x - \coth \frac{\pi v x}{z} = 0 \quad (6.13)
 \end{aligned}$$

6.2.3.2 Conditions de résonance transversale dans les lignes à ailettes centrales

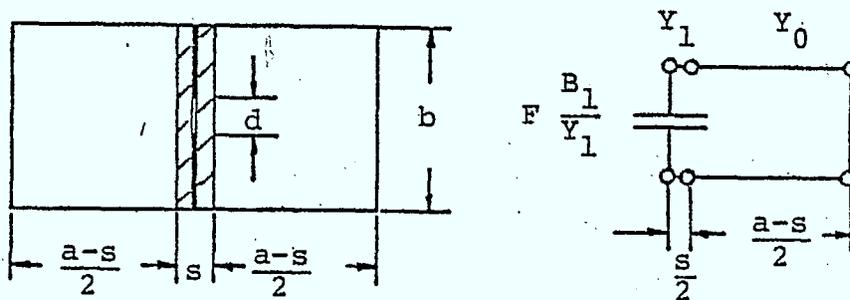


Figure 6.7 Section et réseau transversal équivalent d'une ligne à ailettes centrales.

p < 1:

$$\begin{aligned}
 &-(u/v) \cot \left\{ \pi w u x + \tan^{-1} \left[ (u/v) \tan \pi v x \left( \frac{1}{z} - w \right) \right] \right\} \\
 &+ F \left[ \frac{B_1}{Y_1} \frac{1}{u x} \right] \left( \frac{u}{v} \right)^2 v x = 0 \quad (6.14)
 \end{aligned}$$

p > 1:

$$\begin{aligned}
 &-(u/v) \cot \left\{ \pi w u x + \tan^{-1} \left[ (u/v) \tanh \pi v x \left( \frac{1}{z} - w \right) \right] \right\} \\
 &+ F \left[ \frac{B_1}{Y_1} \frac{1}{u x} \right] \left( \frac{u}{v} \right)^2 v x = 0 \quad (6.15)
 \end{aligned}$$

6.2.3.3 Conditions de résonance transversale dans les lignes à ailettes bilatérales

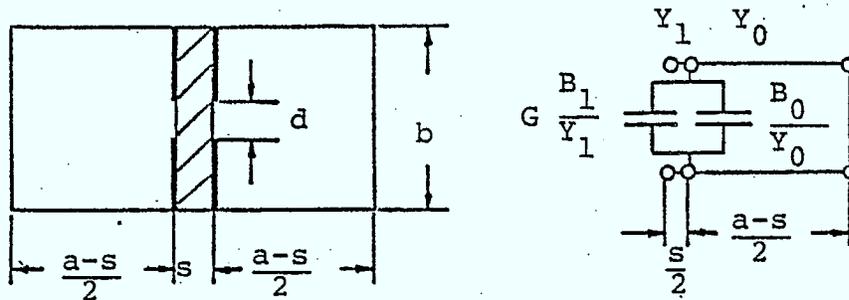


Figure 6.8 Section et réseau transversal équivalent d'une ligne à ailettes bilatérales

p < 1:

$$\begin{aligned}
 &(u/v) \tan \pi w u x + G \left[ \frac{B_1}{Y_1} \frac{1}{u x} \right] \left( \frac{u}{v} \right)^2 v x \\
 &+ \left[ \frac{B_0}{Y_0} \frac{1}{v x} \right] v x - \cot \pi v x \left( \frac{1}{z} - w \right) = 0 \quad (6.16)
 \end{aligned}$$

p > 1:

$$(u/v) \tan \pi w u x + G \left[ \frac{B_1}{Y_1} \frac{1}{u x} \right] \left( \frac{u}{v} \right)^2 v x - \left[ \frac{B_0}{Y_0} \frac{1}{v x} \right] v x - \coth \pi v x \left( \frac{1}{z} - w \right) = 0 \quad (6.17)$$

G est donné par la figure 6.5.

#### 6.2.3.4 Résultats

A titre d'exemple, les conditions de résonance précédentes ont été résolues pour les paramètres suivants:

$$z = b/a = 0.5 ; \quad t = d/b = 0.13 ; \quad w = s/b = 0.072 ; \\ \epsilon_r = 2.22$$

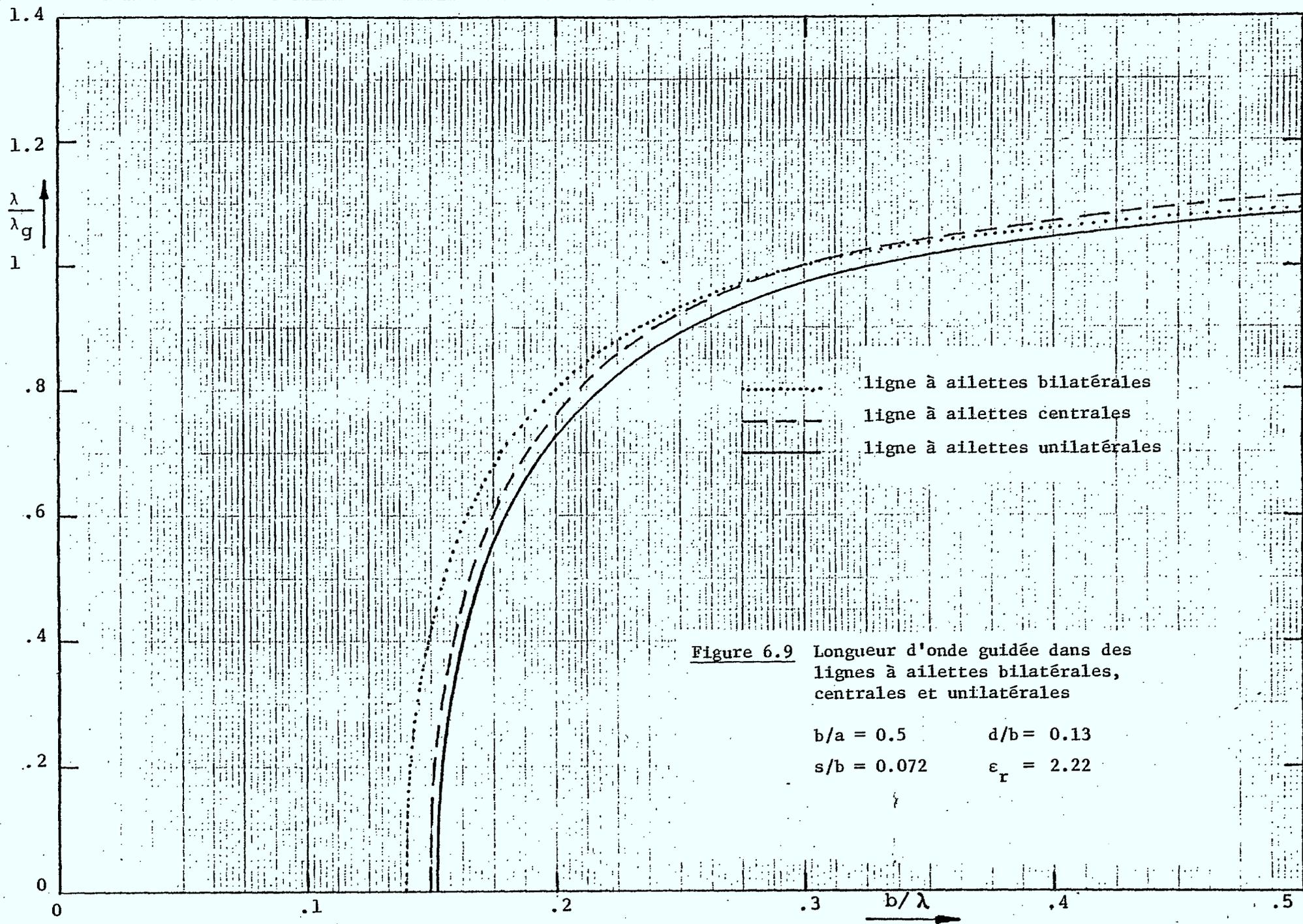
Le facteur de correction G est d'abord obtenu dans le diagramme figure 6.5 pour t et w donnés ci-dessus. On obtient

- pour la ligne à ailettes unilatérales:  $G = 0.58$

- pour les lignes à ailettes bilatérales et centrales:

$$G = 0.37$$

La figure 6.9 montre les solutions des conditions de résonance.  $p = \lambda/\lambda_g$  est représenté en fonction de



$b/\lambda$ . On voit qu'aux environs de  $b/\lambda = 0.3$ ,  $\lambda$  devient plus grand que la longueur d'onde guidée. La coupure est donnée, comme dans le cas de la ligne à ailettes sans diélectrique, par la valeur  $b/\lambda$  pour  $\lambda/\lambda_g = 0$ .

#### 6.2.4 Longueur d'onde guidée dans les lignes à ailettes, calculée par la méthode TLM

Des méthodes alternatives d'analyse des lignes à ailettes ont été proposées par Hofmann [6.7] et par Saad et Begemann [6.8]. La méthode de Hofmann est fondée sur une solution numérique des équations de Maxwell dans la structure, et le programme n'est pas disponible. La méthode de Saad et Begemann est approximative et est limitée à des épaisseurs du diélectrique très faibles. Notre méthode de la résonance transversale donne des résultats très proches de ceux obtenus par Hofmann [6.7] et concorde aussi avec des mesures faites par Meier [6.1], comme le montre la figure 6.10. Mais toutes les méthodes précitées ne permettent pas d'évaluer les paramètres des discontinuités dans la direction longitudinale, comme par exemple des sauts d'impédance causés par un changement abrupt de la distance entre les ailettes. Pourtant, lorsqu'on veut concevoir des circuits, la connaissance des paramètres de discontinuités est indispensable.

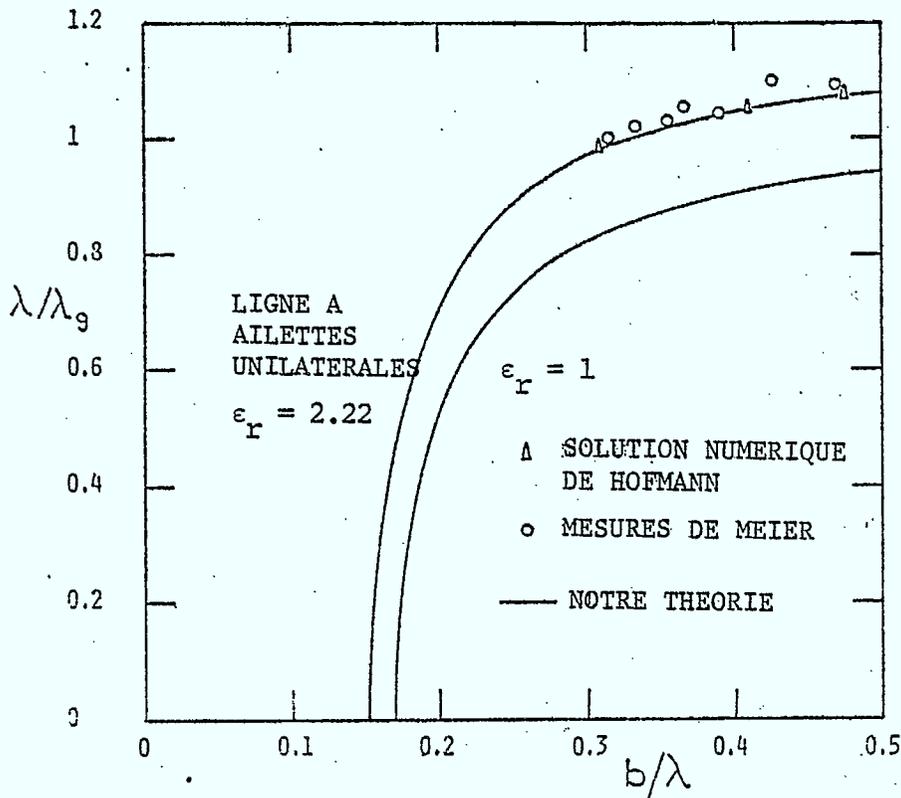


Figure 6.10 Comparaison des résultats obtenus par la méthode de résonance transversale, la méthode de Hofmann [6.7] et des mesures de Meier [6.1], pour une ligne à ailettes unilatérales.  $b/a = 0.5$  ,  $d/b = 0.13$  ,  $s/b = 0.072$  ;  $\epsilon_r = 2.22$  et  $\epsilon_r = 1$

C'est pour combler cette lacune, et aussi pour vérifier les méthodes précitées de prédiction de la longueur d'onde guidée, que nous avons appliqué la méthode TLM (Transmission Line Matrix) au problème des lignes à ailettes.

#### 6.2.4.1 Le principe de la méthode TLM

La méthode TLM (Transmission Line Matrix) fût conçue par Akhtarzad et Johns [6.11] et appliquée par eux à l'analyse de structures résonnantes. A cette fin, la propagation des champs dans ces structures est simulée par la propagation et la répartition d'impulsions dans un réseau tridimensionnel de lignes de transmission. Ce réseau est caractérisé par la constante du réseau  $\Delta l$  (distance entre deux noeuds voisins). Les limites telles que les parois magnétiques et électriques, et aussi des surfaces de diélectrique, peuvent être simulées en introduisant des court-circuits et des réactances à des endroits appropriés.

On excite ensuite ce réseau par des impulsions et simule leur propagation et répartition sur un ordinateur. On obtient ainsi la réponse impulsionnelle de la structure que l'on peut recueillir à des points stratégiques. Une transformation de Fourier en déduit la réponse spectrale de la structure, c'est-à-dire on obtient ses fréquences de résonances propres.

#### 6.2.4.2 Le programme d'ordinateur pour la méthode TLM

Le programme original développé par Akhtarzad et Johns [6.11] fût perfectionné par Ros [6.10] afin de réduire le temps de calcul requis par un facteur 5 et la mémoire requise par un facteur 2. Néanmoins, le calcul des fréquences de résonance d'une cavité comportant des ailettes demande une mémoire considérable. Surtout si le diélectrique est mince et la distance entre les ailettes est faible, la constante  $\Delta l$  doit être faible, car il faut au moins trois noeuds dans la dimension la plus petite pour obtenir des résultats d'une justesse suffisante.

Un programme type pour une cavité de 20 x 10 x 4 mm, basé sur  $\Delta l = 0.4$  mm, requiert une mémoire de presque 1 M-octets, et un ordinateur du type IBM - 360 effectue les 1000 itérations requises dans 240 minutes. Ces exigences représentent l'inconvénient majeur de la méthode TLM, mais d'autre part, on peut traiter des problèmes d'une géométrie très compliqué, y compris des discontinuités.

### 6.2.4.3 Résultats

Nous avons calculé la capacité équivalente d'un saut d'impédance dans une ligne à ailettes unilatérales par la méthode TLM. La figure 6.11 définit les paramètres géométriques de la structure.

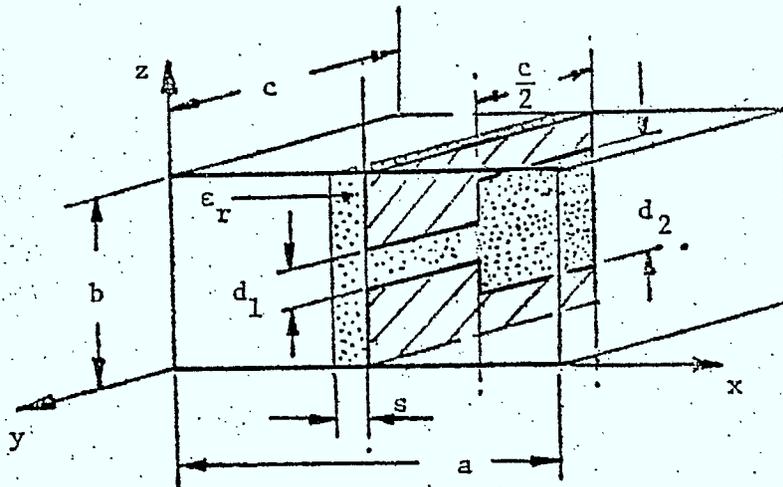


Figure 6.11 Cavité rectangulaire contenant une ligne à ailettes unilatérales avec un saut d'impédance au centre

Les dimensions de la structure étaient les suivantes:

$$\begin{aligned} a &= 20 \text{ mm} \\ b &= 10.4 \text{ mm} \\ c &= 6.4 \text{ mm} \\ \epsilon_r &= 1 \end{aligned} \quad \begin{aligned} d_1 &= 1.6 \text{ mm} \\ d_2 &= 1.6 \text{ mm} \end{aligned}$$

La résonance fût calculée pour trois valeurs différentes de  $d_2$ :

$$d_2 = 3.2 \text{ mm} ; 4 \text{ mm et } 5.6 \text{ mm.}$$

Voici les fréquences de résonance obtenues:

Mode	Fréquences de résonance (GHz)			
	Obtenues par la méthode TLM			Par extrapolation
	$d_2=3.2 \text{ mm}$	$d_2=4 \text{ mm}$	$d_2=5.6 \text{ mm}$	$d_2=d_1$
TE <sub>101</sub>	22.82	22.56	21.99	23.40
TE <sub>102</sub>	45.91	46.13	46.82	45.70

La figure 6.12 montre la valeur de la susceptance normalisée de la discontinuité qui se comporte comme une capacité shunt placée à l'endroit du saut d'impédance.

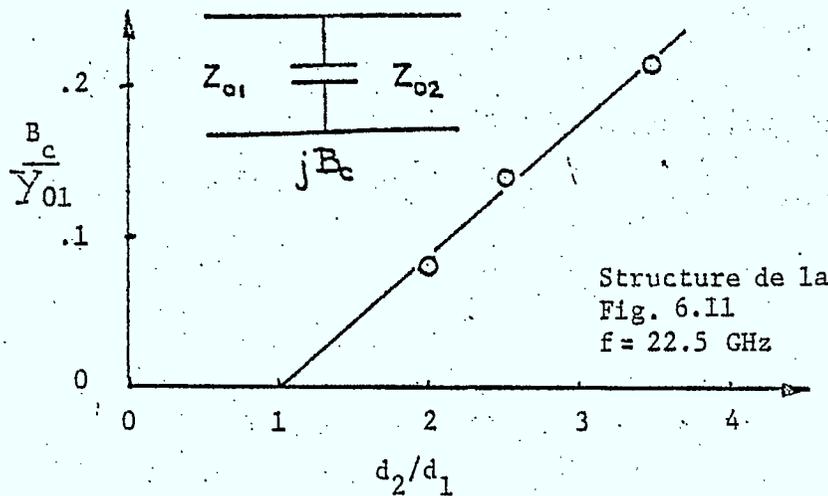


Figure 6.12 Susceptance parasite équivalente d'un saut d'impédance dans une ligne à ailettes unilatérales, calculée par la méthode TLM

D'autres discontinuités peuvent être évaluées de la même façon, et il est possible de préparer ainsi un "catalogue" des paramètres de discontinuités dans les lignes à ailettes, qui serait extrêmement utile aux ingénieurs désireux de concevoir et de construire des circuits dans cette technique.

La section suivante démontre que la ligne à ailettes est particulièrement adaptée à la construction de circuits à faibles distorsions linéaires.

### 6.3 ETUDE COMPAREE DES DISTORTIONS LINEAIRES DANS LA BANDE $K_A$ (26.5 GHz - 40 GHz) DANS UN GUIDE D'ONDES ET DANS UNE LIGNE A AILETTES

#### 6.3.1 Introduction

La vitesse de phase se définit comme la vitesse d'un point possédant une phase constante dans un train d'onde.

On représente la vitesse de phase par l'équation:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\lambda}{\lambda} c \quad (6.18)$$

Dans un guide d'ondes, la vitesse de phase n'est pas constante, mais dépend de la fréquence. Cette variation de la vitesse de phase avec la fréquence cause la

dispersion du signal lors de sa propagation dans le guide d'ondes.

Un diagramme de  $\omega$  en fonction de  $\beta$  donne d'intéressantes informations concernant la propagation du signal dans le guide: la vitesse de phase, la vitesse de groupe

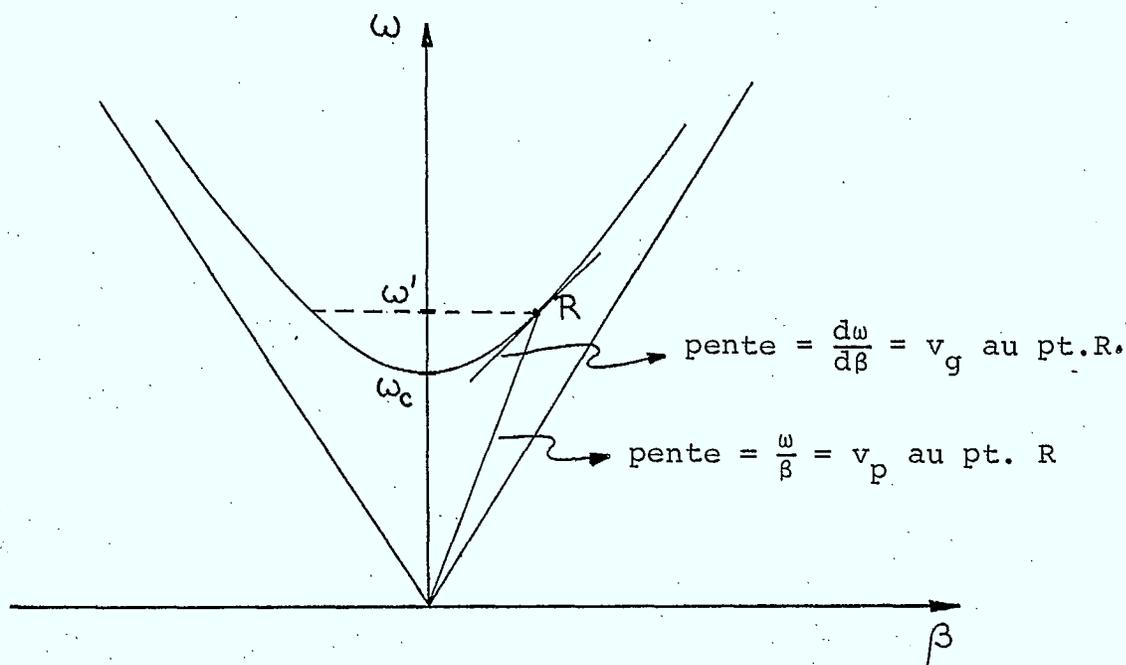


Figure 6.13 Diagramme de dispersion dans un guide d'ondes

et la largeur de bande souhaitable pour le signal.

La vitesse de groupe est la vitesse à laquelle un signal constitué par une étroite bande de fréquences se propage:

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} = \frac{\lambda}{\lambda_g} c \quad (6.19)$$

La figure 6.13 montre que pour  $\omega \geq \omega'$ ,  $\beta$  est une fonction linéaire de la fréquence. La linéarité de la courbe assure une vitesse de phase à peu près uniforme et une vitesse de groupe unique pour toutes les fréquences  $\omega \geq \omega'$ . Par conséquent, un signal dont toutes les composantes de fréquences sont supérieures à  $\omega'$  ne sera pas distordu après avoir parcouru une certaine longueur de guide.

La courbe de dispersion est fortement nonlinéaire entre  $\omega_c$  et  $\omega'$ . La dispersion des vitesses de phase  $y$  est considérable. De plus, la vitesse de groupe d'un signal ayant une bande de fréquences,  $\Delta\omega$ , dans les limites  $\omega_c \leq \Delta\omega \leq \omega'$ , ne correspond plus à une vitesse de groupe unique pour toutes les parties du spectre du signal. Dans un tel cas, l'onde apparaissant à la sortie du guide est grandement déformée.

En somme, les fréquences juste au-dessus de la fréquence de coupure,  $\omega_c$ , sont soumises à une grande dispersion. Elles se propagent lentement dans le guide. Les hautes fréquences subissent peu de disper-

persion et voyagent pratiquement à la vitesse de la lumière.

Par conséquent, pour une bande de fréquence donnée, la variation de la vitesse de phase (nonlinéarité de la courbe  $\omega$  versus  $\beta$ ) provoque la dispersion du spectre des fréquences et entraîne la déformation de l'enveloppe du signal après propagation dans le guide. Dans la section suivante, nous comparerons les dispersions dans un guide d'ondes rectangulaire (WG-28) et dans une ligne à ailettes unilatérales. A titre d'exemple, nous étudierons la déformation que subit une pulsation en parcourant les deux structures.

#### 6.3.2 Déformation d'une pulsation dans un guide d'ondes due au phénomène de dispersion

Une étude publiée par Robert S. Elliott [6.12] donne une expression permettant d'obtenir la déformation de l'enveloppe d'une onde pulsatrice à la sortie du guide. Cette équation a comme variables la constante de propagation  $\beta$ , la longueur  $L$  du guide ainsi que la durée  $T$  de l'enveloppe rectangulaire du train d'onde à l'entrée du guide.

La forme de l'enveloppe de cette pulsation est élargie par la distorsion linéaire dans le guide et est d'autant plus déformée que le guide est long et que l'impulsion est de courte durée.

La déformation de l'enveloppe peut être obtenue en déphasant chaque composante de la transformée de Fourier à fréquence angulaire  $\omega'$  d'un montant  $\beta L$ . Après transformation inverse, la fonction de l'enveloppe est obtenue sous la forme suivante:

$$F(t) = \frac{1}{2} \left[ \left\{ \operatorname{erf} \left[ \frac{x+1}{\alpha} \right] - \operatorname{erf} \left[ \frac{x-1}{\alpha} \right] \right\}^2 + \left\{ c \left[ \left( \frac{x+1}{\alpha} \right)^2 \right] - s \left[ \left( \frac{x+1}{\alpha} \right)^2 \right] - c \left[ \left( \frac{x-1}{\alpha} \right)^2 \right] + s \left[ \left( \frac{x-1}{\alpha} \right)^2 \right] \right\}^2 \right]^{1/2} \quad (6.20)$$

$$\text{où } x = \frac{2t}{T}, \quad \alpha = \frac{4}{T} \sqrt{BL}, \quad B = \frac{1}{2} \frac{\omega^2 c}{v^4 \beta_0^3}, \quad v = (\mu \epsilon)^{-1/2},$$

$$\operatorname{erf} [z] = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-u^2} du, \quad C [z] = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^{\sqrt{z}} \cos u^2 du,$$

$$S [z] = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^{\sqrt{z}} \sin u^2 du.$$

$\operatorname{erf}(z)$  est la fonction d'erreur alors que  $C[z]$  et  $S[z]$  sont des intégrales de Fresnel.

Dans l'expression pour  $F(t)$  (equation 6.20) il est admis que la fonction  $\beta$  (constante de propagation) est une fonction quadratique de la fréquence à l'intérieur de la gamme de fréquences qui nous intéresse.

$$\beta(\omega') = \beta_0 + A [\omega' - \omega_0] - B [\omega' - \omega_0]^2 \text{ où } A = \frac{\omega_0}{v^2 \beta_0} \text{ et}$$

$$B = \frac{1}{2} \frac{\omega_c^2}{v^4 \beta_0^3} .$$
 Nous appliquerons maintenant les résultats de Elliott [6.12] à la propagation d'une pul-

sation dans les structures présentées figure 6.14.

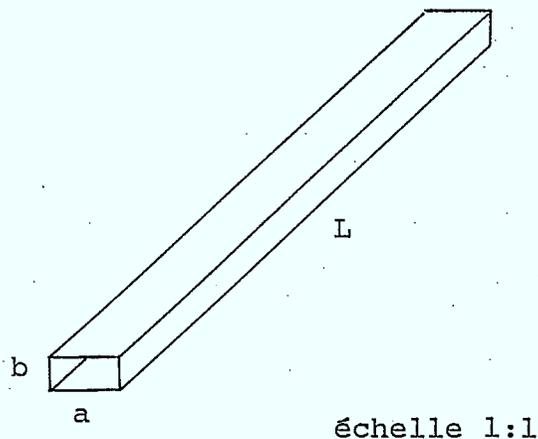


Figure 6.14a Section droite d'un guide rectangulaire WG-28 (a=7.112 mm; b=3.556 mm; L=10 cm)

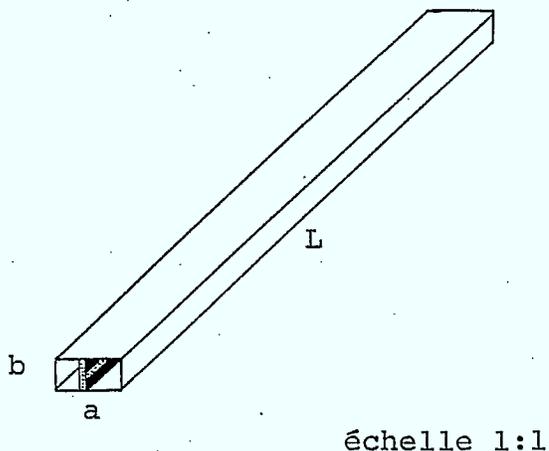


Figure 6.14b Section droite d'une ligne à ailettes du type unilatéral ayant les mêmes dimensions que le guide WG-28. ( $\epsilon_r=2.22$  ,  $d/b=28.$  ,  $s/b=0.072$ )

Nous admettons à l'entrée des deux guides une pulsation à enveloppe rectangulaire d'une fréquence  $f = 27$  GHz et d'une durée  $T = 0.6$  ns. (Voir figure 6.15a). En utilisant les résultats de Elliott [6.12] l'enveloppe de la même pulsation aura la forme présentée figure 6.15b après avoir parcouru la longueur  $L$  dans le guide WG-28. Dans le cas de la ligne à ailettes, on détermine la longueur d'onde,  $\lambda_g$ , à l'aide de la formule approximative (section 6.2 du présent rapport):

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}} - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (6.21)$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = 1.27$$

$$\lambda_c = 20.56 \text{ mm}$$

Nous obtenons ces valeurs de  $\epsilon_{\text{eff}}$  et  $\lambda_c$  en approximant  $p = \lambda/\lambda_g$  pour lignes à ailettes par la fonction

$$p = \frac{\lambda}{\lambda_g} = \sqrt{\epsilon_{\text{eff}} - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2} \quad (6.22)$$

autour de la valeur

$$x = \frac{b}{\lambda} = 0.32.$$

La figure 6.15c représente l'enveloppe de la pulsation rectangulaire à la sortie de la ligne à ailettes, obtenue en utilisant la formule de Elliott pour  $F(t)$  (equation 6.20).

L'inspection des figures 6.15b et c révèle clairement que la déformation d'une onde se propageant dans un guide rectangulaire est plus sévère que celle d'une onde similaire se propageant dans une ligne à ailettes de même dimensions.

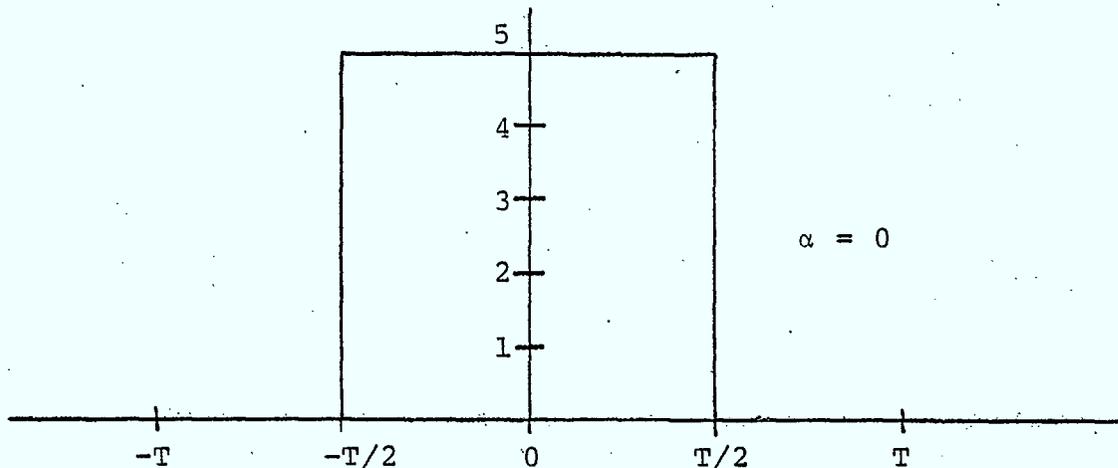


Figure 6.15a Enveloppe de pulsation de durée  $T$  à l'entrée des guides. Fréquence  $f = 27$  GHz.

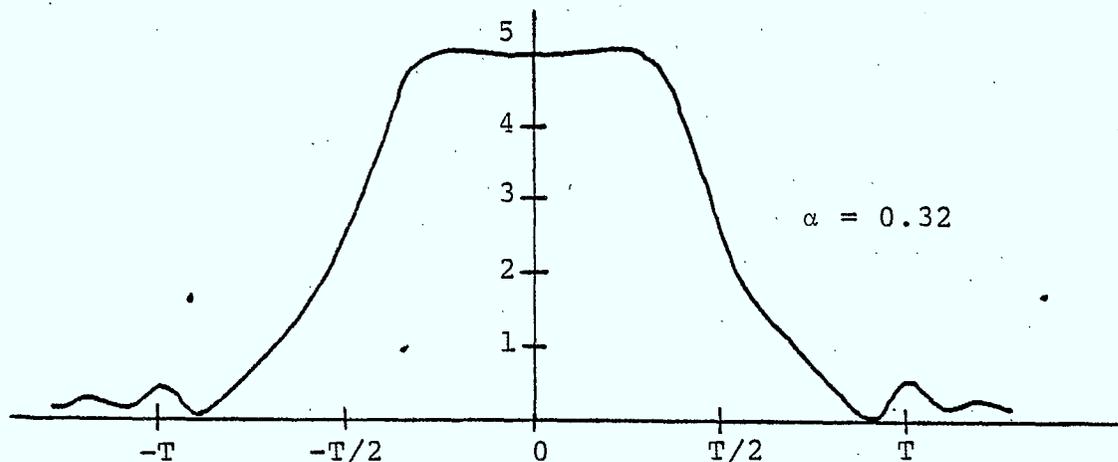


Figure 6.15b Enveloppe de la pulsation après propagation dans un guide d'ondes rectangulaire WG-28, longueur  $L = 10$  cm.

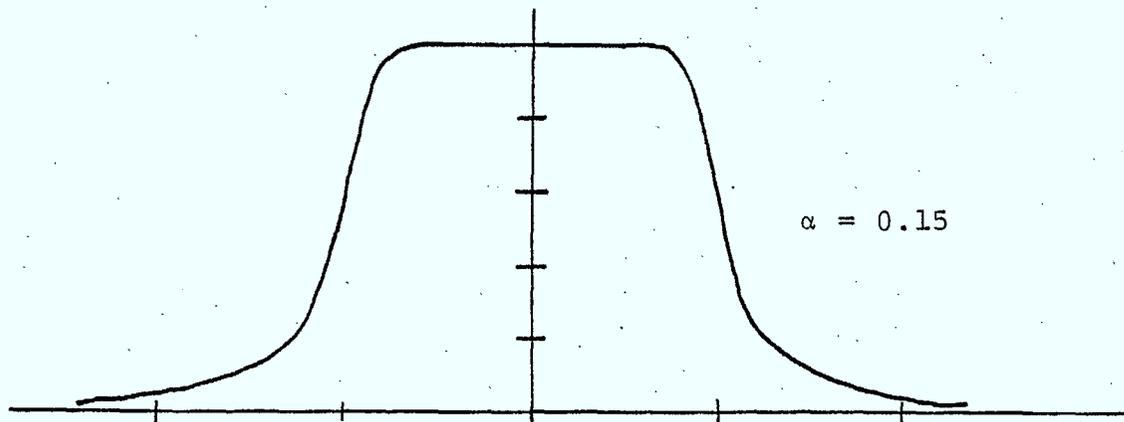


Figure 6.15c Enveloppe de la pulsation après propagation dans une ligne à ailettes unilatérales de mêmes dimensions  $a$  et  $b$  que le guide WG-28, longueur  $L = 10$  cm.

L'utilisation d'une ligne à ailettes pour la propagation des ondes comporte également un autre avantage. La présence de la structure plane au centre de la ligne à ailettes, a pour effet d'augmenter la bande de fréquences utilisables pour le mode dominant,  $TE_{10}$ .

Le guide rectangulaire possède une fréquence de coupure de 21.09 GHz alors que celle de la ligne à ailettes est de 12.84 GHz. Cela représente un gain appréciable de fréquences disponibles.

#### 6.4 CONCLUSION

Une méthode originale d'analyse des lignes à ailettes a été développée et décrite dans le présent chapitre 6. Elle est fondée sur la technique de la résonance transversale et donne des résultats qui sont en excellent accord avec des mesures faites par Meier [6.1] et des valeurs publiées par Hofmann [6.7].

Les résultats obtenus permettent d'affirmer que

- i) les lignes à ailettes possèdent une plage de propagation univoque du mode fondamental plus large que les guides d'ondes rectangulaires de même dimensions,

- ii) les distorsions linéaires sont également plus faibles dans les lignes à ailettes que dans les guides rectangulaires commensurables,
- iii) le coût de fabrication des lignes à ailettes est plus bas que celui des guides parce qu'elles peuvent être produites par des méthodes photolithographiques.

Par conséquent, les lignes à ailettes représentent un médium de transmission particulièrement adapté à la fabrication économique de circuits pour fréquences millimétriques étant donné qu'elles permettent la transmission fidèle de signaux à large bande.

Des recherches ultérieures sont nécessaires afin de pouvoir analyser des discontinuités dans ces lignes. La méthode TLM est un instrument particulièrement puissant permettant de traiter des structures de cette complexité.

6.5 REFERENCES

- [6.1] P.J. Meier  
"Integrated Fin Line Millimeter Components",  
IEEE-Trans. on Microwave Theory and Techni-  
ques, Vol. MTT-22, No. 12, Dec. 1974, pp.  
1209-16.
- [6.2] S.B. Cohn  
"Properties of Ridge Wave Guide", Proc. of  
the I.R.E., Vol. 35, No. 8, August 1947,  
pp. 783-788.
- [6.3] S. Hopper  
"The Design of Ridged Waveguides", IRE-Trans.  
Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-3,  
pp. 20-29, Oct. 1955.
- [6.4] T.-S. Chen  
"Calculation of the Parameters of Ridge Wave-  
guides", IRE-Trans.-Microwave Theory and  
Techniques, Vol. MTT-5, pp. 12-17, Jan. 1957.
- [6.5] N. Marcuvitz  
"Waveguide Handbook", MIT Radiation Labora-  
tory Series, No. 10, Boston Technical Publi-  
shers, Inc., 1964, p. 218.
- [6.6] S.B. Cohn  
"Slot Line on a Dielectric Substrate", IEEE-  
Transactions on Microwave Theory and Techni-  
ques, Vol. MTT-17, No. 10, Oct. 1969, pp.  
768-778.
- [6.7] H. Hofmann  
"Dispersion of Planar Waveguides for Millime-  
ter-Wave Applications", Archiv. F. Elektron.  
u. Ubertrag.-Techn., Vol. 31, No. 1, Jan.  
1977, pp. 40-44.
- [6.8] A.M.K. Saad, G. Begemann  
"Electrical Performance of Fin Lines of  
Various Configurations", Microwaves, Optics  
and Acoustics, Vol. 1, No. 2, Jan. 1977,  
pp. 81-88.

- [6.9] W.J.R. Hoefler  
"Fin Line Design Made Easy", 1978 IEEE-MTT-S  
Intl. Microwave Symposium, June 27-29, Ottawa,  
Ont., Canada
- [6.10] W.J.R. Hoefler, A. Ros  
"Fin Line Parameters Calculated with the  
TLM-Method", 1979 IEEE-MTT-S Intl. Microwave  
Symposium, April 20-May 2, Orlando, Florida,  
U.S.A.
- [6.11] S. Akhtarzad, P.B. Johns  
"Three-Dimensional TLM Computer Analysis of  
Microstrip Resonators", IEEE-Trans. on Micro-  
wave Theory and Techniques, Vol. MTT-23, No.  
12, Dec. 1975, pp. 990-997.
- [6.12] R.S. Elliott  
"Pulse Waveform Degradations due to disper-  
sion in Waveguide", IRE Transactions on Micro-  
wave Theory and Techniques, Vol. MTT-S, pp.  
254-257, Oct. 1957.

## 7.0 CONCLUSIONS ET RECOMMANDATIONS

L'étude de l'utilisation de techniques de modulation numériques dans la gamme des fréquences micro-ondes nous permet de conclure que le Ministère des Communications devrait étudier sérieusement l'utilisation de ces techniques sur un plus grand nombre de gammes de fréquences micro-ondes que présentement permis. Des systèmes présentement disponibles ont une efficacité de transmission de l'ordre de 3 b/s/Hz et plus, et leur utilisation du spectre à de fréquence approche de plus en plus l'efficacité des systèmes analogiques équivalents qui utilisent le multiplexage par partage de fréquences. Il existe présentement une tendance marquée à l'utilisation de techniques de modulation numériques dans l'implantation de nouveaux systèmes de télécommunications micro-ondes.

La recommandation citée plus haut apporterait à l'industrie manufacturière canadienne et aux compagnies qui opèrent des systèmes de télécommunications un stimulus qui leur permettrait de garder le pas avec les développements les plus récents dans ce domaine. Pour assurer un développement ordonné de l'implantation

de techniques de modulation numériques, et de la transition de systèmes analogiques à des systèmes numériques, le Ministère des Communications devrait initier dans les plus brefs délais une étude de la réglementation requise. Les gammes de 4 et 6 GHz, utilisées présentement uniquement pour des méthodes de modulation analogiques devraient être étudiées en priorité. Les règlements devraient être suffisamment rigoureux pour assurer que la performance des voies de télécommunications radio-fréquences analogiques ne soient pas dégradées par les voies de télécommunications numériques adjacentes, et pour que ces dernières voies numériques donnent une très bonne performance dans un environnement d'interférence plutôt complexe.

Avant d'allouer l'utilisation de techniques de modulation numériques, le Ministère des Communications devrait étudier, au moyen de simulation sur ordinateur et par des mesures expérimentales, l'interférence d'une voie de communication numérique sur une voie analogique, et l'interférence d'une voie de communication analogique sur une voie numérique.

Les objectifs du présent contrat ont été réalisés: l'implantation d'un centre d'expertise dans le domaine des télécommunications est en voie de réalisation. Une partie des travaux de recherches qui sont inclus dans ce rapport sont le résultat de recherches originales entreprises par les membres de l'équipe et, étant donné la courte durée du contrat, une partie est une revue de la littérature disponible sur le sujet. De plus, ces travaux ont été accomplis en Français, a la demande expresse du Ministère des Communications, alors que la documentation disponible dans ce domaine en plein développement n'est pratiquement disponible qu'en Anglais. Des étudiants sous-gradués francophones ont été initiés au domaine des télécommunications dans le but d'assurer une source d'ingénieurs et de chercheurs qui sauront satisfaire aux besoins futurs du Gouvernement Canadien dans un domaine d'intérêt capital pour le pays.

Un effort concerté a été déployé pour développer un groupe de travail qui peut offrir au Ministère des Communications des services techniques dans le domaine des télécommunications. Les travaux rapportés dans ces pages ne représentent que la

première phase de la formation d'un centre d'excellence,  
dans ce domaine, et le support continu du Ministère  
sera nécessaire pour atteindre ce but.



