



APPLICATION DES SATELLITES AU  
DOMAINE DE LA RADIO-MOBILE CANA-  
DIENNE : ETUDE DE SYSTEMES

RAPPORT FINAL

CENTRE DE RECHERCHES SUR LES COMMUNICATIONS

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES

UNIVERSITÉ DE SHERBROOKE

TÉL.: 819-565-4450

TÉLEX 05-836149

SHERBROOKE, QUÉBEC, CANADA, J1K 2R1

P  
91  
C655  
A66  
1982  
v. 3

CENTRE DE RECHERCHES SUR LES COMMUNICATIONS

Faculté des sciences appliquées  
Université de Sherbrooke

Queen  
P  
91  
C655  
A66  
1982  
v.3

1/ APPLICATION DES SATELLITES AU  
DOMAINE DE LA RADIO-MOBILE CANA-  
DIENNE: ETUDE DE SYSTEMES

RAPPORT FINAL

Industry Canada  
Library Queen  
JUL 17 1998  
Industrie Canada  
Bibliothèque Queen

pour

Ministère des Communications du Canada, Ottawa

Pour la réalisation complète du contrat no. OSU81-00189  
du Ministère des Approvisionnements et Services, réali-  
sé du 17 juillet 1981 au 31 mars 1982.

Sherbrooke, Québec  
27 mars 1982

COMMUNICATIONS CANADA  
JAN 4 1984  
LIBRARY - BIBLIOTHÈQUE

Chercheur principal:  
Roger Goulet  
Chercheurs associés:  
Noël Boutin  
Hui Shen Chi  
Sarto Morissette  
Directeur CRCS

## SOMMAIRE

### Chapitre 1. Techniques de traitement analogique de la voix et modulation analogique de la porteuse

Les sons vocaux se classent en gros en deux groupes nommés "voisé" et "non-voisé". Les sons voisés sont assimilables à des tonalités, chacune consistant en plusieurs formants de fréquence relativement basse et d'énergie élevée. Les sons non-voisés par contre ont une puissance beaucoup plus faible et s'étalent sur une bande de fréquence beaucoup plus grande que les sons voisés. Ce sont donc les sons non-voisés qui souffrent d'une plus grande dégradation lorsque transmis dans un canal bruité et limité en bande.

La plage dynamique d'un signal vocal est de l'ordre de 30 dB. Les circuits électroniques acceptent mal une telle dynamique sans introduire de distorsion harmonique et d'intermodulation. C'est pourquoi, un signal vocal est habituellement écrêté par un limiteur; la dégradation subjective encourue est à peine perceptible. La majeure partie de la dégradation subjective réside plutôt dans la présence de bruit sur le canal. Cette dégradation est en fait fonction du rapport relatif existant entre le niveau de la parole et le niveau de bruit de "fond" en absence de parole. En utilisant la technique du companding qui consiste à compresser la dynamique du signal vocal au transmetteur pour ensuite l'expandre au récepteur, ce rapport relatif est artificiellement augmenté et l'oreille s'y plaît. La technique du companding syllabique est connue depuis fort longtemps. Malgré cela, il est surprenant de constater à quel point il existe

un regain d'intérêt soudain pour cette technique. Ceci s'explique probablement par le fait qu'à l'époque où nous sommes rendus et encore plus dans l'avenir, largeur de bande et puissance sont considérées comme deux ressources épuisables et qu'un prix s'y rattache. Nous avons toutefois la conviction profonde qu'il est grand temps de considérer d'autres techniques de réduction artificielle de bruit. Un traitement non-linéaire judicieux du signal vocal avant sa transmission dans le canal bruité conduirait sûrement à une amélioration subjective supérieure à celle produite par le companding syllabique traditionnel.

Deux techniques de modulation analogique ont particulièrement retenu notre attention lors de cette étude. Il s'agit des techniques de modulation de fréquence à bande étroite (NBFM) et de modulation d'amplitude à bande latérale unique (SSB). La technique du NBFM est utilisée depuis fort longtemps en radio-mobile. L'étude mathématique exacte de cette technique est toutefois difficile car nous sommes en présence d'un système non-linéaire. Ainsi, bien qu'il existe dans la littérature technique plusieurs expressions mathématiques approximant plus ou moins bien les unes que les autres la valeur véritable du rapport S/N en-dessus du seuil de dégradation rapide, très peu médélistent bien ce qui se passe réellement en-dessous de ce seuil. Or il appert qu'en radio-mobile, le point d'opération se situe fréquemment au voisinage et en-dessous de ce seuil. Nous nous sommes donc heurtés sur ce problème et avons essayé tant bien que mal de le contourner en nous appuyant sur le résultat de tests pratiques rapportés dans la littérature. Les conclusions auxquelles nous arrivons sont les suivantes:

1. La présence d'un limiteur n'affecte que très peu les performances du système.

2. La présence d'un circuit de préaccentuation de 6 dB/octave sur toute la bande audio améliore subjectivement les performances d'environ 5 dB.
3. En absence de companding syllabique, le système qui rencontre l'objectif visé ( $S/N = 25$  dB) avec un  $C/N_0$  minimum est celui occupant une largeur de bande  $B_{IF}$  la plus grande (i.e. 30 KHz;  $C/N_0 \approx 55$  dB-Hz).
4. Avec companding, c'est l'inverse qui se produit. De plus le  $C/N_0$  requis ne dépend plus de l'objectif visé ( $S/N = 25$  dB) mais plutôt de la contrainte sur le  $C/N$  minimal admissible de 10 dB. Sous ces conditions, le système ayant un  $B_{IF}$  minimal est le meilleur (i.e. 10 KHz;  $C/N_0 \approx 50$  dB-Hz).
5. Un système NBFM avec companding est moins performant qu'un système NBFM sans companding lorsque son point d'opération se situe en-dessous du seuil  $C/N \approx 10$  dB.
6. A la limite, si un système NBFM occupait un spectre similaire à celui d'un système AM (i.e. 6.6 KHz), le  $C/N_0$  minimum requis serait de l'ordre de 48 dB-Hz pour satisfaire l'objectif visé.

La technique de modulation SSB est elle aussi connue depuis fort longtemps. Rejetée jusqu'à maintenant du domaine de la radio-mobilité, elle connaît présentement un regain d'intérêt. Ceci est attribuable entre autre à l'amélioration notable de ses performances par l'emploi du companding syllabique et à son occupation minime de largeur de bande. Une difficulté se pose toutefois lorsque vient le temps de comparer cette technique de modulation à celle du NBFM. Un signal NBFM, étant d'amplitude constante, possède une puissance constante indépendante de l'énergie

du signal modulant. Tel n'est pas le cas d'un signal SSB. Tout dépendant de quel point de vue nous nous plaçons, les performances du SSB peuvent être meilleures ou pires que celles du NBFM. Les conclusions de notre étude sont donc les suivantes:

1. A puissance crête syllabique d'un signal SSB égale à la puissance d'un signal FM, le système SSB avec companding syllabique (ACSB) et tonalité pilote est supérieur au système NBFM occupant un  $B_{IF}$  de 15 KHz.
2. A puissance crête instantanée d'un signal SSB égale à la puissance d'un signal FM, le système NBFM est supérieur.
3. En ce qui concerne le système SSB, deux écoles de pensées existent. Celle de Lusignan concentre ses efforts sur la recherche d'une façon judicieuse de traiter le signal vocal avant d'attaquer le modulateur SSB alors que l'école de pensée de Gosling concentre ses efforts sur l'amélioration des circuits électroniques propres à la technique du SSB. Le rapprochement et la fusion du fruit des recherches de ces deux écoles donneraient des résultats surprenants.
4. Il est peu probable qu'un gain important soit réalisé sur la valeur du  $C/N_0$  requis en poussant l'étude du companding syllabique plus loin. A notre avis, une approche nouvelle du problème doit être entreprise. Des nouvelles techniques de traitement non-linéaire d'un signal vocal doivent être mises de l'avant. Ce n'est que par elles que les frontières existantes seront franchies.

Chapitre 2: Techniques d'encodage numérique de la voix et modulation numérique de la porteuse.

On peut diviser en deux grandes catégories les techniques d'encodage numérique de la voix: les techniques basées sur une représentation par formes d'ondes et celles basées sur une représentation paramétrique.

Dans la première catégorie on retrouve les méthodes traditionnelles telles le PCM, le DPCM et le DM. On en arrive à la conclusion que le ADM ou le ADPCM, lorsque combinés à des techniques de modulation appropriées, pourraient être utilisées sur un canal de radio-mobile par satellite de 25 à 30 KHz et que, pour des débits numériques variant entre 16 et 32 Kbits/sec., on pourrait atteindre une qualité à peu près équivalente à celle du PCM à 64 Kbits/sec.

La seconde catégorie regroupe des méthodes plus récentes et qui sont matérialisées par ce que l'on nomme communément des "vocodeurs". Alors que les vocodeurs à canaux font appel à une circuiterie de type analogique importante et perdent rapidement de leur popularité, les vocodeurs à prédiction linéaire, par contre, connaissent une évolution très rapide et permettent des performances de plus en plus attrayantes à des débits numériques aussi faible que 800 bits/sec. Après un rapide tour d'horizon de diverses variantes de LPC comme le PELP, le RELP, le VELP et le LSP, on discute du concept de quantification vectorielle qui permet, en plus d'une réduction du débit, une réduction simultanée de la puissance de calcul requise. En appliquant ce concept au cas du RELP on prévoit obtenir un vocodeur à 2400 bits/sec. qui devrait s'avérer plus "robuste" en présence d'erreurs de transmission et de bruit. On note aussi qu'il a tout intérêt à soigner la prise de son et, si nécessaire, de tirer profit d'un détecteur parole/bruit.

Du point de vue technologique, on note avec intérêt que de nouveaux circuits monolithiques pour le traitement de signal sont annoncés qui permettront des performances très supérieures. De plus, la technologie MOS continue à évoluer très rapidement: à mesure que l'on réduit les dimensions des éléments de base, on augmente la vitesse et la densité. On en déduit que, d'ici 3 ou 4 ans, il sera possible de matérialiser des vocodeurs LPC avec un minimum de circuits VLSI; ces vocodeurs consommeront peu de puissance et leur coût s'avérera acceptable pour une application en radio-mobile par satellite.

A la sortie d'un vocodeur nous retrouvons un signal numérique. Ce signal attaque l'étage de modulation numérique de la porteuse sinusoïdale. Plusieurs techniques de modulation numériques existent. Nous n'avons toutefois retenu qu'une d'entre elles lors de cette étude soit celle dite à enveloppe constante. Cette technique est en effet particulièrement bien adaptée aux non-linéarités rencontrées dans un système radio-mobile par satellite. Ces non-linéarités proviennent non seulement du TWT du satellite mais aussi de l'étage de sortie du transmetteur mobile, habituellement opéré en classe C pour une plus grande efficacité sur la puissance utilisée. Il semble clairement établi et accepté maintenant que l'étalement spectral à la sortie de tels étages non-linéaires est très réduit si le signal transmis est à enveloppe constante.

La technique numérique de transmission à enveloppe constante la plus connue est le "Minimum Shift Keying" (MSK). Cette technique a toutefois le désavantage d'occuper une largeur de bande assez considérable. Par contre, sa mise en oeuvre est des plus simple. D'autres techniques, occupant moins de bande mais plus ou moins difficiles d'application ont vu le jour ces dernières années. Nous en avons dénombré pas moins d'une



vingtaine regroupées en quatre catégories soit:

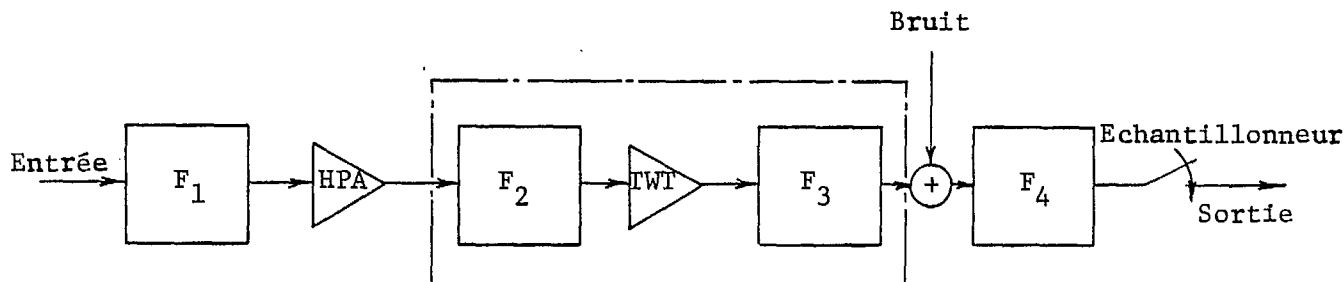
1. Signaux types MSK sans interférence entre symboles et à enveloppe constante.
2. Signaux types MSK avec interférence entre symboles et à enveloppe quasi constante.
3. Signaux types FSK à phase continue (CPFSK) avec ou sans interférence entre symboles.
4. Signaux PSK ou FSK utilisant l'encodage corrélatif.

Nous avons dégagé, pour chacune de ces techniques, l'allure du spectre fréquentiel résultant, le pourcentage d'énergie hors-bande ainsi que le taux d'erreur en présence de bruit blanc gaussien additif ou encore la dégradation relative encourue par rapport aux performances du MSK classique. Une première conclusion en découle: si nous sommes prêts à accepter une dégradation relative de quelques dB sur le  $E_b/N_0$ , il est possible de réduire l'occupation spectrale tout en n'augmentant pas la complexité du récepteur. Il est de plus possible d'obtenir des performances supérieures à celles du MSK tout en occupant moins de bande; ceci au prix toutefois, d'une complexité accrue du récepteur.

Les précédentes conclusions sont toutefois valides uniquement lorsque le canal est linéaire. Des simulations sur ordinateur nous permettront par la suite d'étudier l'effet de non-linéarités sur les performances de ces divers systèmes. Ce n'est que par la suite qu'une recommandation plus éclairée pourra être prise.

Chapitre 3: Simulation sur ordinateur des performances sur  
un canal de transmission par satellites.

Une série de programmes ont été développés pour permettre l'analyse des performances d'un canal de transmission par satellite lorsque les méthodes de modulation suivantes sont utilisées: BPSK, QPSK, OQPSK et MSK. Ces programmes accommodent des débits binaires variables, des caractéristiques non-linéaires ajustables et des filtres de type et de largeur de bande différentes. On peut obtenir le tracé de la densité spectrale de puissance et du diagramme de l'oeil après le passage dans n'importe quel élément du modèle. Enfin, on obtient aussi le tracé direct des courbes de probabilité d'erreur en fonction du rapport signal-bruit dans un environnement de bruit gaussien. La figure qui suit représente le modèle de simulation utilisé.



Les principales caractéristiques du modèle sont les suivantes:

1. Le signal modulé est représenté par un signal complexe équivalent dans la bande de base.
2. On peut modéliser plusieurs variantes de filtres du type "cosinus élevé" de même que tous les filtres dont la fonction de transfert s'exprime sous forme polynômiale (Chebyshev, Butter-

worth, non-standard, etc...) Le filtrage est effectué dans le domaine des fréquences, ce qui implique une conversion FFT à l'entrée et une conversion IFFT à la sortie.

3. La simulation permet de modéliser un canal linéaire, non-linéaire ou non-linéaire cascadié en fonction de la valeur de "back-off" affectée au HPA et au TWT.
4. Le décodage est effectué par un comparateur de seuil suivi d'un échantillonneur.

## TABLE DES MATIERES

SOMMAIRE -----	i
1. TECHNIQUES DE TRAITEMENT ANALOGIQUE DE LA VOIX ET MODULATION	
ANALOGIQUE DE LA PORTEUSE -----	1
1. Caractéristiques de la voix -----	1
1.1 Classification des sons -----	1
1.2 Spectre fréquentiel des sons -----	3
1.3 Statistiques des divers sons -----	5
1.4 Choix des mots tests -----	9
2. Traitement analogique d'un signal vocal -----	9
2.1 Le limiteur et son effet -----	9
2.2 Compression et expansion du signal vocal (Comping) -----	10
2.3 Amélioration du rapport S/N due au companding -----	15
2.4 Filtrage d'un signal vocal -----	22
2.5 Préaccentuation d'un signal vocal -----	22
3. Techniques de modulation analogique de la porteuse -----	24
3.1 Modulation de fréquence à bande étroite (NBFM) -----	24
3.2 Modulation d'amplitude à bande latérale unique (SSB) -----	41
2. TECHNIQUES D'ENCODAGE NUMERIQUE DE LA VOIX ET MODULATION	
NUMERIQUE DE LA PORTEUSE -----	56
1. Encodage numérique de la parole -----	56
1.1 Représentation par forme d'onde -----	57
1.2 Représentation paramétrique -----	59
2. Techniques de modulation numérique de la porteuse -----	80
2.1 Principe d'un modulateur type MSK sans interférence entre symbole et à enveloppe constante -----	81
2.2 Principe d'un modulateur type MSK avec interférence entre symboles et à enveloppe constante -----	92
2.3 Principe d'un modulateur type FSK à phase continue (CPFSK) avec ou sans interférence entre symboles -----	96
2.4 Utilisation de l'encodage corrélatif (CORPSK) -----	109
3. SIMULATION SUR ORDINATEUR DES PERFORMANCES SUR UN CANAL DE	
TRANSMISSION PAR SATELLITES -----	120
1. Démarche générale -----	121
2. Première partie du programme -----	123

3. Seconde partie du programme -----	129
4. Description des sous-routines -----	173
4.1 Filtre de type "Racine carrée du cosinus élevé" avec égalisation $x/\sin x$ (RCOSE) -----	173
4.2 Filtre de type "Cosinus élevé" (RCOS) -----	176
4.3 Filtre du type "Racine carrée de cosinus élevé" (RCOSR) --	178
4.4 Filtre du type "Chebyshev" (CHEBY) -----	180
4.5 Filtre dont les caractéristiques sont spécifiées (MEASUR)-	182
4.6 Sous-routines de chargement des signaux -----	184
4.7 Filtrage des signaux (FILTER) -----	193
4.8 Calcul de la puissance moyenne (POWER) -----	196
4.9 Modélisation des non-linéarités: HPA et TWT -----	198
4.10 Calcul de l'énergie par symbole (ENERGY) -----	202
4.11 Calcul de la puissance de bruit (HHGG) -----	203
4.12 Synchronisation des données (SYNC) -----	206
4.13 Décodage par échantillonnage (DECODB, DECODQ, DECODM) ----	208
4.14 Tracé des courbes $P_e$ vs $E_b/N_0$ (DRAW) -----	220
4.15 Marquage des figures (LEGEND) -----	224
4.16 Calcul et tracé du spectre de puissance (SPECT) -----	226
4.17 Tracé du diagramme de l'oeil (DEYE) -----	232
5. Utilisation des programmes -----	234
CONCLUSION -----	236

BIBLIOGRAPHIE

## CHAPITRE 1

### TECHNIQUES DE TRAITEMENT ANALOGIQUE DE LA VOIX ET MODULATION ANALOGIQUE DE LA PORTEUSE

#### 1. CARACTERISTIQUES DE LA VOIX

Nous passons en revue dans cette section, les caractéristiques les plus pertinentes de la voix. La connaissance de ces caractéristiques nous permettra de mieux comprendre par la suite, de quelle façon les performances peuvent être altérées par un traitement appropriée effectué sur un signal vocal.

##### 1.1 CLASSIFICATION DES SONS

Il est généralement reconnu que les sons peuvent être classifiés en deux groupes nommés "voisé" et "non-voisé". Une seconde classification est également possible, soit celle les divisant en voyelles et consonnes. Les voyelles sont voisées alors que certaines consonnes sont voisées (m, n, l) tandis que la plupart des autres sont non-voisées. Les consonnes sont habituellement classifiées suivant la façon dont elles sont émises, soit:

- plosives : p, b, t, d, k, g
- fricatives : sh, f, v, θ, s, z, y, h
- nasales : m, n
- coulantes : w, r, l

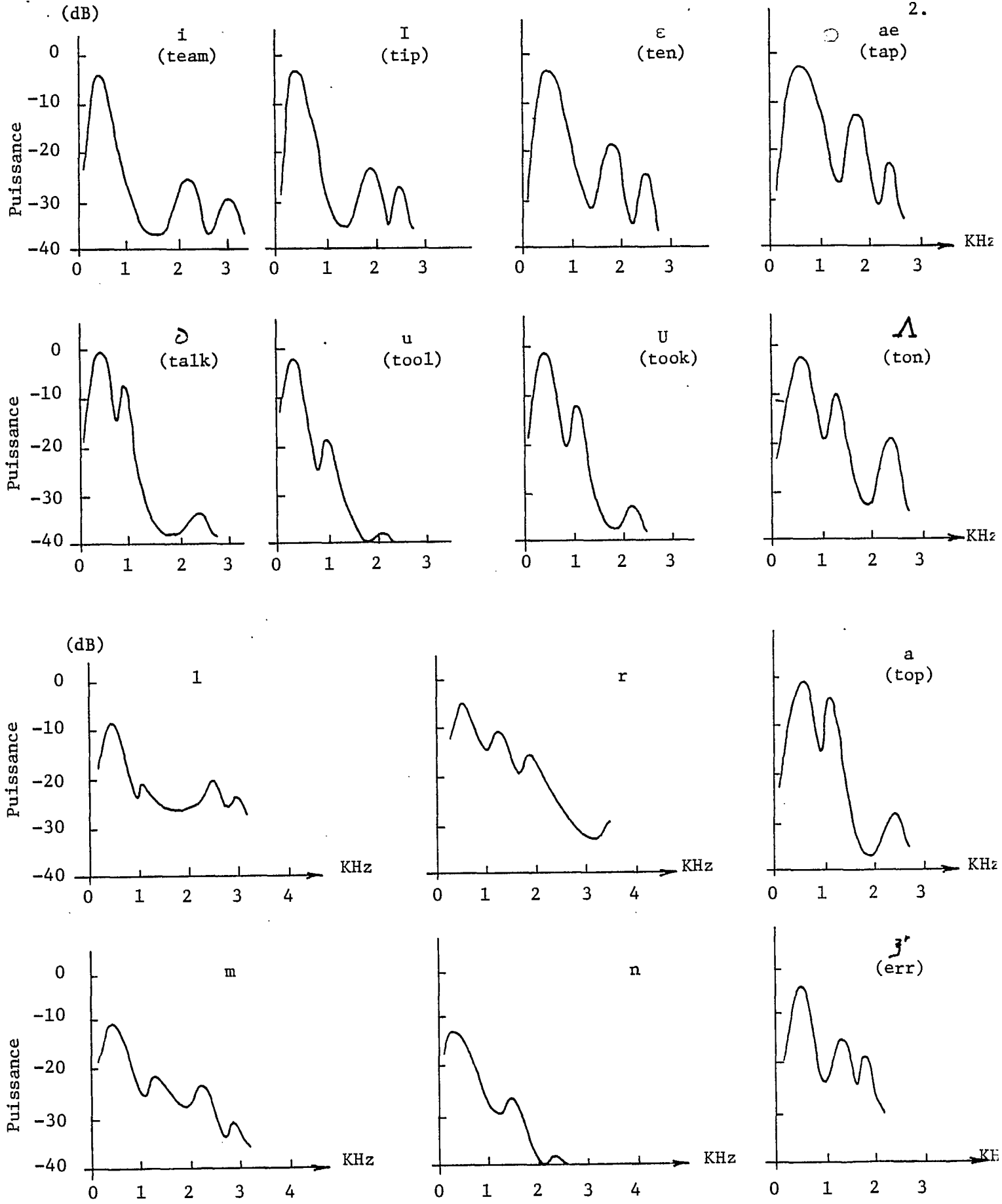


Fig. 1. Spectre typique de quelques sons voisés (d'après [N8]).

## 1.2 SPECTRE FREQUENTIEL DES SONS

Les sons voisés sont assimilables à des tonalités, chacune consistant en plusieurs formants, c'est-à-dire, formée d'une fréquence fondamentale et d'harmoniques. La valeur de la fréquence fondamentale varie d'une personne à l'autre ainsi qu'avec le son voisé émis, (voir figure 1). Il est intéressant toutefois de noter les propriétés communes suivantes:

- a) La fréquence du premier formant est inférieure à 1 KHz.
- b) La puissance du premier formant est d'au moins 5 dB (et dans la plupart des cas, 10 dB) supérieure à celle des autres formants.
- c) Les trois premiers formants suffisent à distinguer un son d'un autre.
- d) Les trois premiers formants se situent en bas de 3 KHz.
- e) Le second formant contient beaucoup d'informations se rapportant à l'intelligibilité des sons alors que le premier formant fixe la qualité ou le caractère naturelle des sons [T7].

Les sons non-voisés par contre n'ont pas un spectre fréquentiel d'allure aussi bien défini comme l'indique la figure 2, illustrant quelques spectres de sons non-voisés. Ces sons non-voisés sont assimilables en quelque sorte à des sources de bruit plus ou moins colorées. Deux points importants sont à noter:

- a) Les sons non-voisés ont une puissance beaucoup plus basses que celle des sons voisés.
- b) Les sons non-voisés ont des composantes fréquentielles d'une puissance relativement importante jusqu'à des fréquences de l'ordre de 10 KHz.



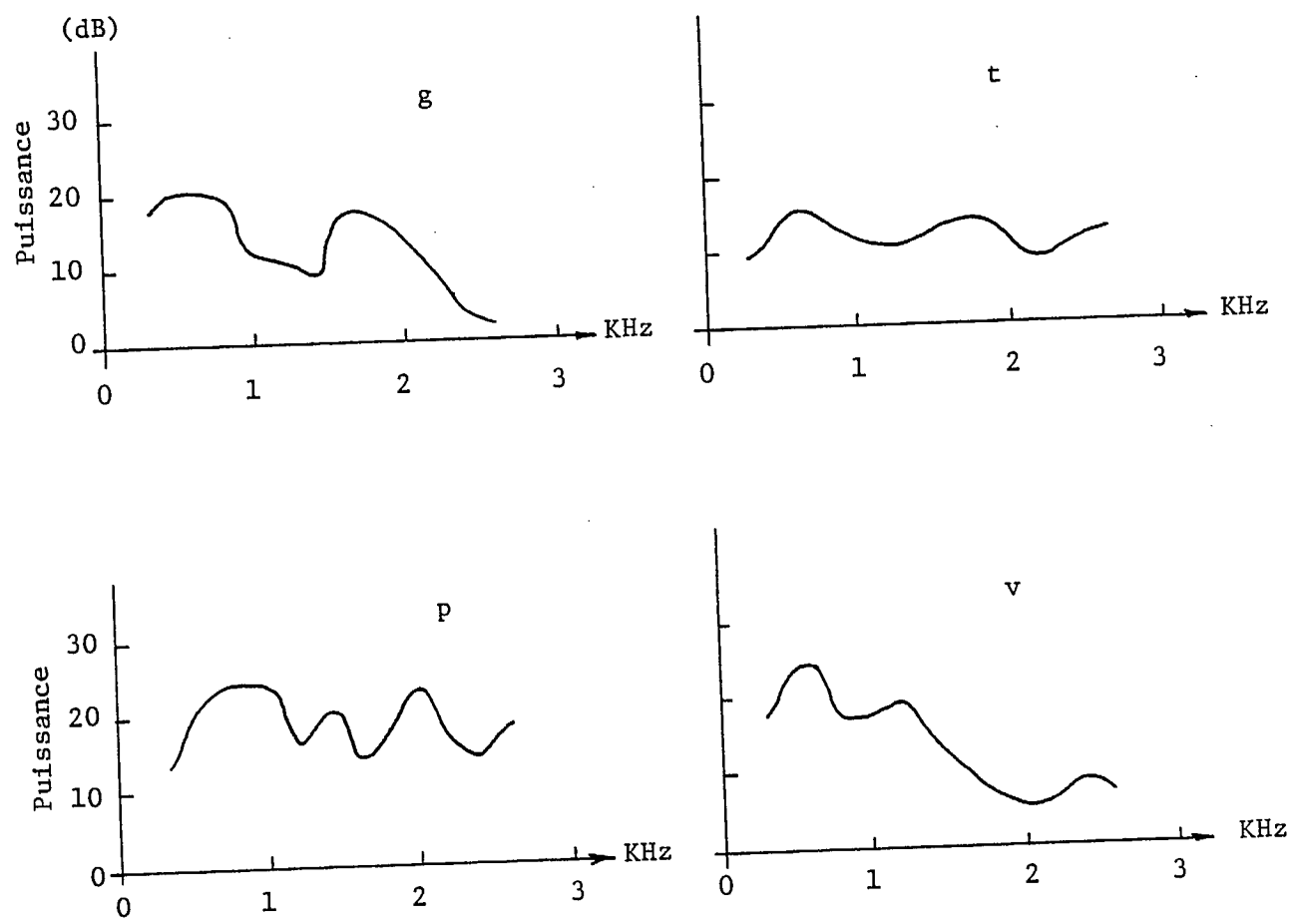


Fig. 2. Spectre typique de quelques sons non-voisés d'après [N8]).

### 1.3 STATISTIQUES DES DIVERS SONS

Pour une conversation téléphonique typique, le canal est actif environ 30% à 40% du temps que dure la liaison [C24, C28, R14]. En effet, des silences se produisent entre et à l'intérieur des mots. Par silence, nous entendons toute période de temps d'au moins 350 ms durant laquelle la puissance moyenne à court terme est inférieure d'au moins 15 dB à la puissance moyenne mesurée sur un intervalle de quelques secondes.

La puissance moyenne à court terme est mesurée sur un intervalle de temps d'une durée au moins égale à un cycle du premier formant des voyelles mais inférieure à la durée la plus courte d'une consonne. En d'autres mots, cette puissance est celle observée avec un analyseur de spectre ayant un filtre vidéo d'une largeur de bande de 10 Hz et un détecteur large bande (300 KHz, par exemple).

La puissance moyenne à long terme (mesurée sur un intervalle de quelques secondes) est constante pour un interlocuteur donné. Elle varie toutefois d'un interlocuteur à l'autre de façon approximativement gaussienne avec une déviation standard de l'ordre de 5.8 dB.

La plage dynamique d'un signal vocal est de l'ordre de 30 dB, les voyelles occupant les niveaux les plus élevés. Seulement 5 dB séparent la voyelle la plus faible de celle la plus élevée. Le tableau 1 donne le niveau de puissance relatif des divers phonèmes de la langue anglaise. Il est intéressant de constater que le son non-voisé le plus intense, soit  $f$ , est 4.2 dB plus faible que la voyelle la plus faible. En gros, les sons peuvent donc être classés en deux catégories:

- voyelles de fortes puissances occupant une faible bande de fréquences,

- consonnes non-voisées de faibles puissances occupant une large bande de fréquence.

Les consonnes voisées se situent entre ces deux catégories mais plus vers la deuxième catégorie.

	Phonème	Exemple	Puissance relative dB		
Voyelles	ə	<u>l</u> aw	680	28.3	
	a	f <u>a</u> ther	600	27.8	
	ʌ	c <u>u</u> p	510	27.1	
	æ	h <u>a</u> t	490	26.9	
	o	<u>b</u> eau (fr)	470	26.7	
	u	<u>b</u> ook	460	26.6	
	e	<u>s</u> era (It)	370	25.7	
	E	<u>l</u> et	350	25.4	
	u	<u>t</u> ool	310	24.9	
	I	hit	260	24.1	
	i	<u>m</u> ee <u>t</u>	220	23.4	
	ɜ <sup>T</sup>	<u>b</u> ir <u>d</u>	210	23.2	
	Consonnes	L	<u>l</u> eg	100	20
		ʃ	<u>sh</u> ed	80	19
n		<u>s</u> ing	73	18.6	
m		<u>m</u> e	52	17.2	
t		<u>ch</u> at	43	16.3	
n		<u>n</u> o	36	15.6	
dʒ		pleas <u>u</u> re	23	13.6	
ʒ			20	13.0	
z		<u>z</u> oo	16	12	
s		<u>s</u> ee	16	12	
t		<u>t</u> o	15	11.8	
g		<u>g</u> ap	15	11.8	
k		<u>c</u> ap	13	11.1	
v		<u>v</u> est	12	10.8	
ð		<u>th</u> is	11	10.4	
b		<u>b</u> it	7	8.5	
d		<u>d</u> o	7	8.5	
p		<u>p</u> it	6	7.8	
f		<u>f</u> ull	5	7.0	
e		<u>t</u> hick	1	0	

Tableau 1. Puissance relative des divers phonèmes de la langue anglaise (d'après [N8]).

Le tableau 2 donne la valeur de la fréquence relative d'occurrence des divers phonèmes de la langue anglaise. En gros, nous y retrouvons la distribution suivante:

Phonèmes	Fréquence d'occurrence
Voyelles	38 %
Consonnes non-voisées	36.6 %
Consonnes voisées	25.4 %

Voyelles & Diphtongue		Consonnes	
Phonèmes	Taux d'occurrence %	Phonèmes	Taux d'occurrence %
I	8.53	n	7.24
a	4.63	t	7.13
ae	3.95	r	6.88
E	3.44	s	4.55
D	2.81	d	4.31
Δ	2.33	l	3.74
i	2.12	ð	3.43
ei	1.84	z	2.97
u	1.6	m	2.78
ai	1.59	k	2.71
ou	1.30	v	2.28
ð	1.26	w	2.08
u	0.69	p	2.04
au	0.59	f	1.84
a	0.49	n	1.81
o	0.33	b	1.81
ju	0.31	h	0.96
oi	0.09	ʃ	0.82
		g	0.74
		j	0.60
		ʒ	0.52
		dʒ	0.44
		θ	0.37
		ʒ	0.05

Tableau 2. Fréquence relative d'occurrence des divers phonèmes (d'après [N8]).

## 1.4 CHOIX DES MOTS TESTS

L'équipe de B. Lusignan a utilisé 5 mots tests lors de l'étude spectrale des performances du système qu'ils proposent. Ces 5 mots, tirés de la langue anglaise, sont:

"chief", "jug", "sought", "path", and "move".

Ces 5 mots n'ont évidemment pas été choisis au hasard. Chaque mot consiste en trois phonèmes, soit une voyelle précédée et suivie d'une consonne. Les 5 voyelles ont été choisies de façon à couvrir toute la plage dynamique occupée par l'ensemble des voyelles. Nous retrouvons ainsi la voyelle la plus énergitique, soit o dans "sought", la voyelle la moins énergitique soit i dans "chief" et trois autres de puissance intermédiaire soit A dans "jug", ae dans "path" et u dans "move".

Les consonnes choisies incluent celles qui sont les moins intelligibles lorsqu'elles sont écoutées à la sortie d'un système à bande limitée.

## 2. TRAITEMENT ANALOGIQUE D'UN SIGNAL VOCAL

Nous verrons dans cette section l'influence des divers traitements subits par un signal vocal sur la qualité subjective du signal résultant.

### 2.1 LE LIMITEUR ET SON EFFET

L'usage d'un limiteur de niveau de signal ou d'un écrêteur est d'emploi courant. Il permet de diminuer la plage dynamique d'un signal vocal, prévenant ainsi la surcharge de l'amplificateur de puissance ou une surmodulation de la porteuse.

Le niveau relatif de limitation du signal vocal se détermine en fonction des spécifications de l'amplificateur de puissance, de la quantité d'intermodulation acceptable, de la largeur de bande allouée ainsi que de la quantité de distorsion du signal vocal admissible.

Le rapport entre la valeur crête instantanée et la valeur RMS d'un signal audio non traité est d'environ 18 dB [R14]. Si le seuil de limitation est placé 14.2 dB plus haut que la valeur RMS, le rapport entre la valeur crête instantanée et la valeur RMS du signal audio résultant demeure à peu près à 14.2 dB. Dans ce cas, le limiteur entre en opération environ 0.1% du temps. Ceci correspond à un système de haute qualité. Si le seuil est placé 6 dB plus haut que la valeur RMS du signal non traité, le rapport entre la valeur crête instantanée et la valeur RMS du signal audio résultant est d'environ 8 dB. Il s'agit là d'une valeur employée par exemple dans les systèmes de communications maritimes et aéronautiques [C30].

D'après Nocedal [N8], l'opération de limitation n'affecte que la distribution instantanée de la parole. Son effet sur la valeur de la puissance moyenne à court terme telle que définie au paragraphe 1.3, ne serait presque pas mesurable.

Il est important de noter que le processus de limitation génère de la distorsion harmonique. Il faudra donc filtrer le signal audio avant d'attaquer l'étage de modulation.

## 2.2 COMPRESSION ET EXPANSION DU SIGNAL VOCAL (Comanding)

Le niveau de bruit entendu lors d'une conversation téléphonique produit d'avantage un effet subjectif désagréable durant les périodes de silence et durant les moments de faibles niveaux sonores (les sons non-

voisés) que durant les moments de niveaux sonores élevés (les sons voisés). De plus, la dégradation subjective encourue est fonction du rapport relatif existant entre le niveau de la parole et le niveau de bruit. Si par un moyen artificielle ce rapport relatif est augmenté, la qualité subjective l'est aussi. L'un de ces moyens consiste à faire l'expansion du signal à la réception.

L'expansion du signal vocal bruité est effectuée à l'aide d'un circuit non-linéaire nommé "Expanseur" inséré entre la source de bruit et l'auditeur. Son rôle est d'amplifier davantage les signaux élevés que les signaux faibles. Comme le bruit est à un niveau plus faible que le signal vocal, le rapport relatif entre le niveau de la parole et le niveau de bruit en absence de parole à la sortie de l'expanseur, sera plus grand qu'il l'était à l'entrée de ce dernier. L'expanseur améliore donc la qualité subjective d'une conversation bruitée. Toutefois, l'expanseur étant un circuit non-linéaire, il distorsionne le signal vocal. Pour remédier à cet état de chose, le signal vocal est d'abord passé à travers un circuit non-linéaire complémentaire, au transmetteur, avant d'être transmis sur le canal bruité. Ce circuit nommé "Compresseur" réduit la dynamique du signal vocal par le rapport inverse à celui par lequel l'expanseur l'élargit. La figure 3 illustre l'action produite par le compresseur et l'expanseur. Dans cet exemple, le rapport de compression retenu est de 2:1, c'est-à-dire, pour  $x$  dB de variation à l'entrée du compresseur, la variation à sa sortie est 2 fois moindre, soit  $x/2$  dB.

Bien que nous y reviendrons plus tard, il est intéressant de noter en passant que la compression de la plage dynamique d'un signal vocal facilite la conception du modulateur et de l'amplificateur de puissance utilisés au transmetteur.



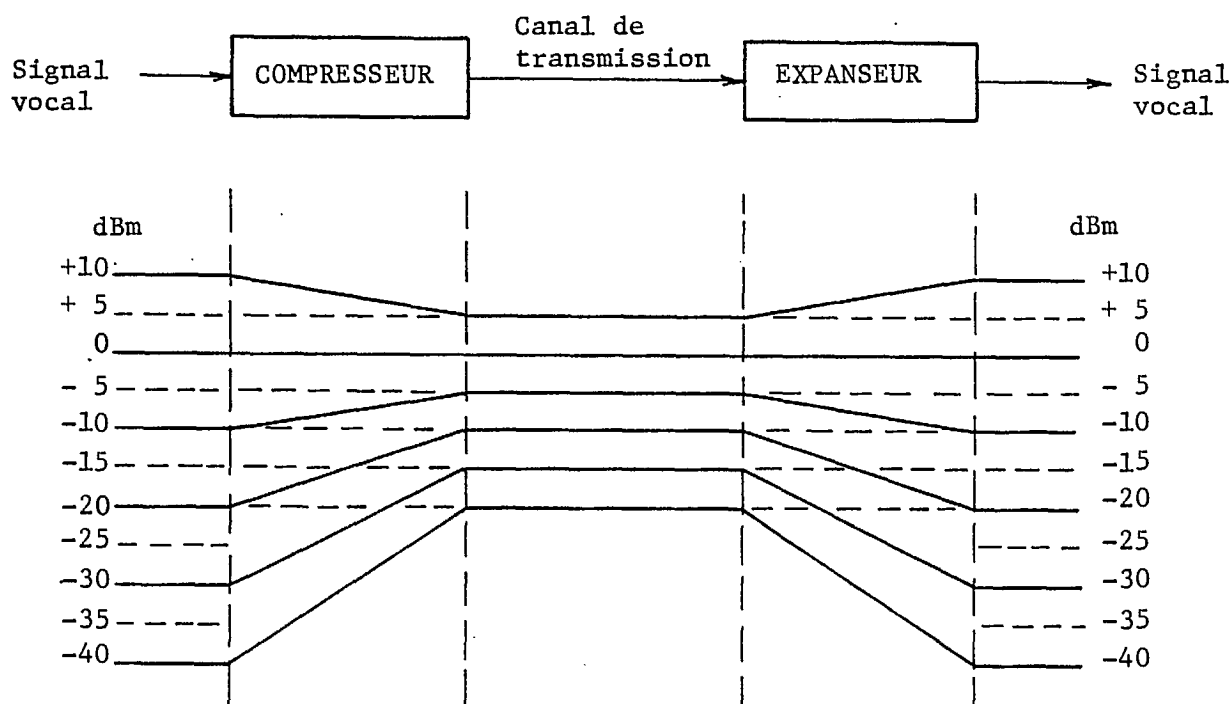


Fig. 3. Action du compresseur et de l'expandeur sur la dynamique d'un signal vocal.

Le compresseur étant un circuit non-linéaire, distorsionne le signal vocal et génère des composantes spectrales additionnelles. Si ces composantes tombent à l'extérieur de la bande de fréquence des filtres, à la sortie du transmetteur ou de la largeur de bande du canal, le signal vocal à la sortie de l'expandeur sera distorsionné. Le compresseur ne peut donc être quelconque. Il doit être conçu de telle sorte que les composantes spectrales additionnelles qu'il génère tombent majoritairement à l'intérieur de la bande occupée par le signal vocal lui-même.

La façon traditionnelle [C29] de concevoir des compresseurs et des expandeurs satisfaisant ces contraintes consiste à varier le gain de ces dispositifs non-linéaires, non pas de façon instantanée en fonction de l'amplitude du signal vocal, mais plutôt à un rythme plus lent correspon-

nant à celui de la variation syllabique de la puissance du signal vocal. De tels compresseurs et expanseurs portent alors le nom de compresseurs et expanseurs syllabiques alors que leur action conjointe porte le nom de "companding syllabique". La figure 4 illustre, sous forme de schéma bloc, une réalisation possible d'un compresseur et d'un expanseur.

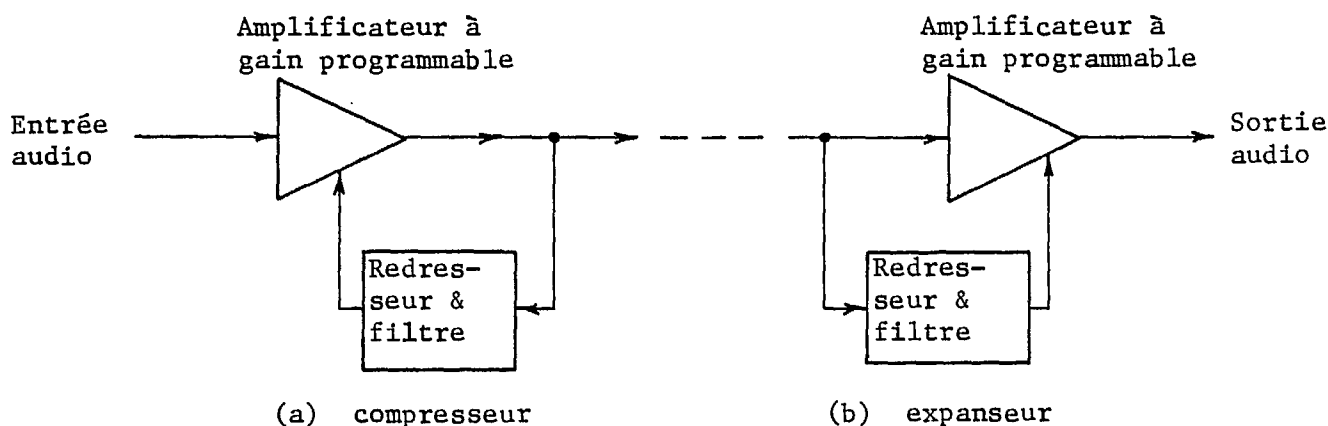


Fig. 4. Schéma bloc d'un compandeur syllabique.

Les quatre paramètres de conception d'un tel compandeur sont :

- le rapport de compression et/ou d'expansion,
- le temps d'attaque du filtre,
- le temps de recouvrement du filtre,
- le niveau de signal non affecté.

Le rapport de compression recommandé par le CCITT est de 2:1 comme celui illustré à la figure 3. La valeur de ce rapport est limité en pratique à cause des variations possibles des conditions de propagation sur le canal. Celles-ci se retrouvent en effet multipliées par ce rapport à la réception. Une façon de contourner cette difficulté consiste à utiliser un rapport de compression supérieur au rapport d'expansion. En

théorie cela introduit de la distorsion. En pratique, on rapporte [R15] qu'un rapport de compression de 10:1 suivi d'un rapport d'expansion de 1:2 s'avèrent effectifs dans un système FM où le niveau de signal est une bonne partie du temps près du seuil d'opération.

Deux constantes de temps caractérisent un compandeur: le temps d'attaque et le temps de recouvrement [C29]. Ces temps sont définis comme étant les temps requis à la réponse transitoire pour revenir à une valeur égale à la moitié de sa valeur initiale suite à l'application d'un échelon de signal d'entrée. Le temps d'attaque optimal résulte d'un compromis entre deux optima conflictuels [S24]. Si le temps d'attaque est trop rapide, le signal compressé occupe une largeur de bande trop grande. S'il est trop long, les circuits risquent de saturer. En effet, si le niveau de signal à l'entrée augmente subitement, le gain du compresseur va être initialement trop grand. Le temps de recouvrement peut être vu comme étant la période de temps nécessaire au compresseur pour réajuster son gain suite à une baisse de niveau de signal à son entrée. Si ce gain ne change pas assez rapidement, le bruit présent entre les syllabes va être amplifié par l'expandeur et peut devenir gênant. D'après Skevington [S24], les temps d'attaque et de recouvrement ont un effet significatif sur l'avantage subjectif découlant de l'emploi d'un compandeur. Le CCITT recommande un temps d'attaque de 5 millisecondes et un temps de recouvrement de 22.5 millisecondes.

Il existe sur le marché une version intégrée d'un compandeur syllabique; il s'agit du NE 570/571 de Signetics. Les deux constantes de temps mentionnées auparavant y sont ajustables mais toutefois pas de façon indépendantes; elles ont toutes deux la même valeur. Ce circuit intégré est justement celui utilisé par l'équipe de Lusignan [L16]! Suite à ce

que nous avons mentionné auparavant, nous pensons qu'il serait possible d'améliorer les performances du système proposé par Lusignan par l'emploi d'un meilleur compandeur syllabique. Nous n'avons aucune idée, à ce stage-ci, toutefois, combien de dB additionnels nous pourrions aller chercher par cette optimisation.

Le niveau de signal non affecté, dénoté  $u$ , est défini comme étant celui qui ne subit aucune compression ou expansion. A titre d'exemple, ce niveau était fixé à 0 dBm0 sur la figure 3. Il s'agit là d'une valeur très souvent retenue et recommandée par le CCITT. En théorie, plus ce niveau est fixé à une valeur élevée, plus le rapport signal sur bruit subjectif est amélioré au récepteur. En pratique, toutefois, d'après Rizzoni [R15], les résultats subjectifs sont très peu différents que ce niveau soit à 0 dBm0 ou +5 dBm0. La puissance moyenne du signal à la sortie du compresseur dépend par contre de la valeur de ce niveau. D'après Richards [R13] et Jonnalagadda [J9], la puissance moyenne est augmentée d'environ 3 à 4 dB lorsque le niveau de signal non affecté est fixé à 0 dBm0. Un niveau de -6 dBm0 n'augmenterait pas la valeur de la puissance moyenne.

### 2.3 AMELIORATION DU RAPPORT S/N DUE AU COMPANDING

Etant donnée son importance, nous subdiviserons cette section en deux sous-sections, soit celle traitant de l'amélioration théorique possible escomptée et celle traitant de résultats de tests subjectifs rapportés dans la littérature.

### 2.3.1 Amélioration théorique

Durant les périodes de silence vocal, l'expandeur réduit de beaucoup le niveau de bruit entendu par rapport à celui présent dans le canal. L'amélioration apportée par le companding repose principalement sur ce point. En effet, lorsqu'un signal vocal est présent, le gain de l'expandeur est fonction non plus uniquement du niveau de bruit présent à son entrée mais aussi et surtout du niveau du signal vocal (cas pratique où le niveau du signal vocal est plus grand que le niveau du bruit). Prenant pour acquis que le canal est actif le 1/3 du temps comme mentionné à la section 1.3, l'amélioration totale obtenue en dB serait égale au 2/3 de la réduction du bruit encourue en absence de signal vocal plus le 1/3 de celle encourue en présence de signal vocal [R13] soit:

$$A \text{ dB} = \frac{2}{3} [R_Q] + \frac{1}{3} [R_{ON}] \quad (1)$$

où  $R_Q$  = réduction en dB du niveau de bruit en absence de signal vocal,

$R_{ON}$  = réduction en dB du niveau de bruit en présence du signal vocal.

Pour évaluer les valeurs de  $R_Q$  et  $R_{ON}$ , nous nous servons du diagramme des niveaux déjà présenté à la figure 3 et repris plus en détail à la figure 5.

Désignons par  $S$  la puissance moyenne à long terme du signal vocal et par  $U$  le niveau de signal non affecté. En absence de signal vocal, l'action de l'expandeur est régit par le niveau de bruit  $N$  sur le canal. Ce dernier se retrouve à une valeur  $N_Q$  en sa sortie deux fois plus basse qu'elle était sur le canal par rapport à  $U$ . D'où,

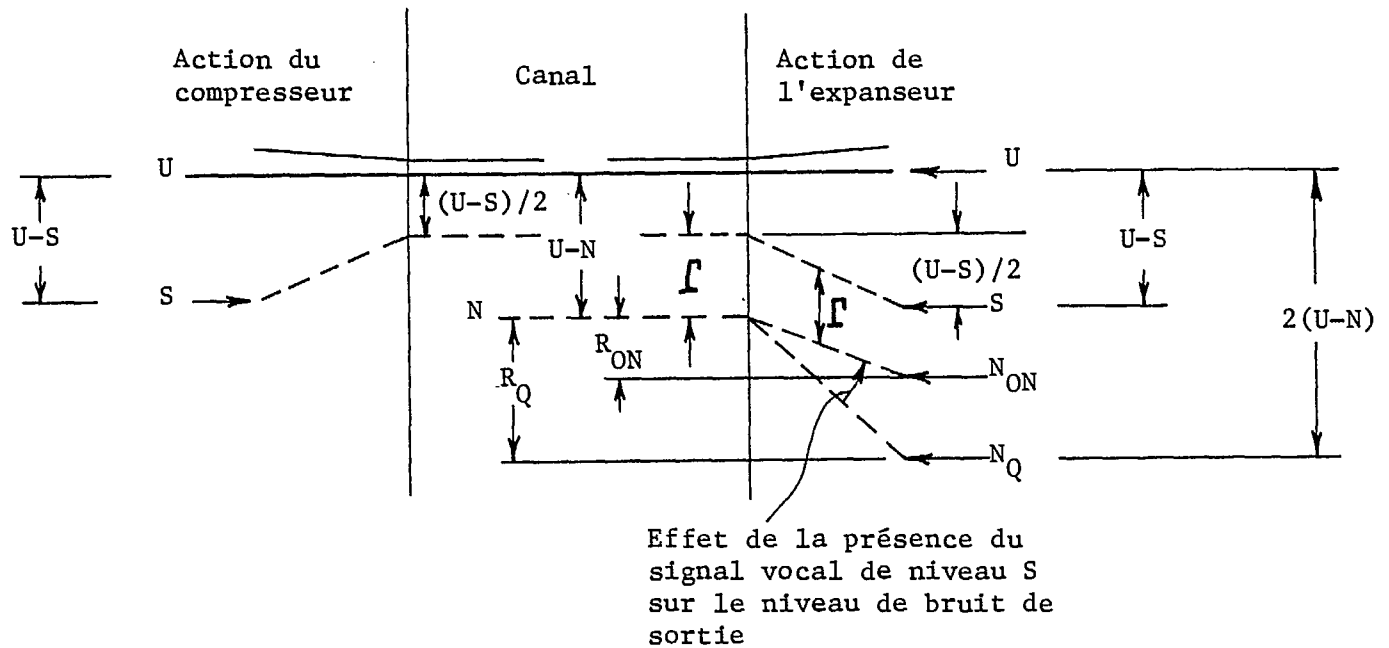


Fig. 5. Diagramme des niveaux d'un compandeur 2:1.

$$R_Q = N_Q - N = U - N \quad (2)$$

En présence d'un signal vocal, l'action de l'expandeur est régit par ce signal vocal et non plus par le niveau de bruit. Le niveau de bruit de sortie  $N_{ON}$  est donc plus bas du niveau de bruit sur le canal N d'une valeur égale à celle entre le niveau du signal vocal S à la sortie de l'expandeur et celle du niveau de signal sur le canal. D'où,

$$R_{ON} = N_{ON} - N = \frac{U - S}{2} \quad (3)$$

Reportant (2) et (3) dans (1), nous obtenons:

$$A_{dB} = \frac{2}{3} [U - N] + \frac{1}{3} \left[ \frac{U - S}{2} \right] \quad (4)$$

Le graphique de la figure 6 illustre cette amélioration (trait plein) en fonction du rapport signal sur bruit S/N à l'entrée du récepteur pour le cas type où  $S = -12$  dBm0 et  $U = -6$  dBm0 (puissance du signal à la sortie du compresseur = puissance du signal à son entrée).

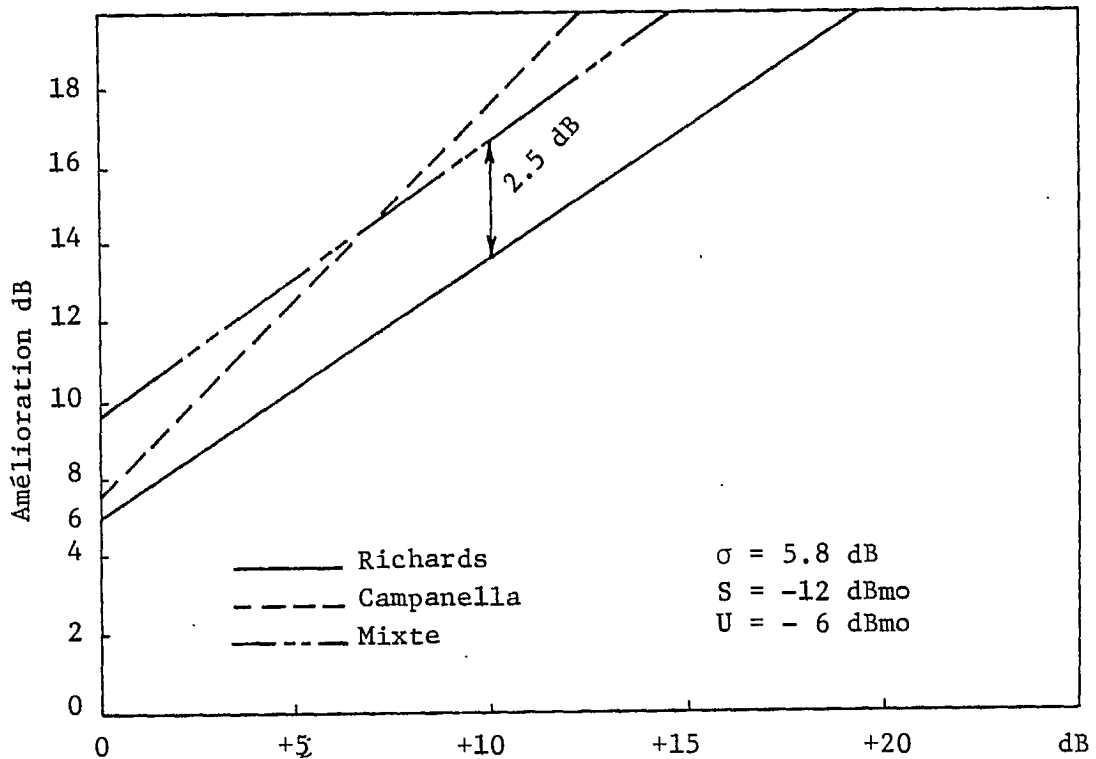


Fig. 6. Amélioration en dB en fonction du rapport S/N à l'entrée du récepteur.

D'après la relation (4) et la figure 6, plus le rapport S/N serait grand, plus l'amélioration serait grande. Il faut toutefois se rappeler que la relation (4) fut établie sous l'hypothèse qu'en présence de signal audio, c'est ce dernier qui contrôle l'expandeur et non le bruit. Toutefois, en pratique, à niveau de signal S fixe, plus S/N diminue, plus le niveau de bruit N contrôle en partie l'état de l'expandeur. A la limi-

te, lorsque  $S/N = 0$  dB, le signal audio  $S$  et le bruit  $N$  contrôlent à part égale l'état de l'expandeur.

Une autre façon de calculer théoriquement l'amélioration apportée par le companding est proposée par Campanella [C28]. Cette dernière tient compte de l'effet du compresseur sur la puissance moyenne du signal audio ainsi que de la variance de la puissance moyenne. En voici les grandes lignes.

Reprenons, encore une fois, à la figure 7, le diagramme des niveaux tel que discuté précédemment.

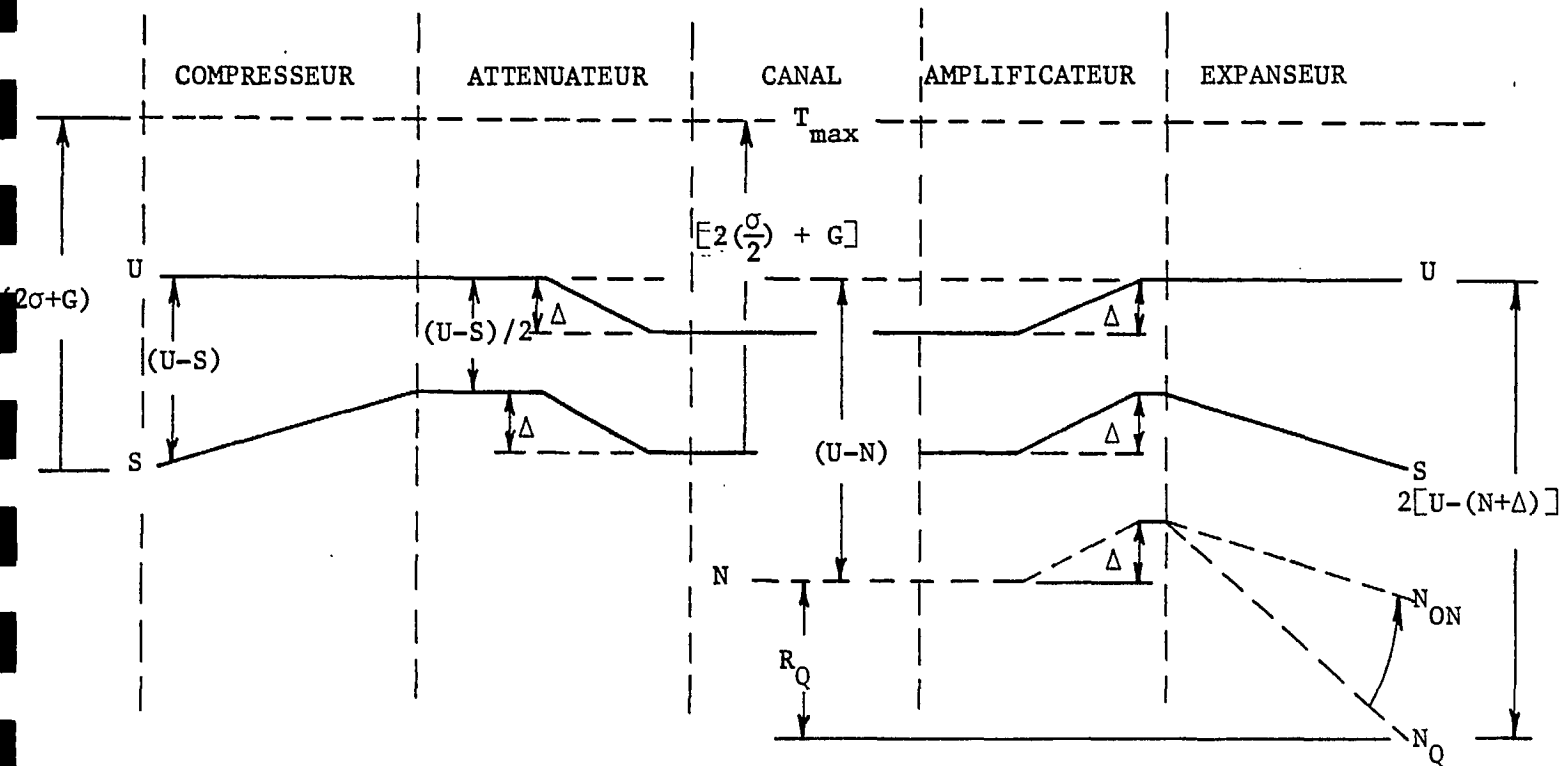


Fig. 7. Diagramme des niveaux d'un compandeur 2:1 tenant compte du seuil de limitation.



Un signal audio de puissance moyenne  $S$  se retrouve à la sortie du compresseur de rapport 2:1 à un niveau  $(U+S)/2$ . Ceci représenterait un accroissement de puissance sur le canal d'une valeur  $(U-S)/2$ . La probabilité d'atteindre le seuil de limitation  $T_{\max}$  fixé à  $(2\sigma+G)$  augmente. Pour conserver la même probabilité que celle qui existait à l'entrée du compresseur, il faut donc atténuer le signal d'une valeur  $\Delta$ . La valeur de l'atténuation  $\Delta$  requise se calcule en tenant compte du fait que la déviation standard du signal à la sortie du compresseur est réduite de moitié par rapport à ce qu'elle était à son entrée. De la figure 7, il ressort:

$$\Delta = \frac{U-S}{2} - \sigma \quad (5)$$

La réduction en dB du niveau de bruit en absence de signal vocal est donc donnée par:

$$\begin{aligned} R_Q &= N_Q - N \\ &= 2[U - (N + \Delta)] - (U - N) \\ &= 2\sigma + S - N \end{aligned} \quad (6)$$

Contrairement à Richards [R13], Campanella ne pondère pas cette valeur par 2/3 et ne lui ajoute pas 1/3 de la réduction du niveau de bruit en présence de signal vocal. Il prend plutôt pour acquis que l'amélioration encourue est égale directement à  $R_Q$ . De cette valeur, il retranche toutefois 6 dB de dégradation provenant des salves de bruit entendues transitoirement à la fin d'un signal vocal (passage de  $N_{ON}$  à  $N_Q$  non instantané). L'amélioration est alors donnée par:

$$\begin{aligned} A_{dB} &= R_Q - 6 \text{ dB} \\ &= 2\sigma + S - N - 6 \end{aligned} \quad (7)$$

Prenant comme valeurs typiques  $\sigma = 5.8$  dB,  $S = -12$  dB et  $U = -6$  dBm0, nous obtenons la courbe pointillée de la figure 6.

Finalement, si nous utilisons la formulation de Richards soit la relation (1), où  $R_Q$  et  $R_{ON}$  sont calculées par la technique de Campanella, nous obtenons:

$$\begin{aligned}
 A_{dB} &= \frac{2}{3} [R_Q] + \frac{1}{3} [R_{ON}] \\
 &= \frac{2}{3} [2\sigma + S - N] + \frac{1}{3} \left[ \left( \frac{U-S}{2} \right) - \Delta \right] \\
 &= \frac{2}{3} [2\sigma + S - N] + \frac{1}{3} [U - S - \sigma] \\
 &= \sigma + \frac{1}{3} [U + S] - \frac{2}{3} N
 \end{aligned} \tag{8}$$

Ce résultat apparaît à la figure 6 en trait discontinu. Il est intéressant de noter que ce dernier résultat donne une amélioration constante de 2.5 dB supérieure à celle prédite par Richards.

### 2.3.2 Amélioration pratique

Des tests subjectifs récents rapportés par Skevington [S24] ressortent les points suivants:

- L'amélioration subjective encourue n'est pas fonction du volume S de l'interlocuteur mais plus de sa façon de parler. Une personne qui parle sur un ton monotone est plus avantagée qu'une personne plus dynamique.
- L'amélioration subjective encourue n'est pas fonction du rapport S/N. Cette conclusion est à première vue en contradiction directe avec les résultats théoriques précédents. Il faut toutefois

noter que les essais rapportés par Skevington sont valables pour des S/N variant d'environ 25 dB à 40 dB, donc beaucoup plus élevés que ceux calculés précédemment. Sous ces conditions, Skevington rapporte une amélioration subjective d'environ 16 dB. Cette quantité constituerait donc une borne supérieure.

#### 2.4 FILTRAGE D'UN SIGNAL VOCAL

Nous savons que nous n'avons pas besoin de transmettre tout le contenu fréquentiel d'un signal vocal pour que l'oreille (et surtout le cerveau) puisse entendre de façon intelligible le message émis. Nous pouvons donc limiter volontairement la bande allouée pour un signal vocal. En effectuant des tests subjectifs, il est possible d'arriver à prédire l'effet subjectif encourue par un tel filtrage. La figure 8 illustre le résultat de tels tests [B18]. Lors de ces tests, des syllabes étaient prononcées et des écoutants devaient les identifier. Le pourcentage d'identifications positives se nomme "Sound Articulation". La courbe dénommée "high pass" fut obtenue en variant la fréquence de coupure d'un filtre passe-haut inséré dans le canal; il en va de même pour celle intitulée "low-pass" se rapportant à un filtre passe-bas. D'après ces courbes, une bande de 300 à 3,300 Hz suffit.

#### 2.5 PREACCENTUATION D'UN SIGNAL VOCAL

Nous avons déjà mentionné à la section 1.2 que le spectre d'un signal vocal présente une différence de puissance assez considérable entre les composantes basses fréquences de haut niveau énergétique (les voyelles) et les composantes hautes fréquences de bas niveau énergétique (les consonnes). En présence de bruit sur le canal, les consonnes seront

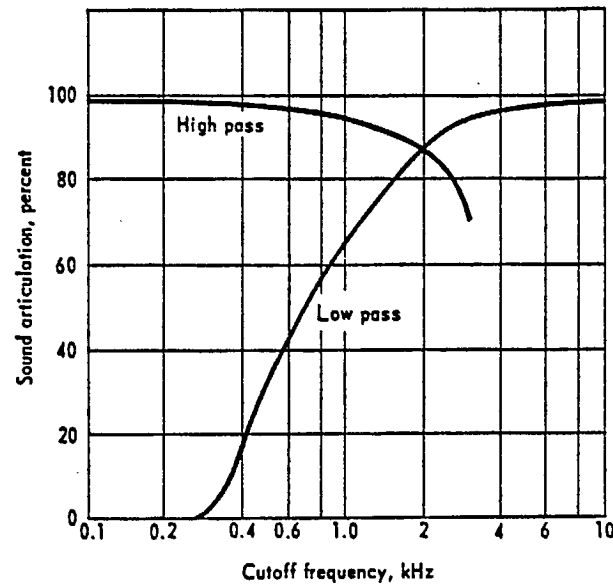


Fig. 8. Effet de la limitation de bande d'un signal vocal sur son intelligibilité (d'après [B18]).

donc plus difficilement percevables que les voyelles. Ceci est d'autant plus gênant car nous avons déjà limité la puissance de ces consonnes en filtrant le signal audio par un filtre passe-bas (voir section 2.4).

Une façon d'améliorer la qualité subjective à la réception consiste à passer le signal vocal dans un circuit de préaccentuation des hautes fréquences au transmetteur avant de les transmettre dans le canal. Bien entendu, un circuit de déaccentuation complémentaire est introduit au récepteur pour ne pas introduire de distorsion.

D'après Pappenfus [P18] toutefois, le fait d'utiliser un circuit de préaccentuation accroît de 4 dB environ le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal audio. Ceci vient du fait que bien de puissance moyenne plus faible que les voyelles, certaines consonnes présentent des pointes de durée très courte pouvant dépasser celles des voyelles. Le circuit de préaccentuation ne fait qu'augmenter davantage ces pointes d'où augmentation du rapport entre la puissance

ce maximale instantanée et la puissance moyenne. Cet accroissement peut toutefois être facilement réduit à néant par l'utilisation d'un limiteur (voir section 2.1). Nous avons déjà mentionné que l'emploi d'un limiteur n'affectait que très peu la qualité subjective du signal. Licklider [L19] affirme que la dégradation subjective encourue par l'emploi d'un limiteur est moindre pour un signal vocal ayant subi une préaccentuation que pour un signal n'ayant subi aucun traitement.

Nous n'avons réussi à date à mettre la main sur aucune source d'information relative à l'amélioration subjective encourue par l'emploi d'un circuit de préaccentuation pour la transmission d'un signal vocal en bande de base.

### 3. TECHNIQUES DE MODULATION ANALOGIQUE DE LA PORTEUSE

Deux techniques de modulation analogique de la porteuse retiendront particulièrement notre attention, soit la modulation de fréquence à bande étroite (NBFM) et la modulation d'amplitude à bande latérale unique (SSB). Nous ferons ressortir dans les pages qui suivent les avantages et inconvénients de chacune de ces techniques.

#### 3.1 MODULATION DE FREQUENCE A BANDE ETROITE (NBFM)

Le système considéré est celui représenté sous forme de schéma bloc à la figure 9.

Dans les sous-sections suivantes, nous analyserons l'effet de la présence (ou de l'absence) des différents blocs de traitement du signal vocal sur la qualité du rapport signal sur bruit à la sortie du récepteur.

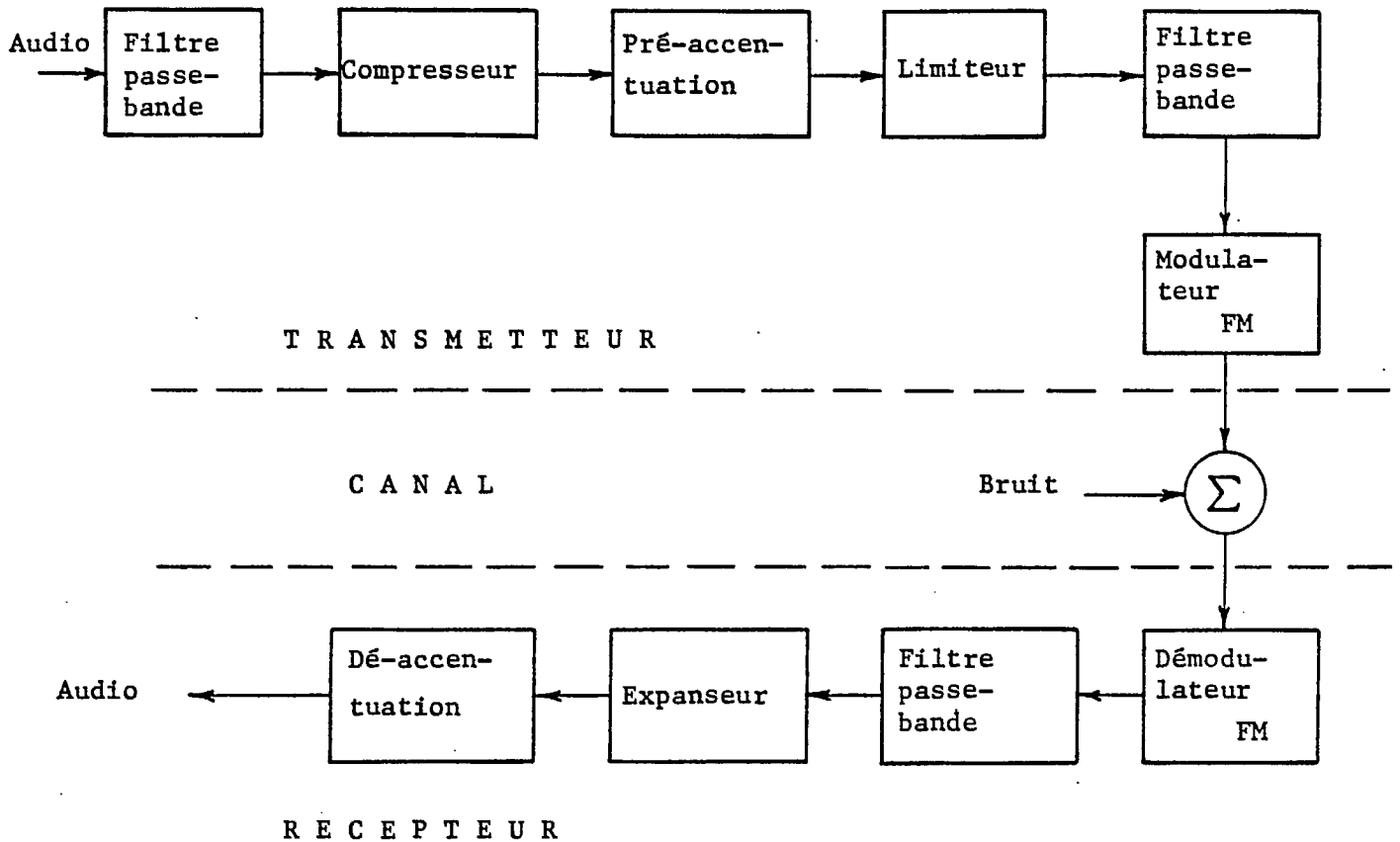


Fig. 9. Schéma bloc du système de communication NBFM à l'étude.

### 3.1.1 Rapport S/N sans aucun traitement

Plusieurs expressions mathématiques différentes existent dans la littérature, approximant plus ou moins bien la valeur véritable du rapport signal sur bruit présent à la sortie d'un discriminateur FM en présence de bruit blanc gaussien additif dans le canal. La plupart sont assez exactes en-dessus du seuil de dégradation rapide mais très peu modélisent bien ce qui se passe en-dessous de ce seuil ou dans son voisinage immédiat. La meilleure portée à notre attention jusqu'à ce jour, est celle due à Shimbo [S25, S26] et utilisée entre autre par Campanella [C28,

C30]. Son expression est la suivante [S26]:

$$\frac{S}{N} = \frac{3(2F_e) A^2 \left(\frac{C}{N}\right)}{1 + \frac{3}{\sqrt{3\pi}} \cdot (2F_e)^2 \sqrt{\frac{C}{N}} \frac{e^{-C/N}}{(1-e^{-C/N})^2} [1 + 24 \left(\frac{A}{2F_e}\right)^2 \left(\frac{C}{N}\right)]} \quad (9)$$

$$\text{où } \left. \begin{aligned} 2F_e &= \left\{ \begin{array}{l} \text{Bande de bruit équivalente du filtre} \\ \text{IF, normalisée par rapport à la fré-} \\ \text{quence maximale du signal modulant} \end{array} \right\} = \frac{B_{IF}}{f_m} \\ A &= \left\{ \begin{array}{l} \text{Déviation de fréquence RMS de la por-} \\ \text{teuse, normalisée par rapport à la} \\ \text{fréquence maximale du signal modulant} \end{array} \right\} = \frac{f_{rms}}{f_m} \end{aligned} \right.$$

$C/N$  = Rapport signal sur bruit à l'entrée du récepteur

$S/N$  = Rapport signal sur bruit à la sortie du discriminateur.

Il est important de noter que cette formule fut établie sous l'hypothèse que le signal modulant était gaussien.

Dans ce qui suit, nous assumerons que la bande de bruit équivalente du filtre IF est donnée par la règle de Carson, soit:

$$2F_e = \frac{B_{IF}}{f_m} = \frac{2(f_m + f_p)}{f_m} \quad (10)$$

où  $f_m$  = fréquence maximale du signal modulant,

$f_p$  = déviation maximale de la fréquence porteuse.

Le rapport signal sur bruit  $C/N$  à l'entrée du récepteur est relié au rapport signal sur la densité de bruit  $C/N_0$  par:

$$\frac{C}{N_0} = \left(\frac{C}{N}\right) \cdot B_{IF} \quad (11)$$

### 3.1.2 Effet du limiteur sur le rapport S/N

A largeur de bande  $B_{IF}$  fixée ( $f_m$  et  $f_p$  constantes), la valeur à laquelle est ajusté le seuil de limitation (voir section 2.1), a un effet direct sur la valeur du rapport S/N. En effet, pour conserver la déviation maximale  $f_p$  constante à mesure qu'on augmente la quantité de limitation, il faut remonter la valeur du niveau du signal modulant.

Utilisant comme paramètre de conception, le rapport entre la valeur crête instantanée et la valeur RMS du signal audio à la sortie du limiteur soit  $L$ , nous pouvons poser:

$$L = f_p / f_{RMS} \quad (12)$$

Reportant (10), (11) et (12) dans (9), nous obtenons:

$$\frac{S}{N} = \frac{3 \left( \frac{f_p^2}{L^2 f_m^3} \right) \left( \frac{C}{N_o} \right)}{1 + \frac{3}{\sqrt{3\pi}} \left( \frac{B_{IF}}{f_m} \right)^2 \sqrt{\frac{1}{B_{IF}}} \sqrt{\frac{C}{N_o}} \left[ \frac{e^{-\frac{C}{N_o B_{IF}}}}{\left( 1 - e^{-\frac{C}{N_o B_{IF}}} \right)^2} \right] \left[ 1 + 24 \left( \frac{f_p^2}{L^2 B_{IF}^3} \right) \left( \frac{C}{N_o} \right) \right]} \quad (13)$$

La figure 10 illustre l'effet de  $L$  sur le rapport S/N pour une situation typique soit  $f_m = 3.3$  KHz,  $f_p = 12$  KHz d'où  $B_{IF} = 30$  KHz.

A l'examen de cette figure, nous constatons que plus nous limitons le signal plus le rapport S/N augmente, à  $C/N_o$  fixe. Cette augmentation est toutefois plus lente pour des  $C/N_o$  en-dessous du seuil que pour des valeurs de  $C/N_o$  en-dessus.

Il est également important de noter que ces courbes sont valables sous l'hypothèse que le signal modulant reste à peu près gaussien à la sortie du limiteur. Donc, plus  $L$ , exprimé en dB, est faible, moins



la courbe associée correspond à la réalité.

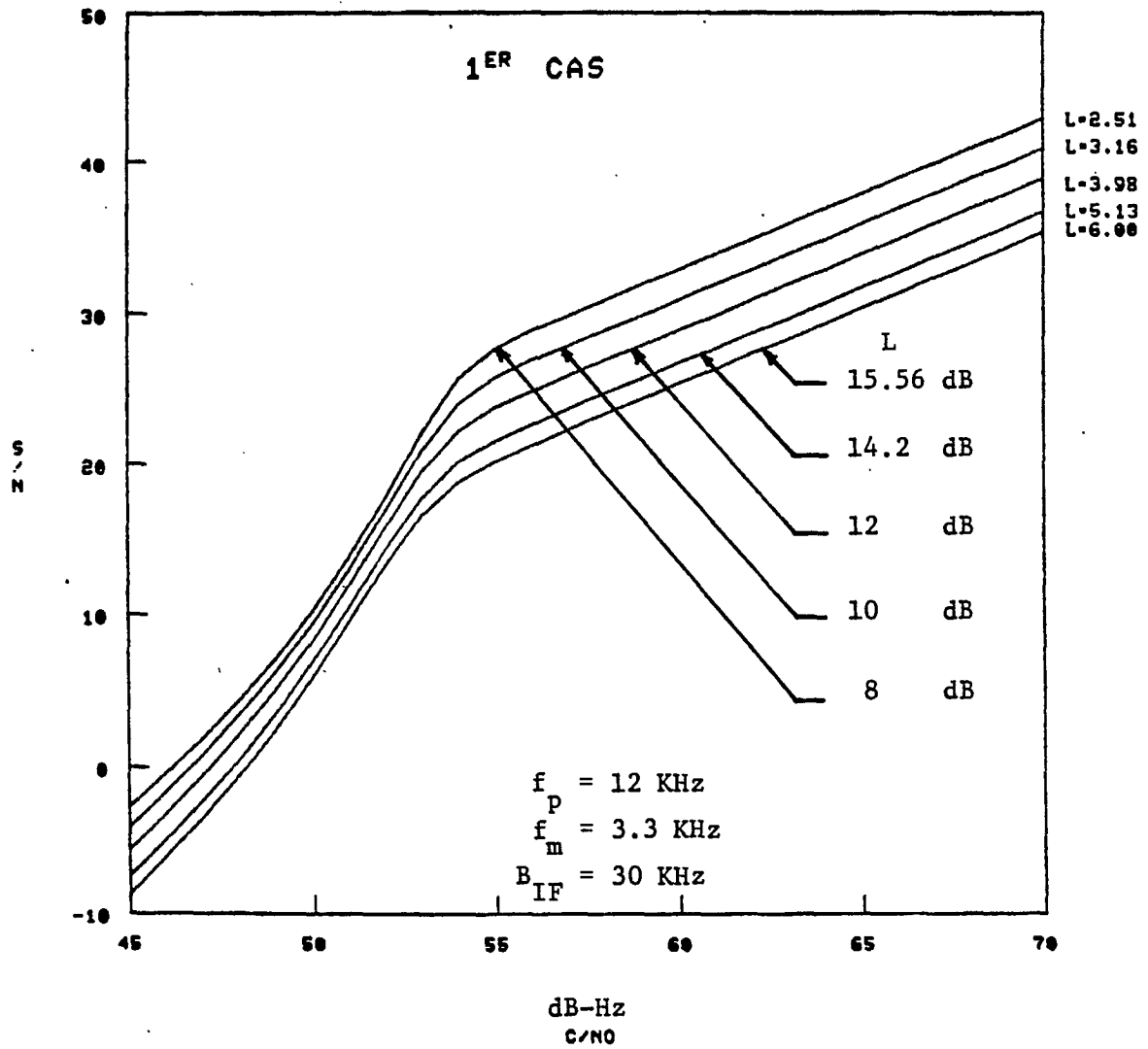


Fig. 10. Effet du rapport de limitation L sur le rapport S/N pour une situation typique.

### 3.1.3 Effet de la préaccentuation sur le rapport S/N

La fonction de transfert  $H(f)$  du circuit de préaccentuation qui maximise le rapport SN à la sortie du démodulateur FM est donnée par:

$$|H(f)|_{\text{opt}}^2 = \left| \frac{G_n(f)}{G_s(f)} \right|^{\frac{1}{2}} \quad (14)$$

où  $G_n(f)$  = spectre de puissance du bruit présent à la sortie du démodulateur,

$G_s(f)$  = spectre de puissance du signal avant préaccentuation.

La difficulté dans l'application de cette relation vient du fait que  $G_s(f)$  varie d'une personne à l'autre et en plus, pour une personne donnée,  $G_s(f)$  change en fonction du temps.

Jakes [J7] a étudié l'effet de quatre types différents de circuits de préaccentuation. Il est arrivé à la conclusion pratique qu'une préaccentuation de +6 dB/octave du signal audio sur toute la bande audio donnait des résultats satisfaisants. Le circuit de préaccentuation est donc un dérivateur. Comme le signal audio ainsi préaccentué attaque un modulateur FM, l'ensemble formé du dérivateur et du modulateur FM constitue un modulateur de phase. Ceci explique pourquoi dans la littérature certains parlent de "Narrow Band Phase Modulation" (NBPM) plutôt que de NBFM.

D'après Campanella [C28], l'augmentation du rapport S/N due à la présence d'un circuit de préaccentuation de +6 dB/octave sur toute la bande audio (de 300 Hz à 3.3 KHz) serait de l'ordre de 5 dB.

Nous avons représenté à la figure 11 le rapport S/N en fonction du rapport  $C/N_0$  pour trois systèmes typiques. Ces courbes ont été obtenues

à l'aide de la relation (13) auquel 5 dB furent ajoutés pour tenir compte de l'effet du circuit de préaccentuation. Le niveau de limitation  $L$  fut fixé à une valeur typique de 12 dB comme pour le système Spade.

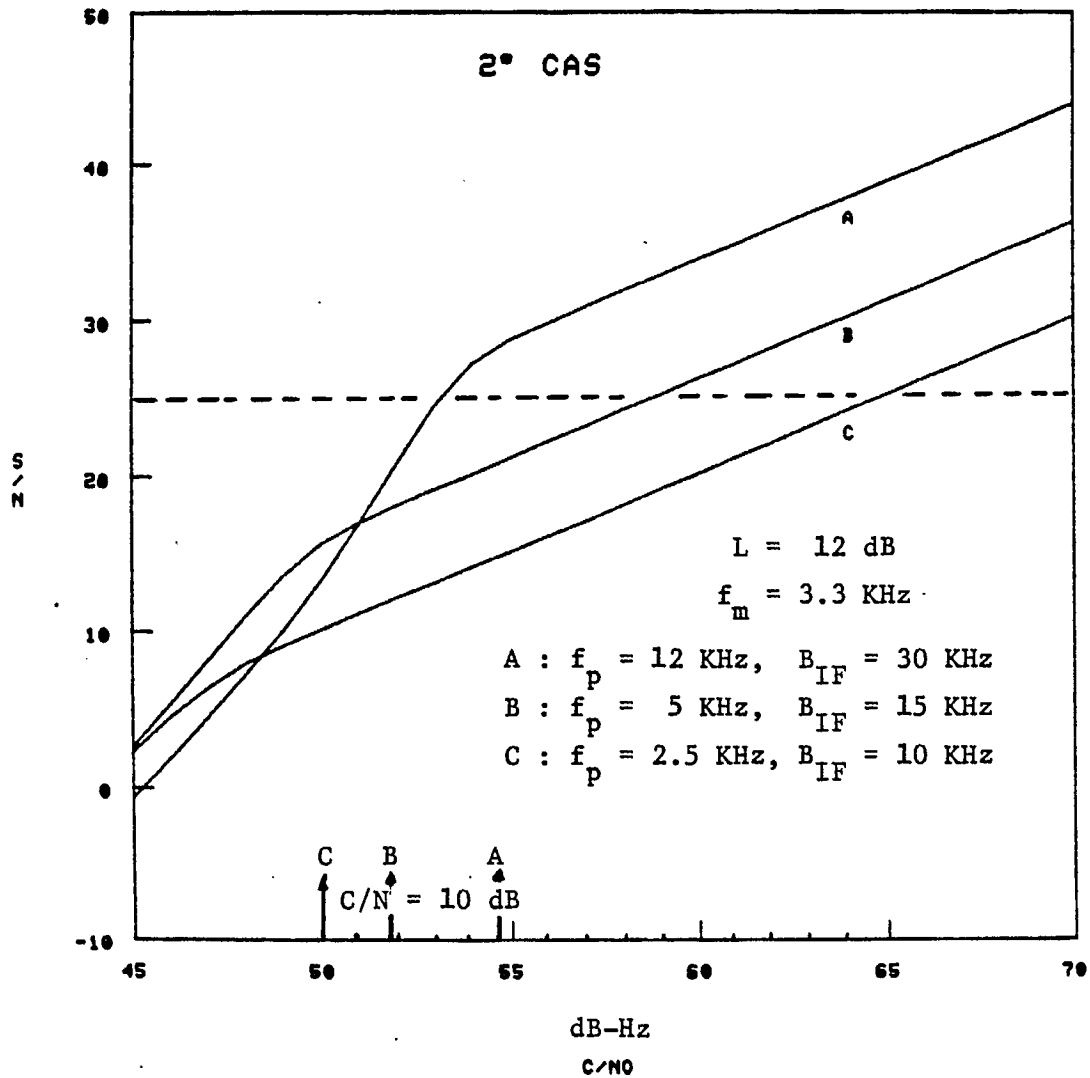


Fig. 11. Rapport  $S/N$  vs  $C/N_0$  pour  
 $B_{IF} = 30 \text{ KHz}$ ,  $15 \text{ KHz}$  et  $10 \text{ KHz}$   
 (effet de la préaccentuation prise en compte).

Prenant comme objectif l'obtention d'une qualité de communication comparable à celle d'une liaison téléphonique interurbaine, dénommée "toll quality" en anglais, le S/N requis serait de l'ordre de 25 dB. Les  $C/N_0$  correspondants, tirés de la figure 11, sont:

$$\begin{aligned} \text{ystème A} &\rightarrow C/N_0 = 53 \text{ dB-Hz} \\ \text{ystème B} &\rightarrow C/N_0 = 59 \text{ dB-Hz} \\ \text{ystème C} &\rightarrow C/N_0 = 65 \text{ dB-Hz} \end{aligned} \quad (15)$$

Il faut toutefois noter que le système A opère légèrement sous le seuil de dégradation rapide. Dans cette zone, le bruit impulsionnel augmente rapidement avec une diminution du  $C/N_0$  et la qualité subjective de la communication se dégrade considérablement. Selon Campanelle [C28], il n'est pas recommandé d'opérer en-dessous d'un C/N de 10 dB. Nous avons indiqué ce seuil par une flèche pour chaque système représenté à la figure 11 ( $C/N_0 = C/N + 10 \text{ Log}_{10} B_{IF}$ ). Nous obtenons:

$$\begin{aligned} \text{ystème A} &\rightarrow C/N_0 = 54.7 \text{ dB-Hz} \\ \text{ystème B} &\rightarrow C/N_0 = 51.76 \text{ dB-Hz} \\ \text{ystème C} &\rightarrow C/N_0 = 50 \text{ dB-Hz} \end{aligned} \quad (16)$$

Le niveau  $C/N_0$  du système A n'est donc pas fixé par l'objectif d'un S/N de 25 dB mais plutôt par le seuil de 10 dB sur le C/N. Les  $C/N_0$  requis sont donc les suivants:

$$\begin{aligned} \text{ystème A} &\rightarrow C/N_0 = 54.7 \text{ dB-Hz} \\ \text{ystème B} &\rightarrow C/N_0 = 59 \text{ dB-Hz} \\ \text{ystème C} &\rightarrow C/N_0 = 65 \text{ dB-Hz} \end{aligned} \quad (17)$$

### 3.1.4 Effet du companding sur le rapport C/N<sub>0</sub>

Etant donné son importance, nous subdiviserons cette section en deux sous-sections soit celle traitant de l'amélioration théorique possible escomptée et celle traitant de résultats de tests subjectifs.

#### 3.1.4.1 Amélioration théorique

L'amélioration apportée par le companding se calcule de la façon suivante:

- $\left(\frac{S}{N}\right)_{dB}$  calculé, d'après la relation (13),
- $\left(\frac{S}{N}\right)_{dB} = \left(\frac{S}{N}\right)_{dB} \text{ calculé} + 5 \text{ dB}$ , pour tenir compte également de l'effet du circuit de préaccentuation,
- $N_{dB} = S_{dB} - \left(\frac{S}{N}\right)_{dB}$ ,
- $N_{dB} \text{ nouveau} = 2N_{dB} - 2\sigma_{dB} - S_{dB} + D_{dB}$ , d'après la relation (7),
- $\left(\frac{S}{N}\right)_{dB} \text{ nouveau} = S_{dB} - N_{dB} \text{ nouveau}$ .

Nous avons représenté à la figure 12 le rapport S/N ainsi obtenu en fonction du rapport C/N<sub>0</sub> pour les trois systèmes étudiés précédemment. L'amélioration due au companding est telle que le rapport C/N<sub>0</sub> requis pour atteindre l'objectif visé d'un S/N de 25 dB est fixé par la contrainte d'un C/N minimal de 10 dB, soit celui déjà trouvé pour chaque système, à la relation (16).

La conclusion majeure qui découle de cette étude est la suivante:

Sans companding, le système qui rencontre l'objectif visé d'un S/N de 25 dB avec un C/N<sub>0</sub> minimum est celui ayant un B<sub>IF</sub> maximal. Avec companding, c'est l'inverse

qui se produit et le  $C/N_0$  requis ne dépend plus de l'objectif visé ( $S/N = 25$  dB) mais de la contrainte sur le  $C/N$  le fixant à 10 dB. Le système ayant un  $B_{IF}$  minimal est le meilleur.

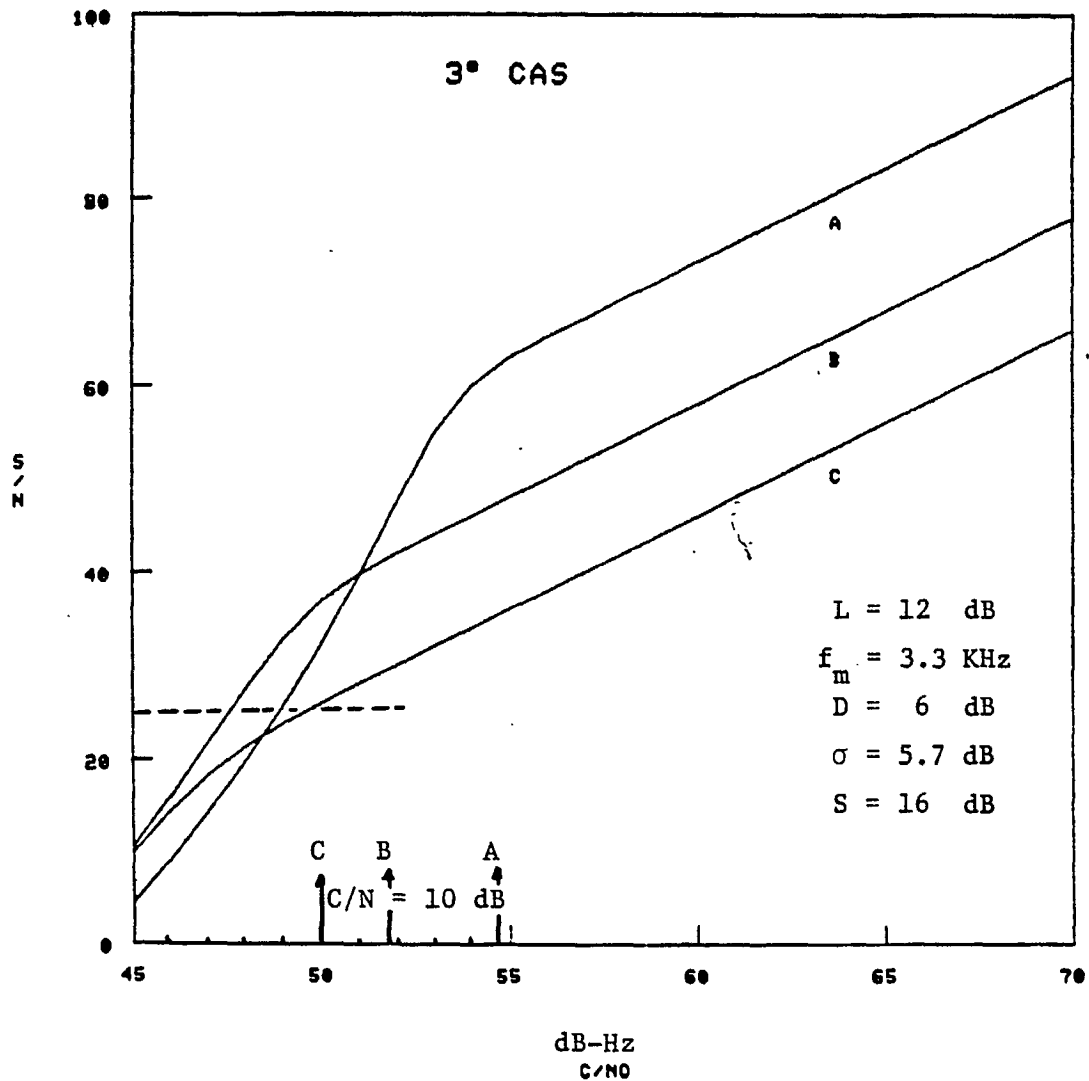


Fig. 12. Rapport  $S/N$  vs  $C/N_0$  pour  $B_{IF} = 30$  KHz, 15 KHz et 10 KHz. (Effets de la préaccentuation et du companding prises en compte).

Un autre point important mérite d'être mentionné. La figure 13 illustre les performances du système A ( $B_{IF} = 30$  KHz) avec companding (cas 2) et sans companding (cas 1). Bien que d'une façon absolue, les performances sont améliorées de beaucoup par la présence du companding, le taux de décroissance des performances est plus rapide avec la présence du companding qu'il ne l'était en son absence. Ceci est vrai aussi bien en-dessus du seuil qu'en-dessous, le seuil demeurant à la même place dans les deux cas. Comme la relation mathématique utilisée pour tracer ces courbes est de moins en moins valable en-dessous du seuil plus  $C/N_0$  diminue, il est permis de croire que les asymptotes tracées en pointillé se rapprochent plus de la réalité. Nous tirons alors une autre conclusion importante:

Un système NBFM avec companding est moins performant qu'un système NBFM sans companding lorsque son point d'opération se situe assez en bas du seuil  $C/N \approx 10$  dB.

Enfin, nous avons tracé à la figure 14 la valeur du  $C/N_0$  minimum requis pour rencontrer notre objectif ( $S/N \geq 25$  dB avec  $C/N = 10$  dB) en fonction de la largeur de bande  $B_{IF}$ . Evidemment  $B_{IF}$  est bornée inférieurement par la valeur  $2f_m$ . Ce cas limite correspond à un signal NBFM occupant le même spectre qu'un signal AM. Le  $C/N_0$  minimum requis est de l'ordre de 48 dB-Hz lorsque  $f_m = 3.3$  KHz.

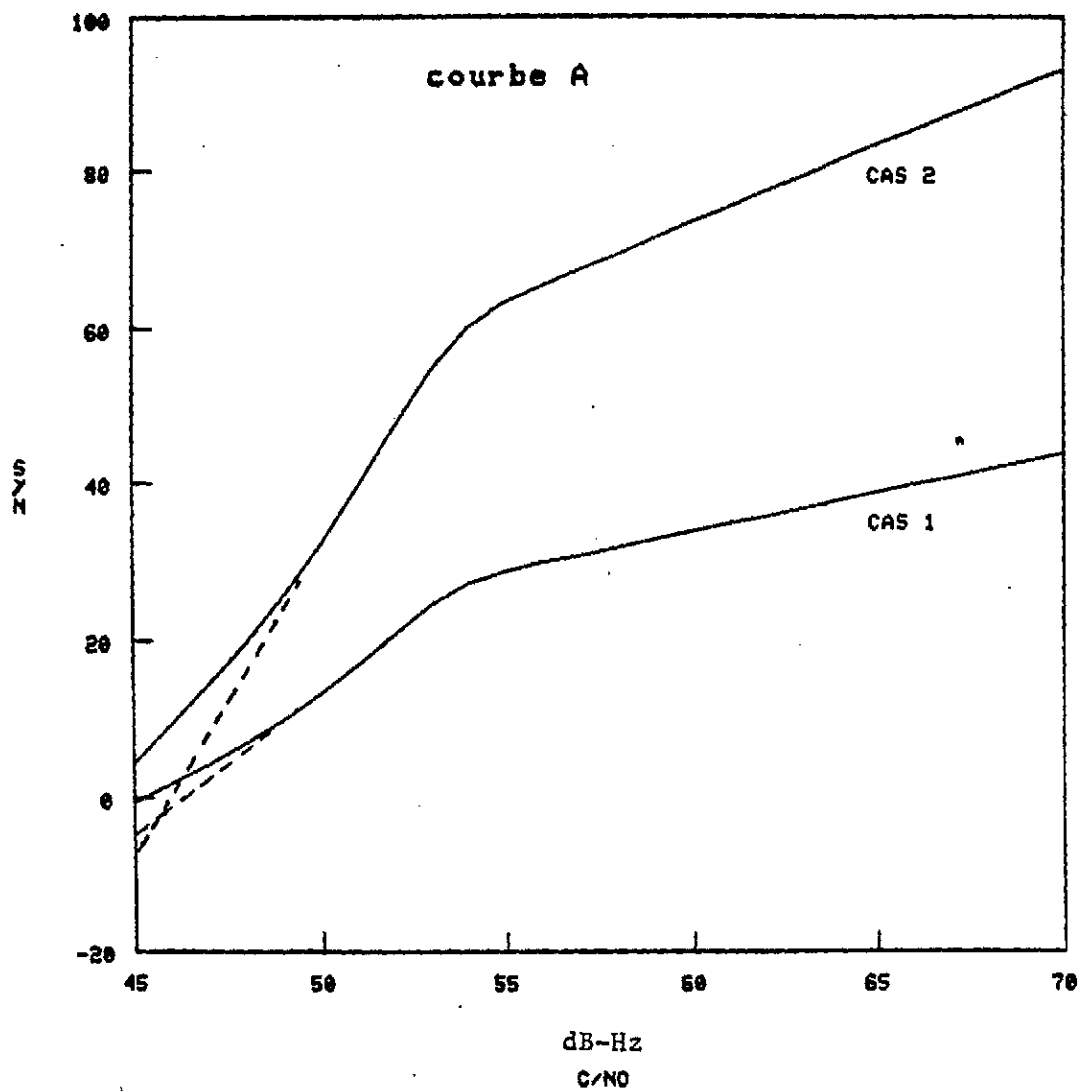


Fig. 13. Graphique comparatif des performances d'un système NBFM ( $B_{IF} = 30$  KHz) avec et sans companding.



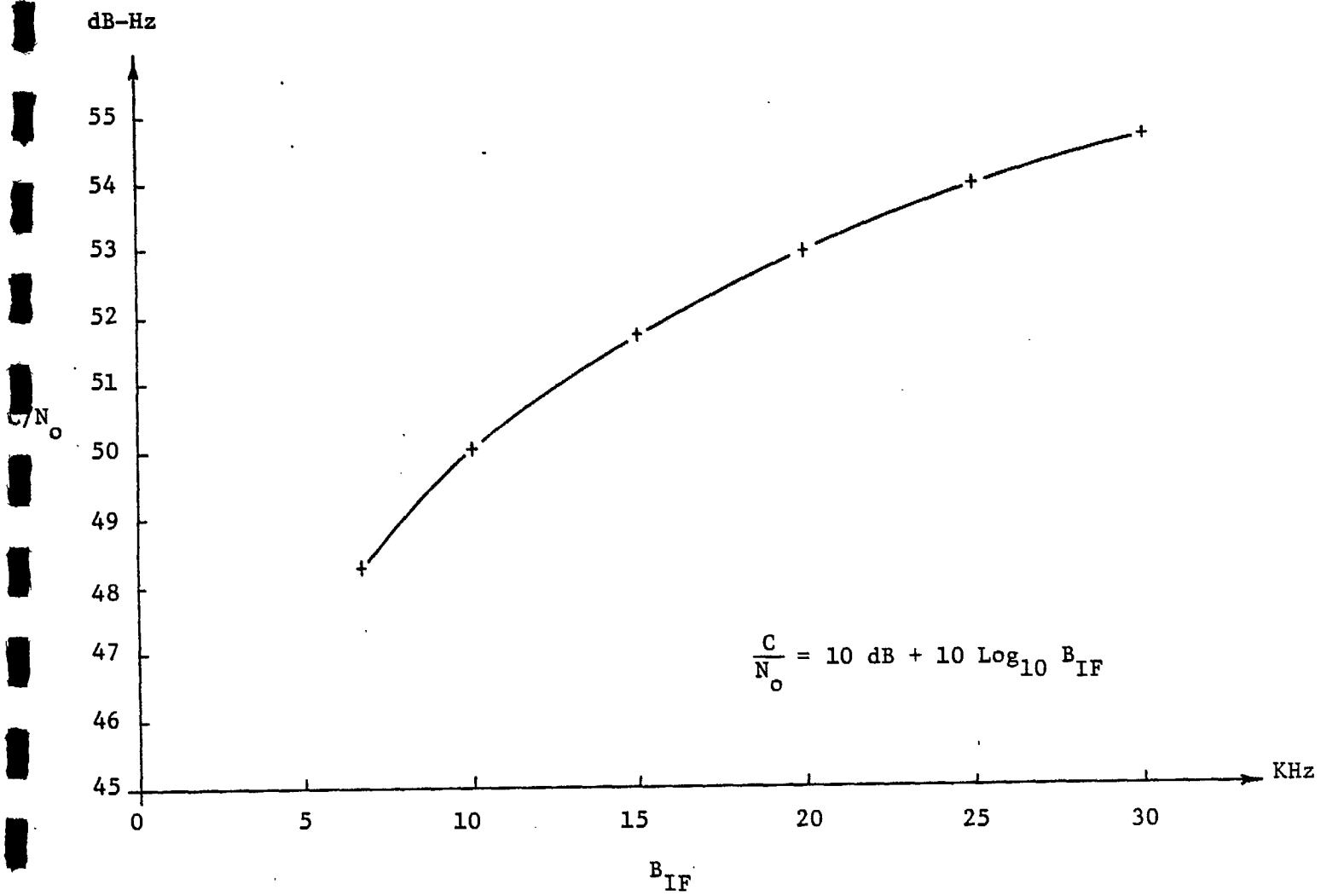


Fig. 14. Valeur de seuil du  $C/N_0$  en fonction de la largeur de bande  $B_{IF}$  occupée par un signal NBFM.

### 3.1.4.2 Amélioration pratique

La figure 15 rapporte les résultats de deux tests d'intelligibilité effectués par Wishna [W6] auprès de 20 personnes.

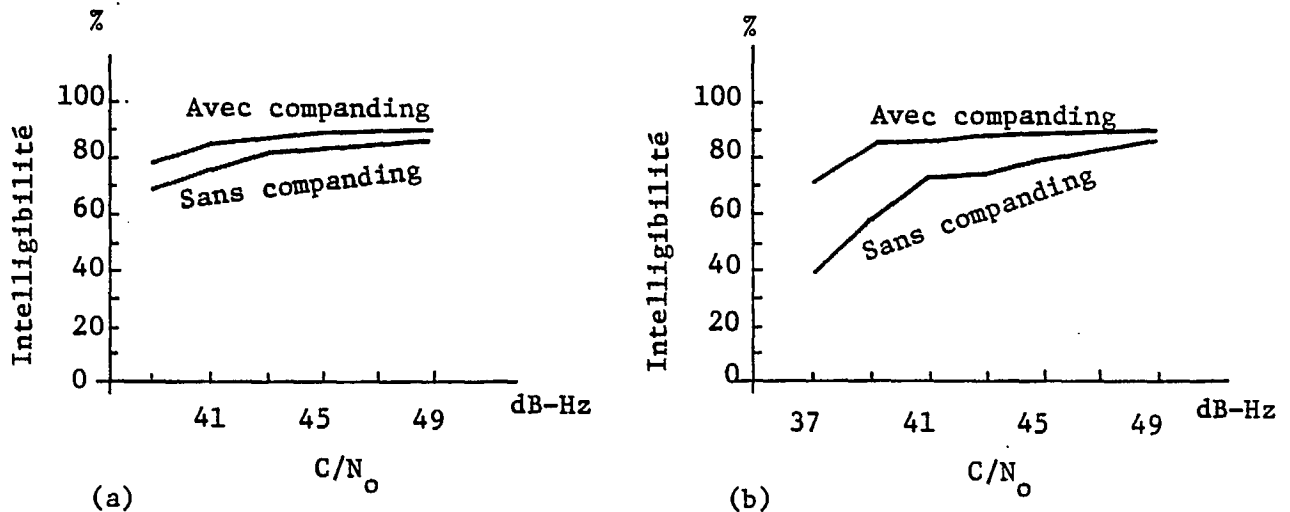


Fig. 15. Résultats de tests d'intelligibilité [W6]  
 (a) mots tests types "rhyme"  
 (b) mots tests phonétiquement balancés.

Malheureusement, bien qu'il soit mentionné dans la référence en question que les tests ont été effectués sur un système de communication NBFM, aucun autre détail n'est ajouté en ce qui concerne les valeurs de  $B_{IF}$ ,  $f_p$  et  $f_m$ . Aussi est-il très difficile d'en tirer des conclusions si ce n'est que, dans ce cas, le companding améliore les performances.

Plus récemment, Hansen [H24, H25] a effectué des tests d'intelligibilité comparatifs sur deux systèmes NBFM avec companding et sans companding. Dans ce cas,  $f_p = \pm 5$  KHz,  $f_m = 3$  KHz et  $B_{IF} = 15$  KHz. Les mots employés pour ces tests étaient monosyllabiques de types "rhyme". Son auditoire était composé d'uniquement 5 personnes. Le résultat apparaît à la figure 16. Comme nous pouvons le constater, les résultats obtenus sont en opposition avec ceux de Wishna présentés précédemment. Pour expliquer

cette différence, nous émettons l'hypothèse suivante: Les tests effectués par Wishna l'ont été sur un système NBFM opérant en-dessus du seuil de dégradation rapide, alors que ceux d'Hansen ont été obtenus avec un système NBFM opérant en-dessous du seuil de dégradation rapide. Aucun élément nous permet de vérifier la première partie de notre hypothèse alors que la seconde partie se vérifie facilement en comparant les figures 11 et 12, courbes C avec la figure 15. Les résultats d'Hansen confirment la conclusion à laquelle nous étions arrivés à la section précédente à savoir que le companding dégrade les performances si le système opère assez en bas du seuil  $C/N = 10$  dB.

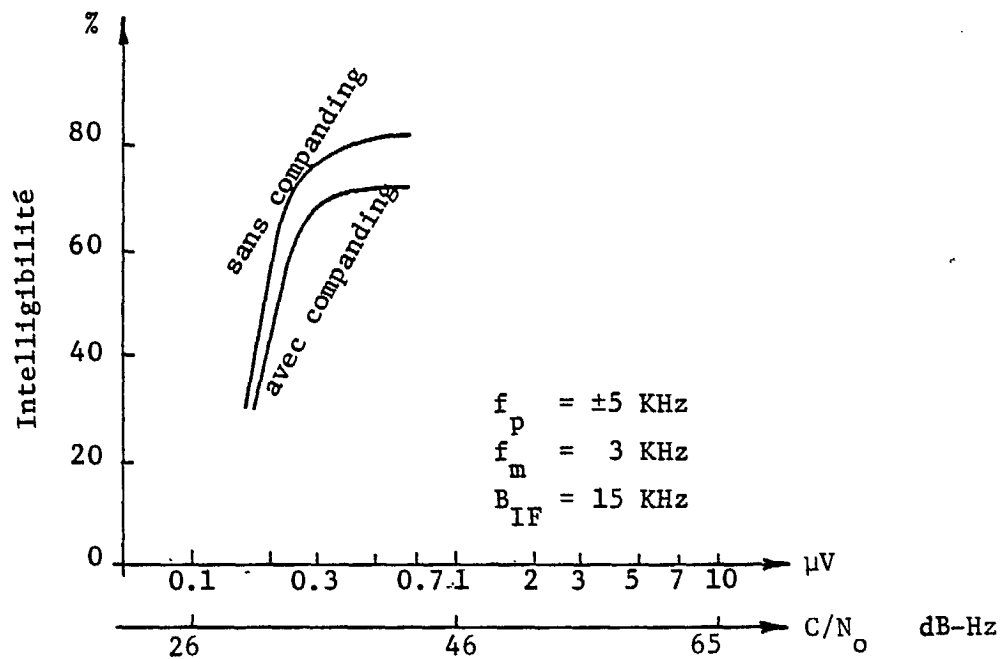


Fig. 16. Résultats de tests d'intelligibilité sur un système NBFM avec et sans companding [H24, H25].

Hansen présente également le résultat de deux tests, l'un effectué sur un système NBFM ayant un  $B_{IF}$  de 15 KHz; l'autre, un  $B_{IF}$  de 7.5 KHz. Le résultat apparaît à la figure 17.

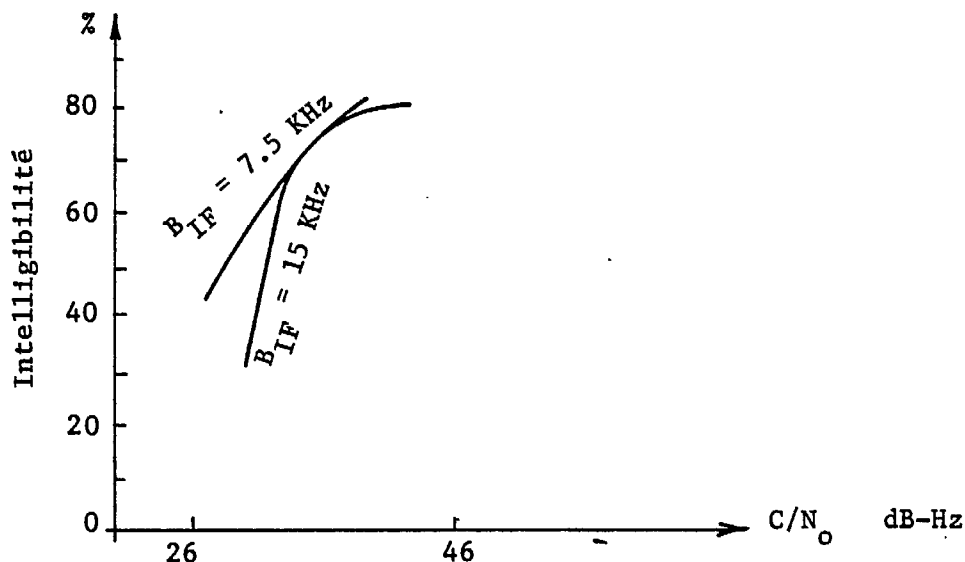


Fig. 17. Résultats de tests d'intelligibilité sur deux systèmes NBFM sans companding.

Pour la plage de valeurs de  $C/N_0$  à laquelle les tests furent effectués, le système ayant un  $B_{IF}$  de 15 KHz opère plus loin sous le seuil de dégradation rapide que celui ayant un  $B_{IF}$  de 7.5 KHz. Il est donc normal, suite à ce que nous avons dit antérieurement, que le système ayant une largeur de bande la plus faible soit le meilleur.

Enfin, Campanella [C28] rapporte lui aussi le résultat de tests effectués sur un système NBFM ayant un  $B_{IF}$  de 25 KHz. Sa méthode consistait à comparer subjectivement la qualité d'une liaison téléphonique normale à divers niveaux de bruit avec une liaison NBFM en présence de bruit gaussien additif et de bruit d'intermodulation en provenance de d'autres porteuses FM. Les auditeurs devaient estimer sous quelles conditions ils percevaient la même qualité de signal. Les tests furent effectués avec et sans companding. Le résultat apparaît à la figure 18. Les courbes théoriques obtenues par la méthode théorique exposée à la section 3.4 et 3.5.1 sont tracées en pointillé.

Il est intéressant de noter que les points expérimentaux sont très voisins de la courbe théorique. Campanella rapporte que l'utilisation d'un circuit activé par la voix améliore de 5 dB les performances en absence de companding mais produit aucune amélioration perceptible en présence de companding.

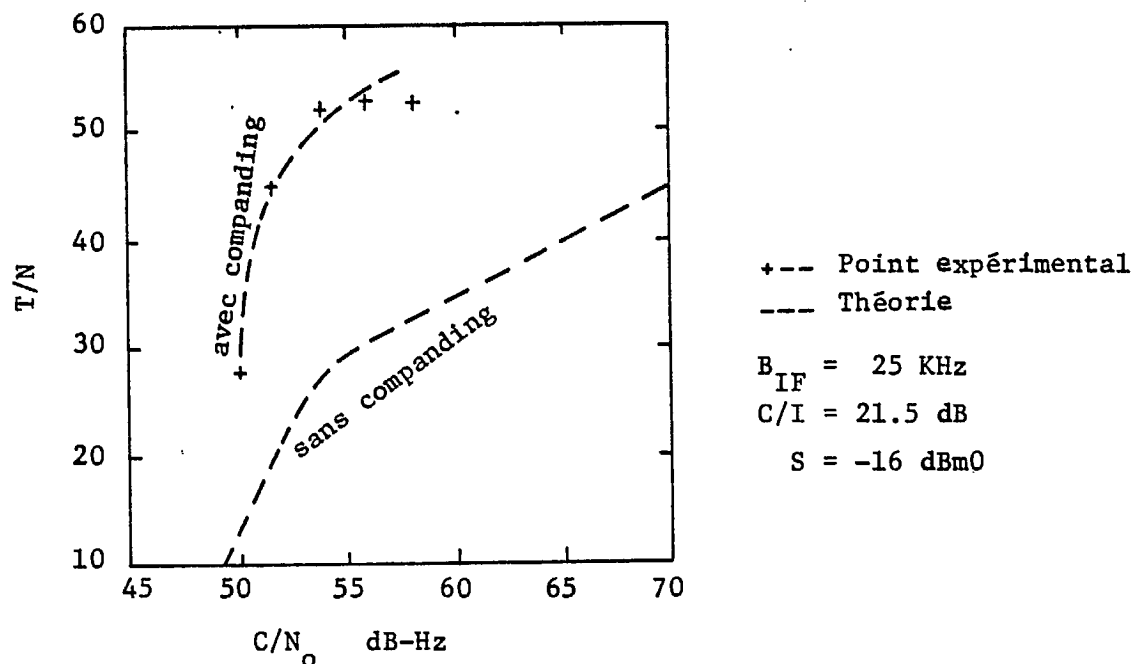


Fig. 18. Résultats de tests subjectifs sur un système NBFM ( $B_{IF} = 25 \text{ KHz}$ ) avec et sans companding.

### 3.2 MODULATION D'AMPLITUDE A BANDE LATÉRALE UNIQUE (SSB)

Nous étudierons dans les pages qui suivent deux systèmes de modulation d'amplitude à bande latérale unique proposés dans la littérature comme alternative au système NBFM. Ces deux systèmes font actuellement l'objet d'essais expérimentaux. Le premier système porte le nom de ACSB ("Amplitude Compandored Side Band"). Ce système origine du "Communication Satellite Planning Center" de l'Université de Stanford sous la direction de Bruce Lusignan. L'autre système, connu sous le nom de VHF/UHF SSB origine d'une équipe de chercheurs de l'Université de Bath en Angleterre, anciennement sous la direction de William Gosling, maintenant directeur technique à la compagnie Plessey. Son successeur est J.P. McGeehan. Ces deux systèmes requièrent une largeur de bande de 5 KHz par opposition au 25 KHz requis par les systèmes FM bande étroite conventionnel.

Nos recherches nous ont également permis de découvrir que les chercheurs des laboratoires de recherches Philips ainsi que ceux des laboratoires d'application Mullard en Angleterre s'intéressent de près à cette technique [W14, W15, W16]. Les prototypes construits pour fin d'essais le sont par la compagnie Pye Telecommunications Ltd [ ]. Des recherches et essais sont également patronnées par le "Home Office's Directorate of Radio Technology" [W16] ainsi que le "British Telecom Research Laboratories [M36].

Mentionnons également en terminant que les Russes s'intéressent aussi à ce type de modulation [B17]. Pour sa part, bien que très discrète, la compagnie "American Telephone and Telegraph" n'en poursuit pas moins ses études sur le sujet [L17].

### 3.2.1 Le système ACSB

#### 3.2.1.1 Description du système

La figure 19 illustre sous forme de schéma bloc les éléments constituant le système ACSB [L16].

Le signal audio subit un traitement avant d'attaquer le modulateur SSB. Ce traitement est constitué d'un circuit de préaccentuation de 12 dB/octave suivi d'un compresseur syllabique de rapport 2:1. Comme option, un circuit d'ajustement automatique de niveau peut être ajouté. Il permet de compenser les variations de niveaux d'un interlocuteur à l'autre. Un filtre passe-bande limite la bande du signal audio. Un filtre à réjection permet également une très bonne réjection du signal audio dans la bande utilisée par la tonalité pilote. Cette tonalité pilote est nécessaire pour permettre une démodulation de qualité acceptable du signal SSB. Ce signal pilote provient d'un VCO modulé en fréquence par une tonalité de 50 Hz. L'indice de modulation est de 2.4 de telle sorte que la porteuse est supprimée. Le signal pilote est positionné en bout de bande du signal audio. Dans les premiers essais rapportés par Lusignan, la fréquence centrale du VCO était de 2.85 KHz et le signal audio était filtré à 2.65 KHz. Dans la version intégrée que Lusignan se propose d'essayer sous peu, la fréquence centrale du VCO sera de 3.3 KHz et le signal audio sera filtré à 3.1 KHz. Enfin, Lusignan propose une valeur de 3.6 KHz pour obtenir une qualité téléphonique avec un signal audio filtré à 3.4 KHz. Ce signal FM avec porteuse supprimée est ensuite filtré pour ne pas interférer avec le signal audio auquel il est subséquent sommé. Le niveau de ce signal pilote est ajusté à 7 dB en-dessous de la puissance crête du signal audio. Le tout attaque par la suite un autre compresseur syllabique de rapport





2:1 avant de moduler la porteuse en SSB. Avec cet arrangement, le rapport de compression totale est de 4:1 pour des signaux audio jusqu'à 28 dB en bas de la valeur maximale et de 2:1 pour les signaux de plus faible amplitude.

D'après Nocedal [N8], la raison majeure de l'emploi d'un circuit de préaccentuation de 12 dB/octave ainsi que du second étage de compression est la réduction de la distorsion d'intermodulation générée par l'amplificateur de puissance. Selon ses dires, plus le spectre du signal audio traité est uniforme, plus la distorsion d'intermodulation est faible et moins il y a de l'interférence entre canaux. De son côté, l'emploi d'un second étage de compression permet de contrôler le niveau de la tonalité pilote. En effet, lorsque le niveau du signal audio augmente, le niveau de cette tonalité pilote diminue, réduisant ainsi le taux d'intermodulation produit. Il est bon de noter que les variations de niveau de la tonalité pilote sont interprétées au récepteur comme si le signal RF reçu subissait de l'affaiblissement. Le circuit d'AGC du récepteur doit donc avoir un temps de réponse aussi rapide que celui du compresseur syllabique. La première expansion, au récepteur, est donc effectuée par l'AGC et non par un expanseur à proprement parlé. Une description détaillée du principe de fonctionnement du récepteur est donnée en [L16].

### 3.2.1.2 Performances du système

Il est important de bien définir de quelle façon et sous quel critère le système ACSB fut comparé avec le système NBFM étudié précédemment. Lorsque Lusignan rapporte des résultats de mesures comparatives, la puissance constante du signal FM était égale à la puissance crête syllabique du signal ACSB. Cette puissance crête syllabique fut mesurée avec

un détecteur de 100 KHz de largeur de bande suivi d'un enregistreur de 100 Hz de largeur de bande. D'après Lusignan, cette puissance crête syllabique serait inférieure de 3.5 dB à la valeur crête instantanée. De plus, lorsque le niveau de la tonalité pilote est ajusté à 7 dB en-dessous de la puissance crête du signal audio, la puissance moyenne d'un signal ACSB est de 7 dB inférieure à la puissance crête syllabique ou de 10.5 dB inférieure à la valeur crête instantanée. Les spécifications des deux radios utilisées lors des tests sont les suivantes [L15]:

Radio NBFM : Modèle = Motorola Micor # X71RTA4413AA  
 "20 dB quieting level" = 0.32  $\mu$ volts  
 → C/N = 8 dB dans 14 KHz  
 NF  $\approx$  7.2 dB

Radio ACSB : Qualité équivalente au radio NBFM au niveau "20 dB quieting" dans les conditions suivantes:  
 Niveau de signal reçu = 0.08  $\mu$ volts  
 → C/N = 7 dB dans 2.6 KHz  
 NF  $\approx$  5.2 dB

Afin de neutraliser l'effet d'avantage que possède la radio ACSB par rapport à la radio NBFM en ce qui concerne son NF, tous les tests en laboratoire furent réalisés en injectant une source de bruit de puissance identique à l'entrée de chacun des radios. Les deux radios ont alors un NF effectif identique.

Les courbes présentées par Lusignan [L15] sont référencées par rapport à la puissance du signal FM produisant un niveau de 20 dB "quieting". Sous ces conditions, le C/N<sub>0</sub> équivalent pour chacun des systèmes serait le suivant:

$$\text{NBFM} : C/N_o = C/N + 10 \text{ Log}_{10} B_{IF} = 8 + 10 \text{ Log}_{10} (14 \text{ KHz}) = 49.46 \text{ dB-Hz}$$

$$\text{ACSB} : C/N_o = C/N - 7 \text{ dB} + 10 \text{ Log}_{10} B_{IF} = 7 - 7 + 10 \text{ Log}_{10} (2.6 \text{ KHz}) = 34.15 \text{ dB}$$

Les tests subjectifs effectués furent du type "Diagnostic Rhyme Tests" (DRT) sous la responsabilité de la compagnie Dynastat Corp. de Austin, Texas. Dans ce test, des syllabes sont transmises. L'auditoire essaie de reconnaître pour chacune des syllabes entendues à laquelle elle correspond parmi les cinq suggérées par écrit. Le résultat de ces tests apparaît à la figure 20.

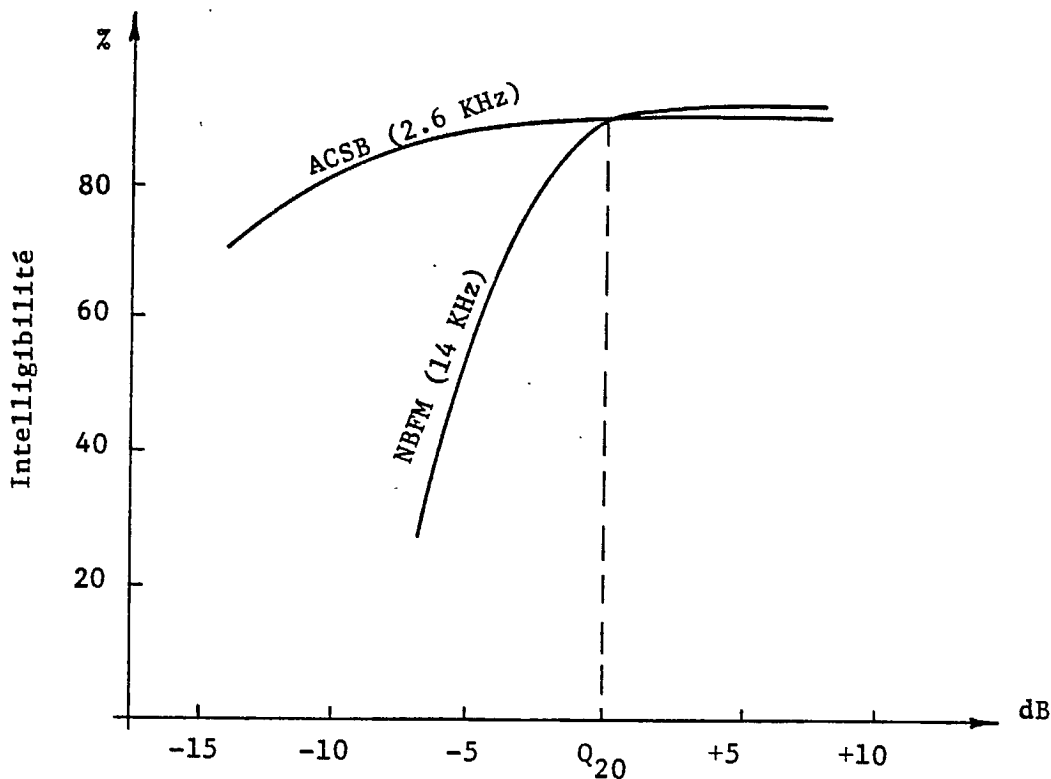


Fig. 20. Résultats comparatifs de tests subjectifs (Lusignan).

D'autres tests d'intelligibilité furent effectués de façon indépendante par Hansen [H24, H25]. Ce dernier fait remarquer, comme nous l'avons déjà mentionné auparavant, que la puissance moyenne d'un signal ACSB est d'environ 10 dB inférieure à la puissance crête instantanée. La valeur de la puissance moyenne ne serait donc pas, d'après lui, pertinente comme élément de comparaison entre les deux systèmes. Ses tests sont donc fonction de la puissance crête et non de la puissance moyenne. La figure 21 nous donne le résultat d'un de ses tests comparatifs d'intelligibilité. Dans ce cas-ci, nous constatons que le système ACSB se trouve fortement désavantagé par rapport au système NBFM.

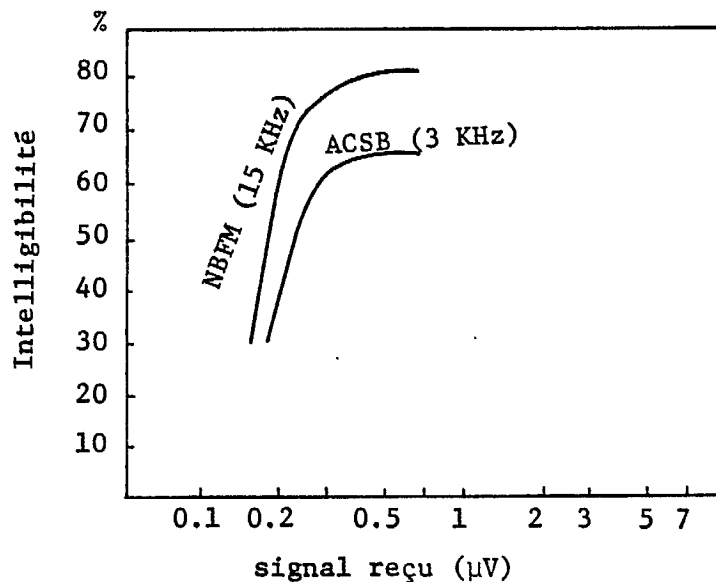


Fig. 21. Résultats comparatifs de tests subjectifs (Hansen).

Donc, dépendant de quel point de vue nous nous plaçons, les performances du système ACSB peuvent être meilleures ou pires que celles du système NBFM. Afin d'illustrer ce point, nous avons reproduit intégralement dans les pages qui suivent, des figures extraites des études de Lusignan et de Hansen. Nous ne les commenterons pas; elles parlent d'elles-

mêmes! Les spécifications des radios employés apparaissent en premier. Suivent ensuite, sur chaque page, les résultats obtenus par Lusignan puis ceux obtenus par Hansen. La divergence des points de vues est très nette.

## LUSIGNAN

	FM ACFM	ACSB
Receiver noise figure (dB)	7.2	5.2
IF bandwidth (KHz)	14	2.6
Audio bandwidth (KHz)		0.3-2.65
RF level needed to produce 20 dB quieting level ( $\mu$ V)	0.32	0.08
C/N in dB in parentheses	(8)	(7)

## HANSEN

	PM 12.5 kHz	PM/ ACPM 25 kHz	SSB	ACSB	AM 12.5 kHz
receiver noise figure (dB)	5.8	7.4	3.2	3.2	6.0
IF bandwidth (kHz)	7.5	15.0	3.0	3.0	7.5
audio bandwidth (kHz)	0.3-2.6	0.3-3.0	0.3-3.0	0.3-3.0	0.3-2.0
input level at C/N = 1 (dBm)	-129.5	-124.8	-135.0	-135.0	-132 *
peak modulation level	$\pm$ 2.5 kHz	$\pm$ 5 kHz	—	—	90%
RF level needed to produce 12 dB SINAD (C/N in dB in parentheses)					
— psophometric (dBm)	-125.2 (4.3)	-122.5 (2.3)	-124.0 (11)	-122 (13)	-116 (16) *
— non-psophometric (dBm)	-122.2 (7.3)	-120.2 (4.6)	-122.0 (13)	-112 (23)	-114 (18) *

\* Noise bandwidth =  $2 \times 2 = 4$  kHz.

Figure 4.5—System characteristics

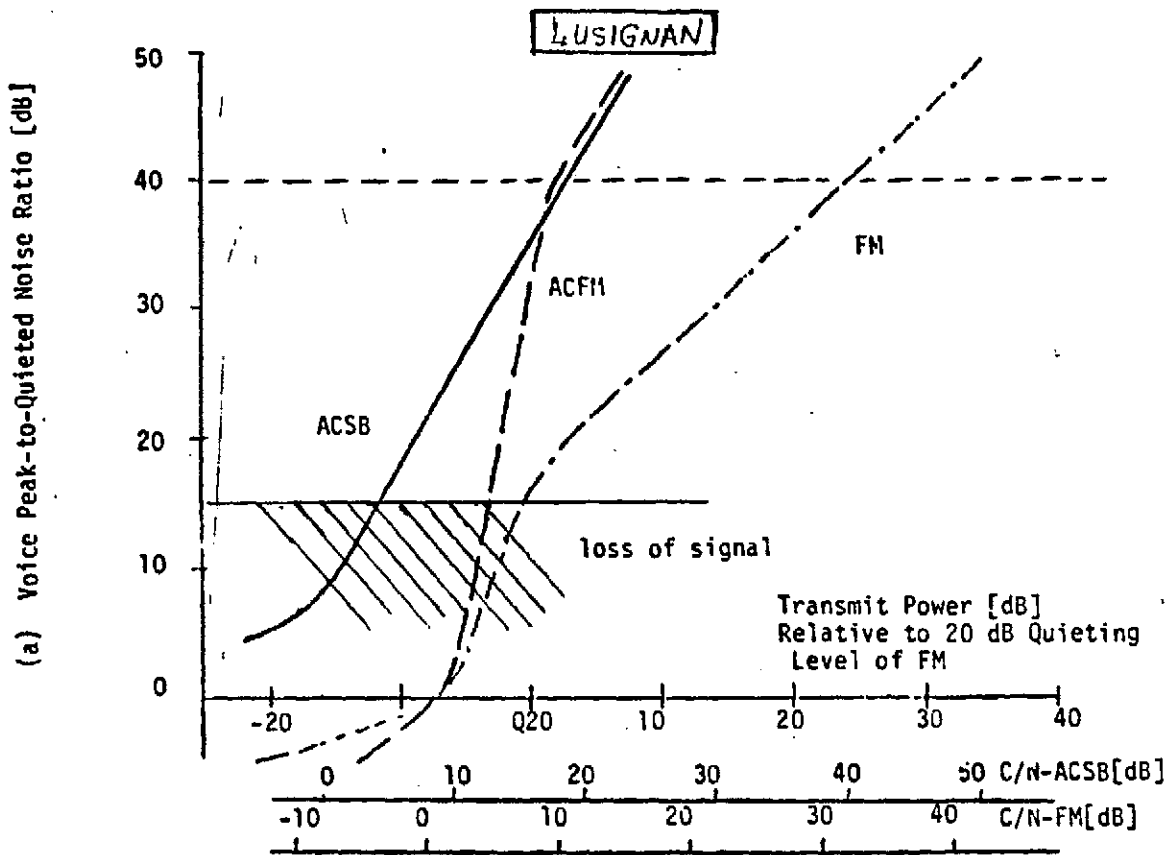


Fig. 18. Comparison of amplitude compandored FM and FM with ACBSB radios in quieting.

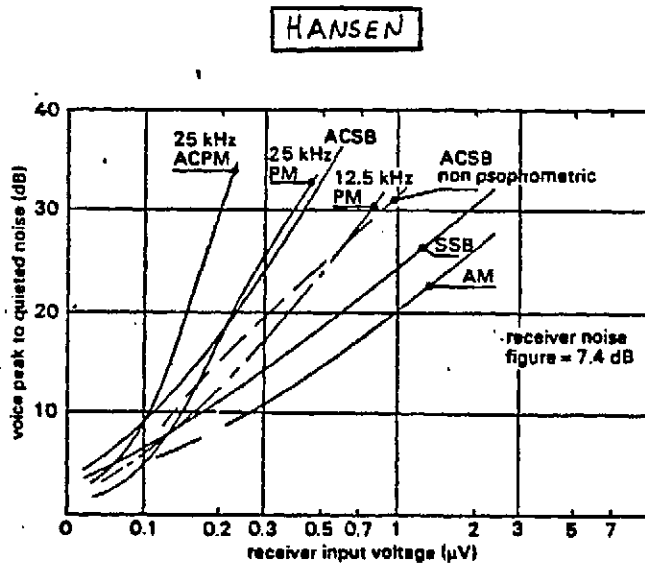


Figure 5.3—Voice peak to quieted noise. Constant signal

(b) 20dB Weak Syllable-to-Noise Ratio [dB]

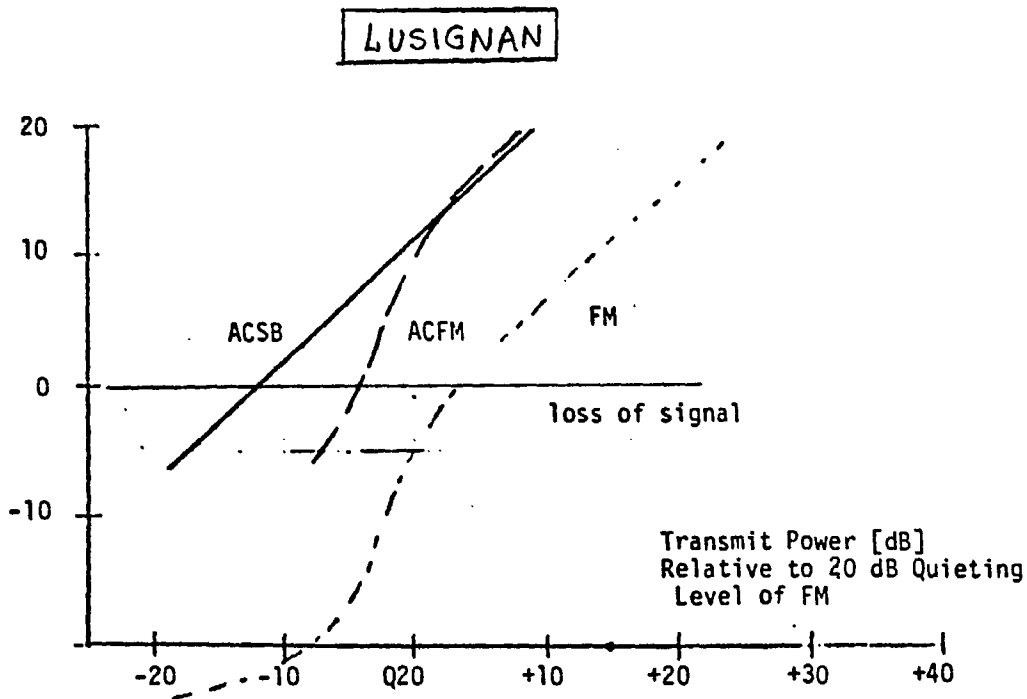


Fig. 18. Comparison of Amplitude Companded FM with ACSB Radios in Quieting and Weak Syllable-to-Noise Ratios.

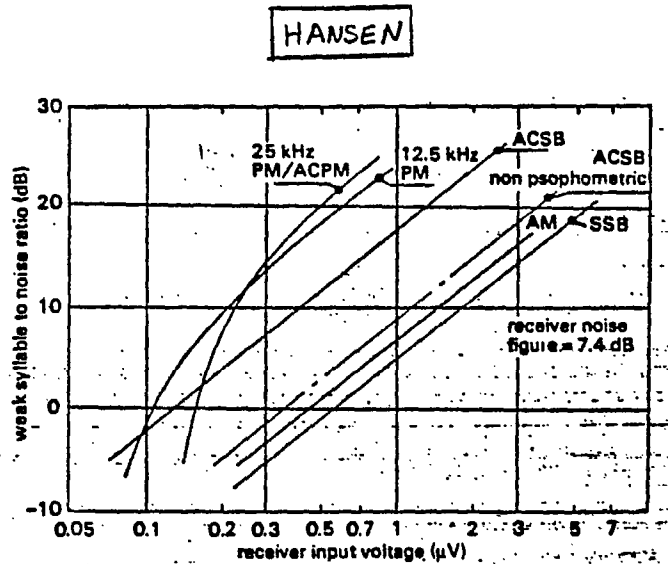


Figure 5.4—Weak syllable to noise ratio. Constant signal



(a) DRT Intelligibility

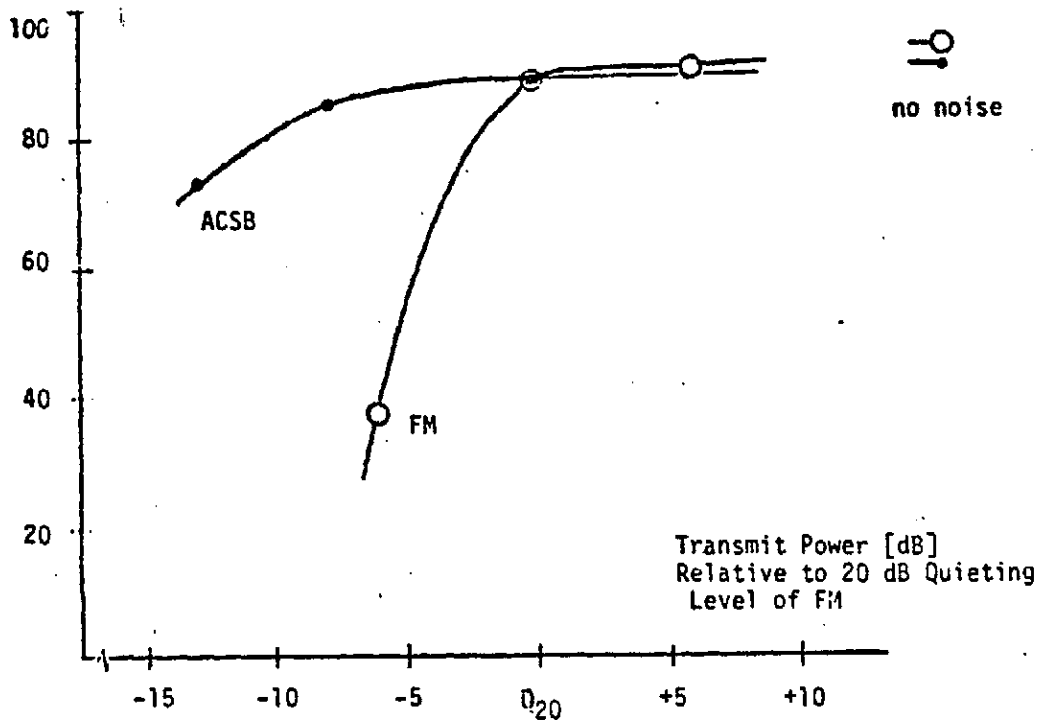


Fig. 10. DRT Results for FM and ACSB Radios.

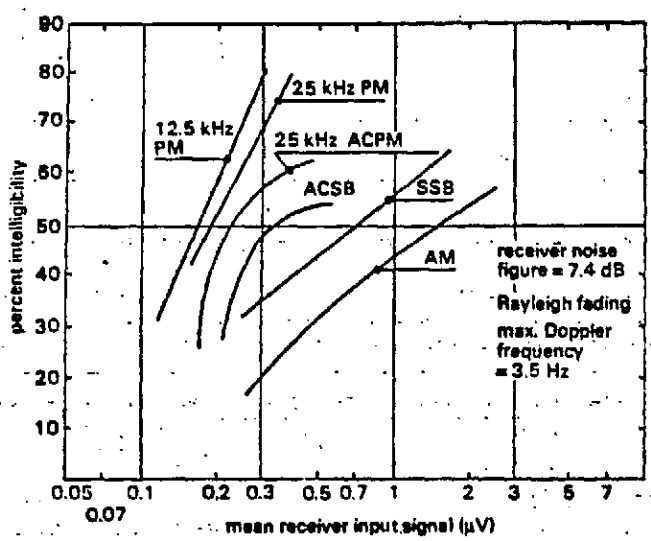


Figure 6.2—Speech intelligibility. Monosyllabic rhyme test. Rayleigh fading

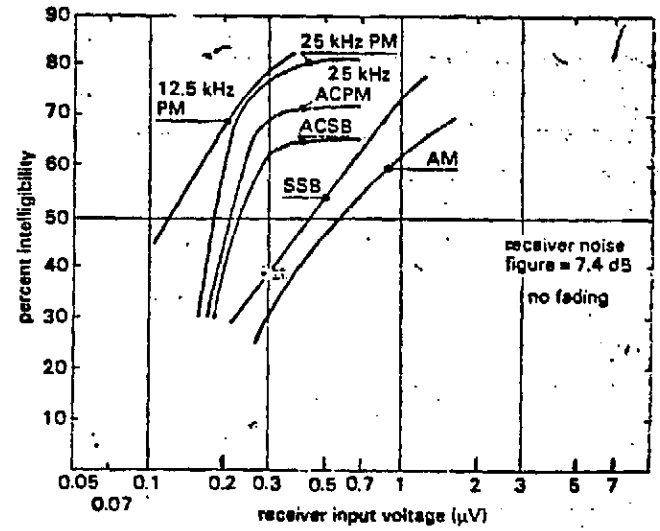


Figure 6.1—Speech intelligibility. Monosyllabic rhyme test. Constant signal

LUSIGNAN

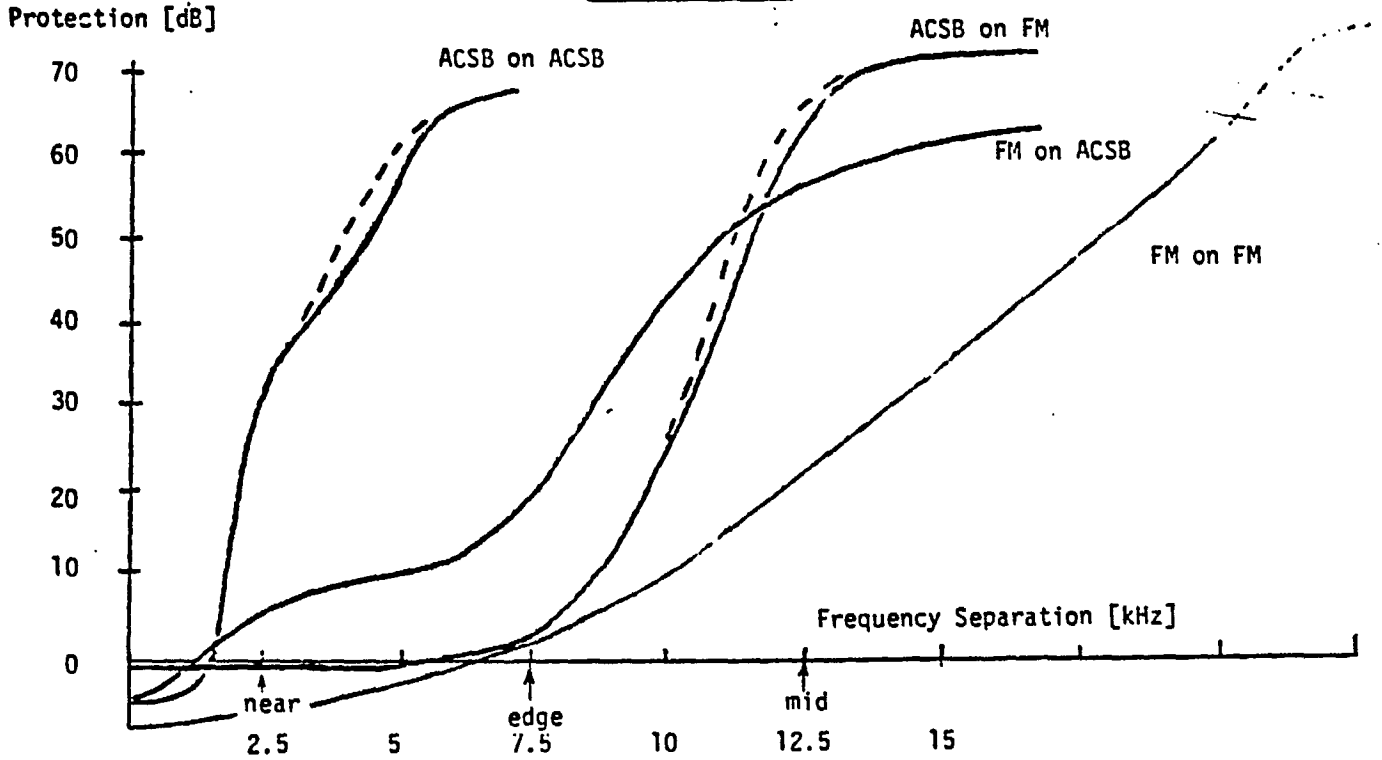


Fig. 3 . Protection Ratio vs. Frequency Separation for FM and ACSB Radios.

HANSEN

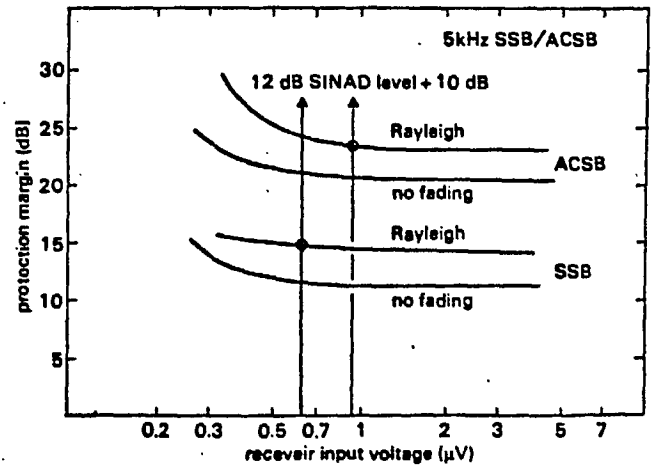
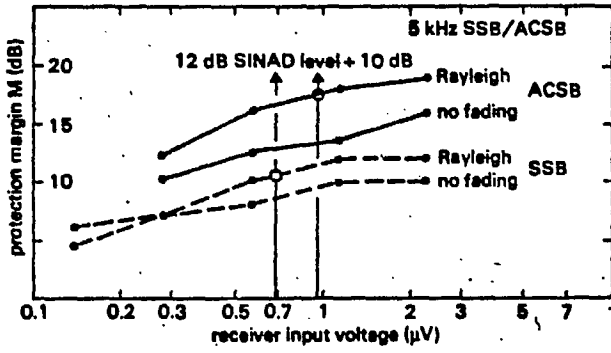
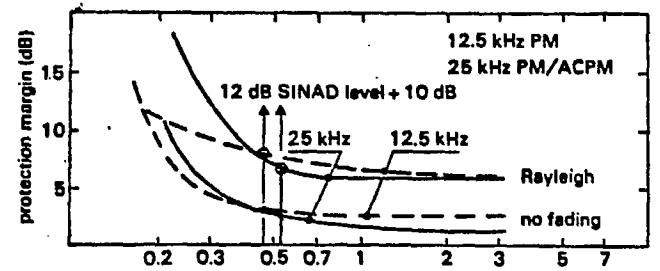
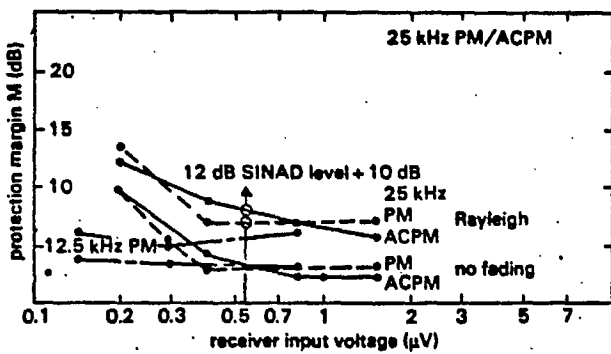


Figure 8.1—Co-channel protection margin M. Voice modulation. Average of 5 listeners

Figure 7.1—Co-channel protection margin. Tone modulation

3.2.2 Le système VHF/UHF SSB

3.2.2.1 Description du système

La figure 22 illustre sous forme de schéma bloc les éléments constituant le système en question [G8]. La différence majeure avec le système ACSB repose sur la localisation de la génération de la tonalité pilote. Ici, il s'agit simplement d'une sinusoïde de 1.667 KHz (5/3 KHz) localisée au centre de la bande audio. Un filtre à réjection d'une largeur de 350 Hz (à -3 dB) centré sur cette fréquence produit une zone libre de signal audio pour permettre l'addition de cette tonalité au spectre original du signal audio. Originellement conçu sans companding syllabique, ce système est maintenant proposé avec un companding syllabique similaire à celui utilisé dans le système ACSB [M37].

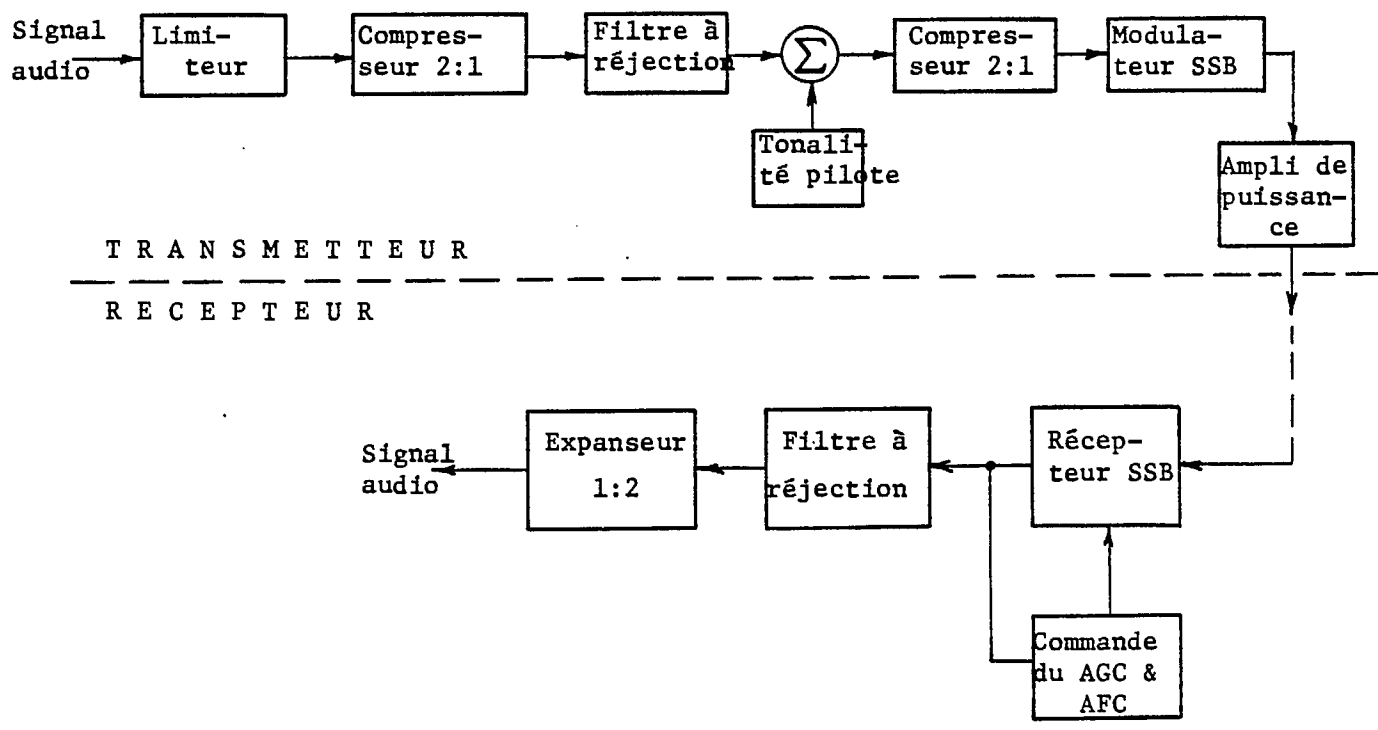


Fig. 22. Schéma bloc du système VHF/UHF SSB.

### 3.2.1.2 Performances du système

Nous n'avons pas réussi à mettre la main sur aucun document rapportant les résultats de tests subjectifs comparatifs de ce système. Le seul résultat porté à notre connaissance [M37] rapporte l'amélioration subjective apportée au système original par la présence du companding tel que proposé par Lusignan. La conclusion à laquelle McGeehan arrive est que l'amélioration due au companding est de l'ordre de 7 dB à faible rapport S/N et de l'ordre de 11 dB à plus haut rapport S/N.

A la lecture des documents recueillis jusqu'à ce jour, il nous semble que la philosophie suivie par cette équipe de recherche est tout à fait différente de celle suivie par l'équipe de Lusignan. L'équipe de Lusignan s'est attaquée au problème en traitant le signal audio le mieux possible alors que cette équipe s'est beaucoup plus attardée à optimiser la conception proprement dite de la radio [M34, R12, W13, M33, G8, G2, M35]. Le mariage du fruit de la recherche de ces deux équipes donnerait sûrement d'excellents résultats.

## CHAPITRE 2

### TECHNIQUES D'ENCODAGE NUMERIQUE DE LA VOIX ET MODULATION NUMERIQUE DE LA PORTEUSE

Ce chapitre va porter sur les méthodes numériques de transmission de la voix humaine. La première partie va résumer assez succinctement les principales techniques d'encodage numérique, i.e. de conversion analogue à numérique, des signaux vocaux et s'attardera plus particulièrement aux processus du type LPC (Linear Predictive Coding) qui promettent une qualité acceptable pour des applications radio tout en s'accommodant de débits numériques très réduits. Cette même partie examinera aussi différents aspects technologiques qui auront une influence déterminante dans l'acceptation ou le rejet de ces processus.

Dans la seconde partie, on considérera différentes méthodes de modulation apparaissant comme les mieux adaptées aux débits numériques envisagés et aux contraintes imposées par le système global.

#### 1. ENCODAGE NUMERIQUE DE LA PAROLE

On peut diviser les différentes techniques existantes en deux grandes classes: la représentation par forme d'onde et la représentation paramétrique. La représentation par forme d'onde s'intéresse uniquement à la sauvegarde de la forme du signal analogique et utilise des procédés d'échantillonnage et de quantification. On retrouve dans cette catégorie le DPM, le DM, le DPCM, etc... Ces techniques permettent généralement une bonne qualité pour des débits variant entre 64 Kbits/sec et 16 Kbits/sec.

En contrepartie, la représentation paramétrique considère la parole comme la sortie d'un modèle de reproduction de la voix; assez paradoxalement la première démarche pour obtenir une représentation paramétrique implique souvent une numérisation de la forme d'onde par le biais d'échantillonnage et de quantification. Ce n'est qu'après que l'on pourra traiter le signal de voix pour en extraire les paramètres. Ces paramètres sont classés, soit comme paramètres d'excitation si relatifs à la source des sons, soit comme paramètres du canal vocal si relatifs aux sons individuels. On retrouve dans cette catégorie les différentes variantes de LPC, le LSP, les "channel vocoder", etc... Ces techniques permettent une qualité de bonne à passable pour des débits variant entre 9600 bits/sec et 1200 bits/sec. La figure 1 schématise ces quelques considérations.

### 1.1 REPRESENTATION PAR FORME D'ONDE

La plupart des techniques appartenant à cette catégorie ont fait l'objet de nombreux essais et la littérature sur le sujet est abondante. C'est pourquoi nous ne ferons ici que reprendre quelques unes des conclusions les plus générales.

Le PCM permet de bonnes performances pour des débits se situant entre 48 et 64 Kbits/sec. A la limite on peut aller jusqu'à 32 Kbits/sec, point à partir duquel on observe une dégradation rapide de l'intelligibilité.

Plusieurs versions de DM donnent une qualité acceptable entre 16 et 32 Kbits/sec, l'intelligibilité inhérente à ces techniques étant supérieure à celle du PCM même lorsque la qualité se détériore. Pour le DM il existe cependant un effet de seuil aux environs de 10 Kbits/sec, valeur en-dessous de laquelle on n'a pu jusqu'à présent obtenir de résul-

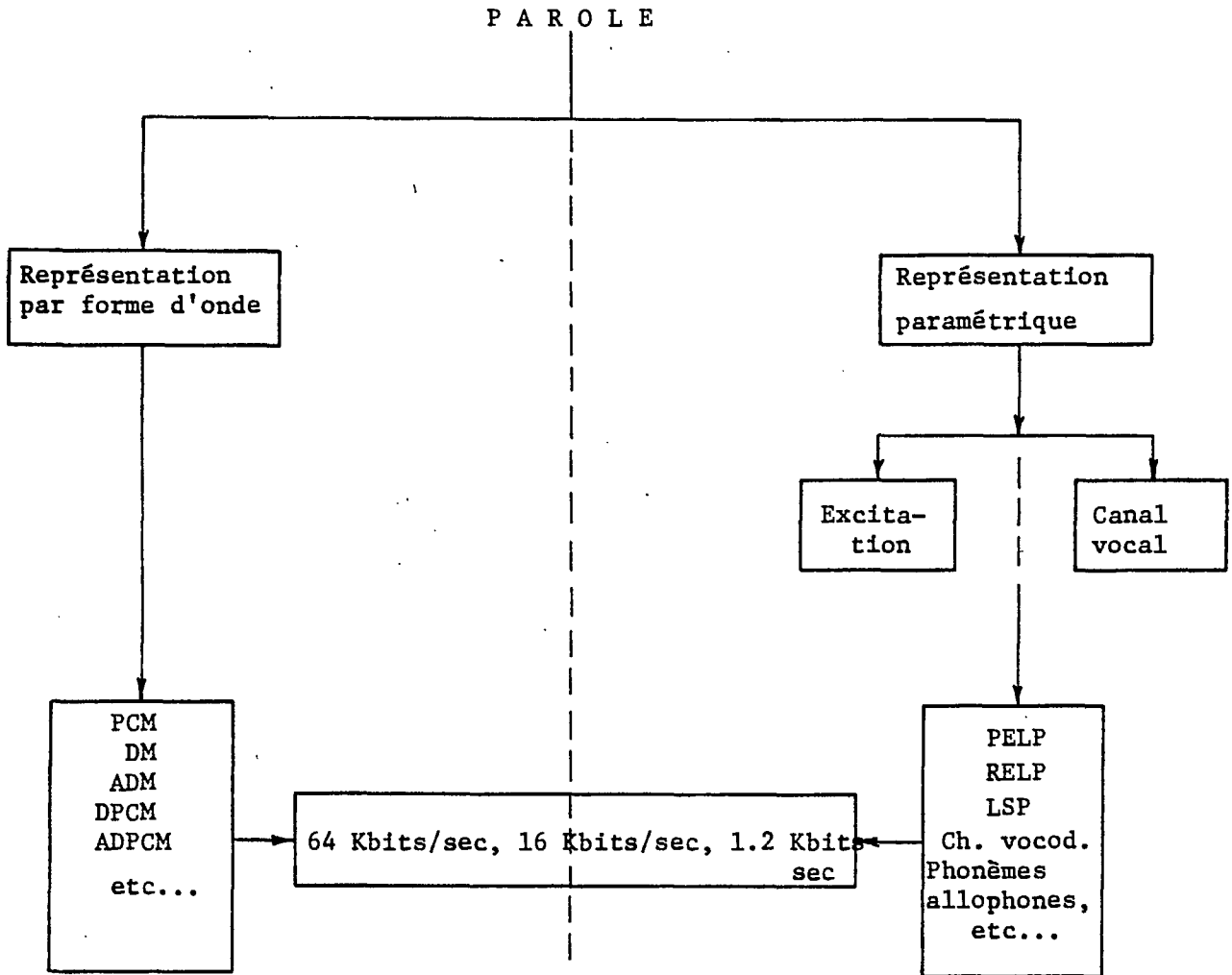


Fig. 1. Encodage numérique de la parole.

tats satisfaisants.

Enfin, diverses techniques de DPCM, surtout du type adaptatif, offrent des performances excellentes pour des débits se situant entre 16 et 32 Kbits/sec. En fait, ces performances sont souvent identiques à celles du PCM à 64 Kbits/sec lorsqu'un débit de 32 Kbits/sec est utilisé et meilleures que celles du DM lorsqu'on considère des débits plus faibles. Il est intéressant de noter que la qualité des codeurs ADPCM s'améliore à mesure que leur structure se rapproche de celle utilisé en pré-

diction linéaire [C32].

En terminant, il faut remarquer que toutes les considérations précédentes s'appuient sur une évaluation subjective de la qualité de la voix et non pas sur des calculs théoriques de rapport signal-à-bruit.

Ainsi, dans l'hypothèse d'un espacement entre canaux de 30 Khertz (bande requise en NBFM), il serait possible avec des méthodes de modulation appropriées d'utiliser des codecs de type ADM ou ADPCM opérant à des débits compris entre 16 et 32 Kbits/sec. Pour des applications radio-mobile, il est probable qu'un codec CVSD à 16 Kbits/sec ferait l'affaire; l'avantage de cette technique provient de ce que plusieurs versions existent déjà sous forme intégrée. Pour de la radio-téléphonie, on pourrait envisager un codec ADPCM à 32 Kbits/sec qui assurerait une qualité commerciale.

## 1.2 REPRESENTATION PARAMETRIQUE

Lorsque ce sont les paramètres d'un modèle de simulation de la parole plutôt que les caractéristiques de la forme d'onde qui sont transmis, on utilise le terme générique de "vocodeur" pour référer aux différents éléments du système qui permet l'encodage et le décodage de la voix. Un schéma général des vocodeurs est montré en figure 2.

Le principe des vocodeurs s'explique aisément en considérant la partie décodage ou "synthèse". Celle-ci est constituée d'un circuit d'excitation et d'un filtre variable, dont les paramètres de commande, réunis dans une trame numérique, sont renouvelés à tous les 15 à 25 msec. environ. Chaque trame est l'image d'un film dont le déroulement donne l'illusion d'une parole continue et dont le rythme de défilement peut être accéléré ou ralenti sans déformation des sons émis. Ce circuit d'excitation fournit une source qui reproduit celle du locuteur.



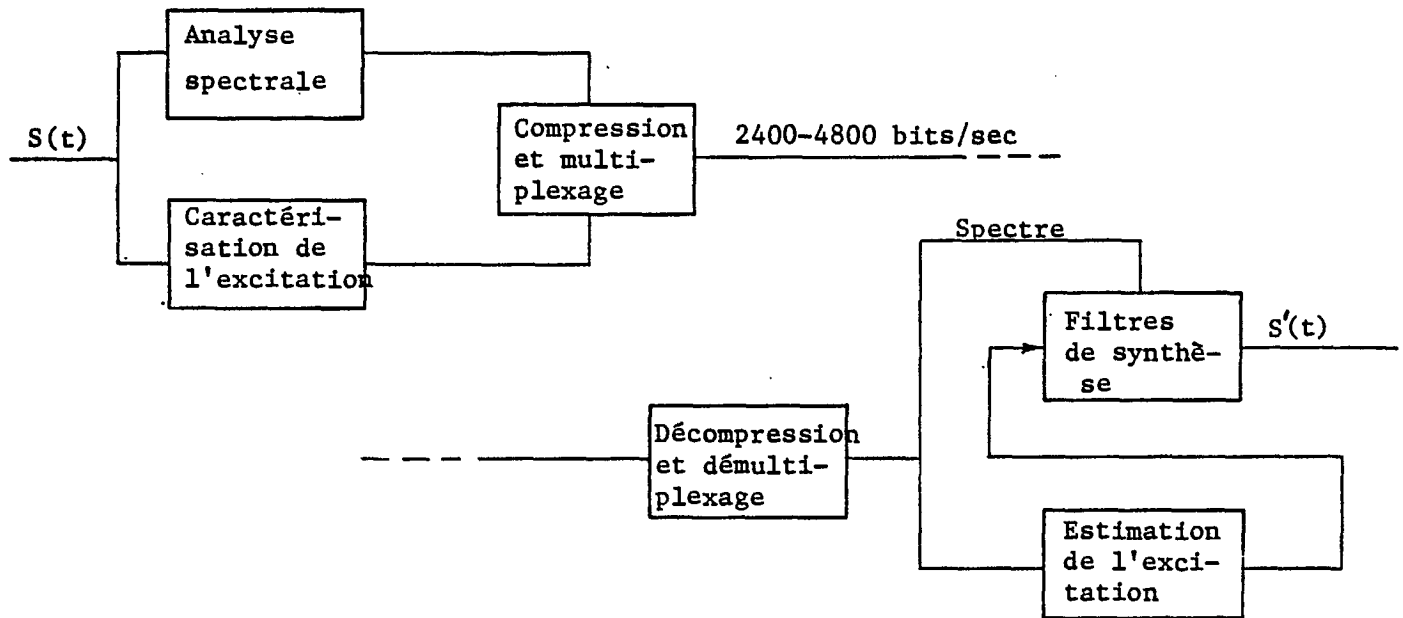


Fig. 2. Schéma général des vocodeurs.

Les paramètres du filtre commandent sa fonction de transfert et traduisent les résonances de la bouche et du nez. Une trame comporte explicitement ou implicitement les informations suivantes: existence d'une périodicité dans le signal, valeur de la période, puissance et enveloppe spectrale à court terme.

Dans un vocodeur à prédiction linéaire, le filtre est un filtre transversal récursif ou un filtre en treillis à 8, 10 ou 12 coefficients. Dans un vocodeur à canaux, la synthèse de la fonction de transfert est réalisée par un banc de filtres, résonateur d'ordre 2, au nombre de 12, 14 ou 16, dont on additionne les sorties après une pondération variable. La densité spectrale de puissance du signal synthétisé est en principe la même dans les deux cas à une seule différence près: la prédiction linéaire fournit une approximation globale de l'enveloppe spectrale tandis que

l'approximation réalisée par le synthétiseur à canaux est une fonction en escalier.

La fonction codage se décompose en deux parties: l'analyse spectrale et la caractérisation de l'excitation; cette dernière fonction reste et restera la partie la plus délicate des vocodeurs car la moindre erreur d'évaluation peut se traduire par des effets assez marqués à la réception. En ce qui concerne l'analyse spectrale, on retrouve dans un vocodeur à canaux un banc de filtres analogues à celui du synthétiseur tandis que dans un vocodeur à prédiction linéaire, elle est réalisée par un filtre de structure voisine du filtre de synthèse, auquel s'ajoutent des calculs d'autocorrélation.

Aux quatre fonctions déjà citées, soit l'analyse spectrale, la caractérisation de l'excitation, l'estimation de l'excitation et le filtre de synthèse s'ajoutent les fonctions de compression et multiplexage à l'émission et les opérations inverses à la réception. On peut ainsi adapter le débit aux caractéristiques du signal, si on utilise de la commutation par paquets par exemple, ou modifier au besoin le compromis débit-qualité.

Cette étude ne discutera pas davantage les vocodeurs à canaux (channels vocoders) qui, malgré certaines caractéristiques attrayantes, semblent de plus en plus délaissés par les chercheurs au profit des vocodeurs à prédiction linéaire; il s'agit là d'une tendance qui va s'accroissant depuis les trois dernières années. On va plutôt s'arrêter un peu à la description des principales configurations de vocodeurs à prédiction linéaire et de leurs caractéristiques, suggérer certains axes de recherches apparaissant comme particulièrement prometteurs et terminer par un rapide tour d'horizon sur l'état actuel de la technologie et son évolution prévisible à court terme.

### 1.1.1 Vocodeurs PELP

Il s'agit là de la version originale qui a donné naissance à toutes les techniques de type LPC et le "PE" signifie "pitch excited". On trouvera un exemple de matérialisation d'un tel type de vocodeur en figure 3. Le système illustré est celui de Lipreder des laboratoires Bell.

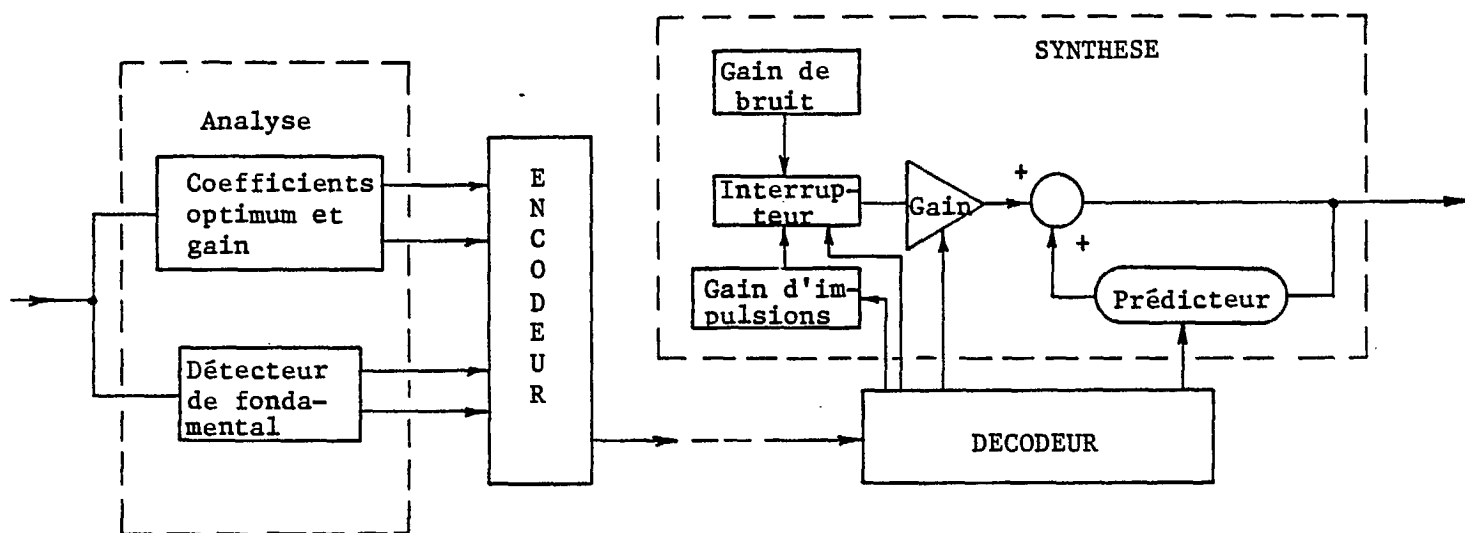


Fig. 3. Vocodeur PELP.

Dans ce cas-ci, le signal d'excitation est partagé en voisé/non-voisé, les sons voisés étant caractérisés par une vibration périodique alors que les sons non-voisés sont assimilés à du bruit. Il suffit alors de transmettre l'information voisé/non-voisé et la valeur du fondamental dans le cas de signaux voisés pour définir le signal d'excitation. Cette méthode caractérise donc l'excitation par un catalogue de fonctions très réduit, et par conséquent, assez peu précis, mais offre l'avantage de ne nécessiter que des débits de l'ordre de 2400 bits/sec.

Pour l'exemple qui nous intéresse, les paramètres utilisés sont les suivants:

Fréquence d'échantillonnage	:	8000 Hz
Nombre de coefficients du filtre	:	12
Longueur des segments	:	16 msec.
Nombre de bits par segment	:	72

On obtient ainsi un débit de 3600 bits/sec. Par ailleurs les 72 bits par segment sont répartis comme suit:

Voisé/non-voisé	:	1 bit
Fondamental	:	8 bits
Gain	:	5 bits
Coefficient $k_1, k_2$	:	6 bits
Coefficient $k_3$ à $k_8$	:	5 bits
Coefficient $k_9$ à $k_{12}$	:	4 bits

Le TSP-100 de Time and Space Processing Inc. constitue un autre exemple de vocodeur PELP. Il opère à un débit de 2400 bits/sec et ses principaux paramètres sont:

Fréquence d'échantillonnage	:	8000 Hz
Nombre de coefficients du filtre	:	9
Longueur des segments	:	22.5 msec.
Nombre de bits par segment	:	54

avec une répartition:

Non-voisé	:	Etat 0 des 7 bits du fondamental
Fondamental	:	7 bits moins l'état 0
Gain	:	6 bits
Coefficient $k_1, k_2$	:	6 bits
Coefficient $k_3$	:	5 bits
Coefficient $k_4$ à $k_9$	:	4 bits

Cette version a été soumise aux tests DRT (Diagnostic Rhyme Test) et permettrait une intelligibilité de 92% sur un échange téléphonique local.

### 1.2.2 Vocodeur RELP

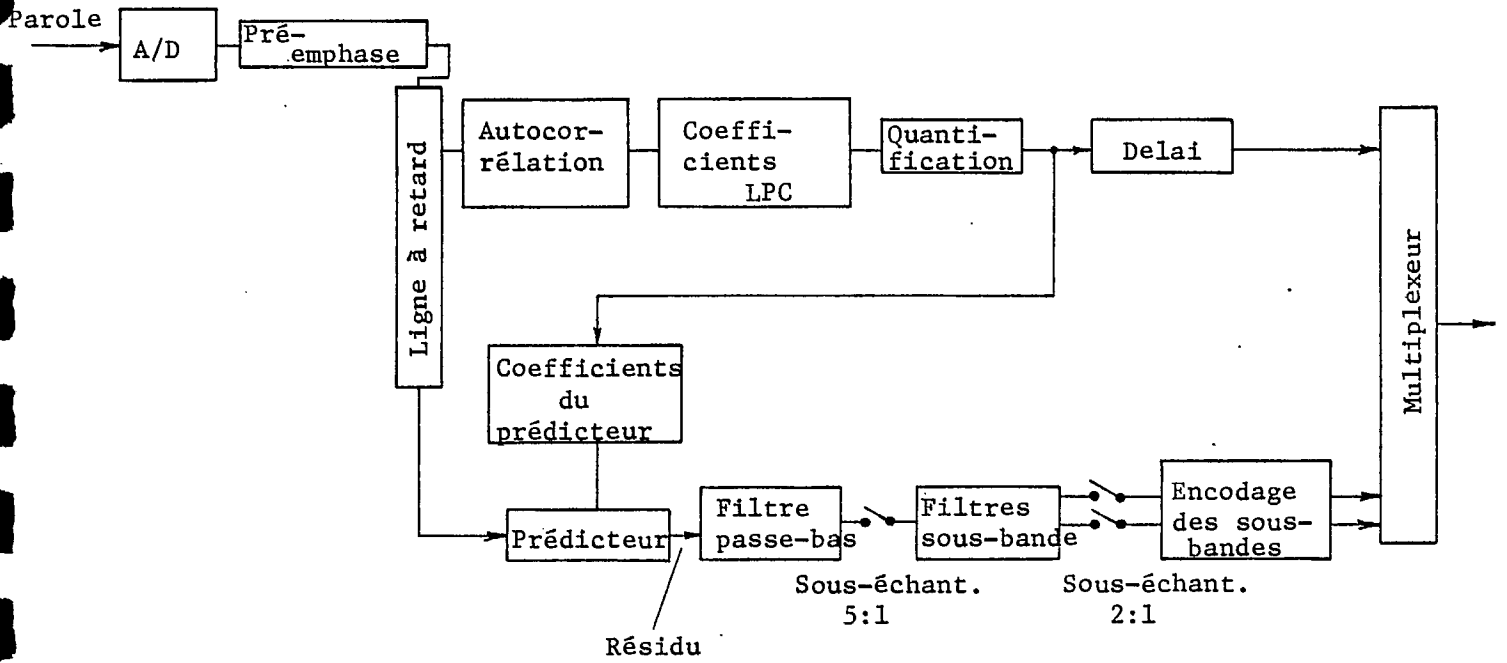
Ici le "R" est l'abréviation de "résidual". Cette méthode a pour avantage d'éviter la distinction voisé/non-voisé. A l'analyse, on détermine les coefficients du filtre et on obtient ce que l'on appelle le résidu en passant le signal d'entrée dans ce même filtre; il s'agit en fait d'une opération de filtrage inverse. Les paramètres transmis seront donc les coefficients du filtre et le résidu du signal d'entrée. La partie basses fréquences de ce résidu est encodée grâce à un processus de décimation et de partage en paires de sous-bandes.

Du côté du synthétiseur, on décode et recombine les sous-bandes et, par interpolation, on régénère la partie basses fréquences du résidu. La partie hautes fréquences du résidu est obtenue en faisant subir à la partie basses fréquences une opération non-linéaire.

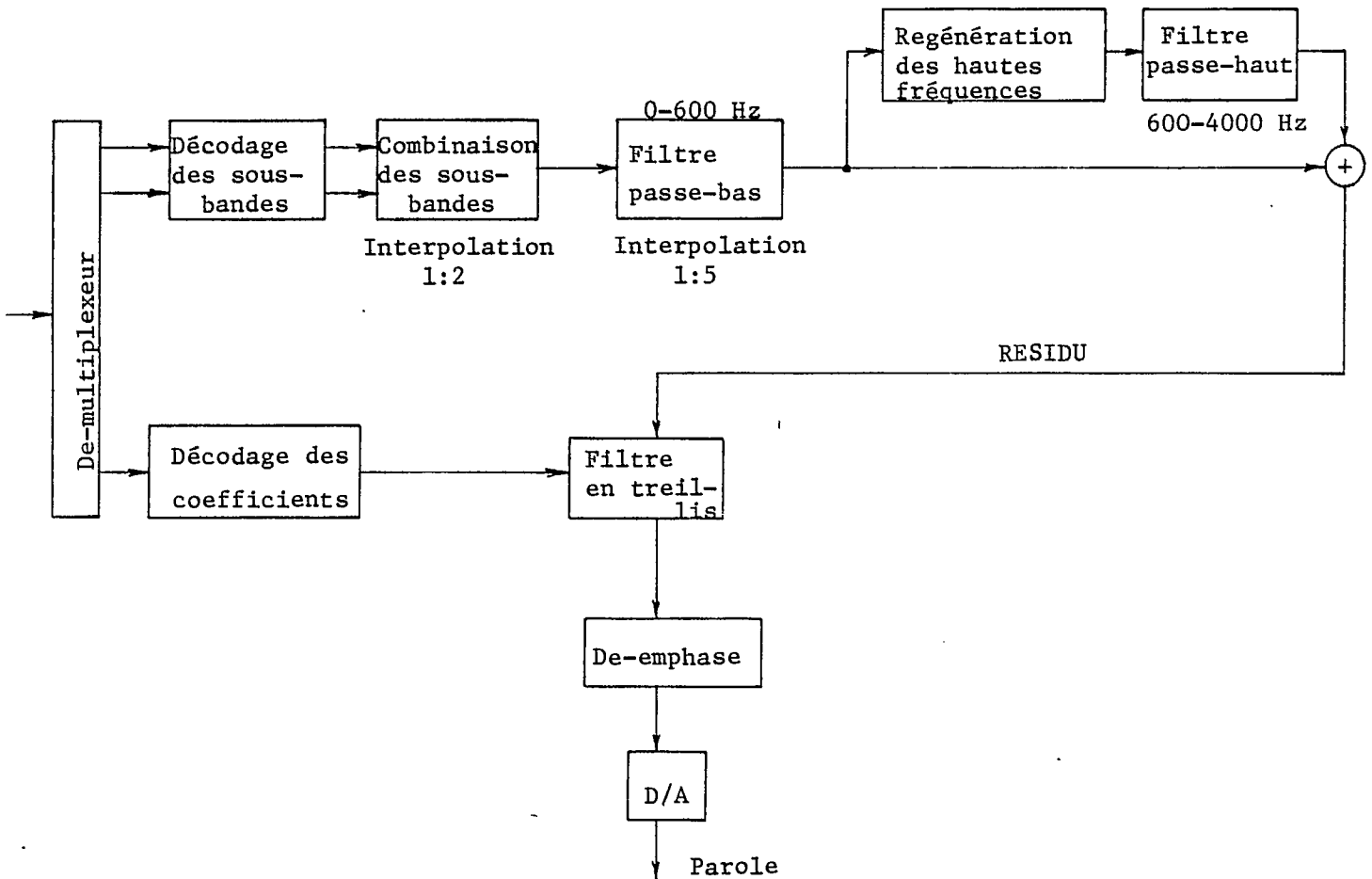
Les paramètres utilisés pour le vocodeur de la figure 4 sont les suivants:

Fréquence d'échantillonnage	:	8 KHz
Nombre de coefficients du filtre	:	8
Longueur des segments	:	20 msec.
Nombre de bits par segment	:	96

Des 96 bits disponibles, on en réserve 64 pour l'encodage des sous-bandes, 20 pour les coefficients du filtre et 12 pour la détermination des segments et la caractérisation de l'énergie pour la partie hau-



ENCODER



DECODER

Fig. 4. Vocodeur RELP.

tes fréquences du spectre. La valeur de 4800 bits/sec constitue normalement le débit minimum auquel sont opérés les vocodeurs de type RELP.

Les RELP sont considérés comme des vocodeurs permettant des performances relativement bonnes dans un environnement bruyant. Ils résisteraient bien aux erreurs de transmission et permettraient un son plus naturel que les PELP.

### 1.2.3 Vocodeurs VELP

Comme son nom l'indique le VELP (Voice Excited) utilise comme excitation la partie basse fréquence du signal original. Encore ici, on évite de la sorte d'avoir à distinguer entre sons voisés et sons non-voisés. La figure 5 représente de façon schématique le diagramme-bloc d'un vocodeur VELP.

La bande de base doit être assez étroite pour qu'il n'y ait pas plus d'une fréquence harmonique de la fondamentale. Le signal "bande large" est régénéré par distorsion non-linéaire de la partie basses fréquences, ce qui a pour effet de reproduire de façon approchée soit un spectre plat de bruit soit des fréquences harmoniques de la fondamentale. Le problème essentiel du VELP est celui du lissage du spectre. Tout comme le RELP, le VELP implique habituellement des débits d'au moins 4800 bits/sec. A titre d'exemple, une version proposée par le "Lincoln Lab" opère à un débit de 8072 bits/sec; 5950 de ces bits sont réservés pour l'encodage de la bande de base.

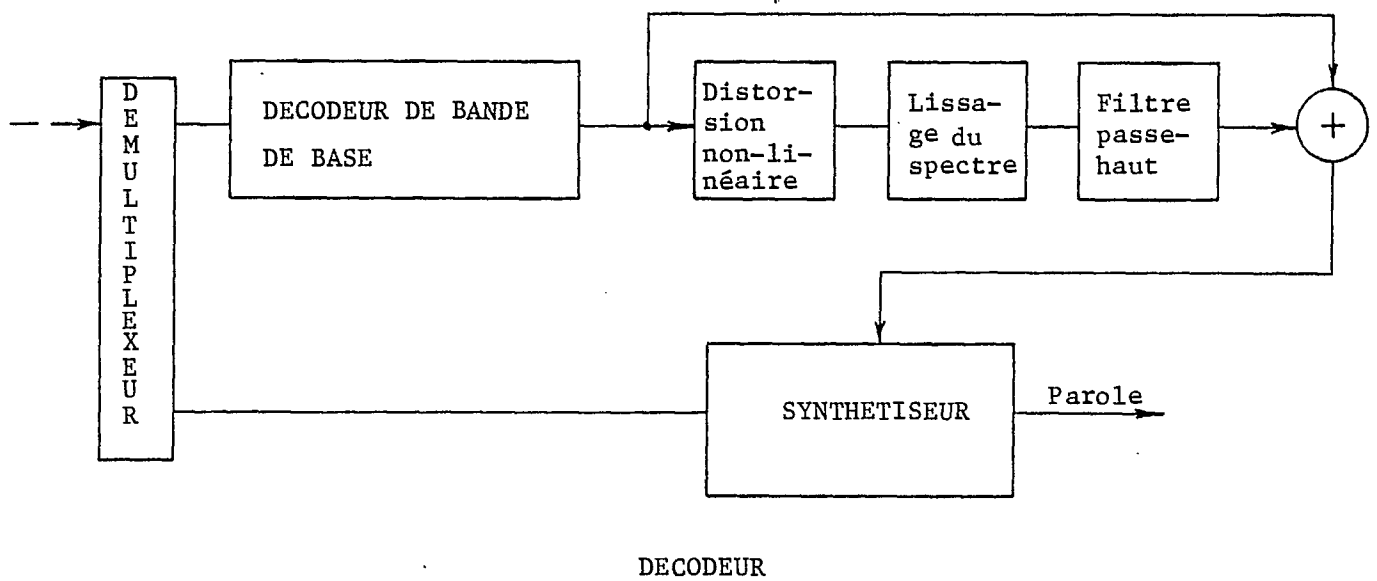
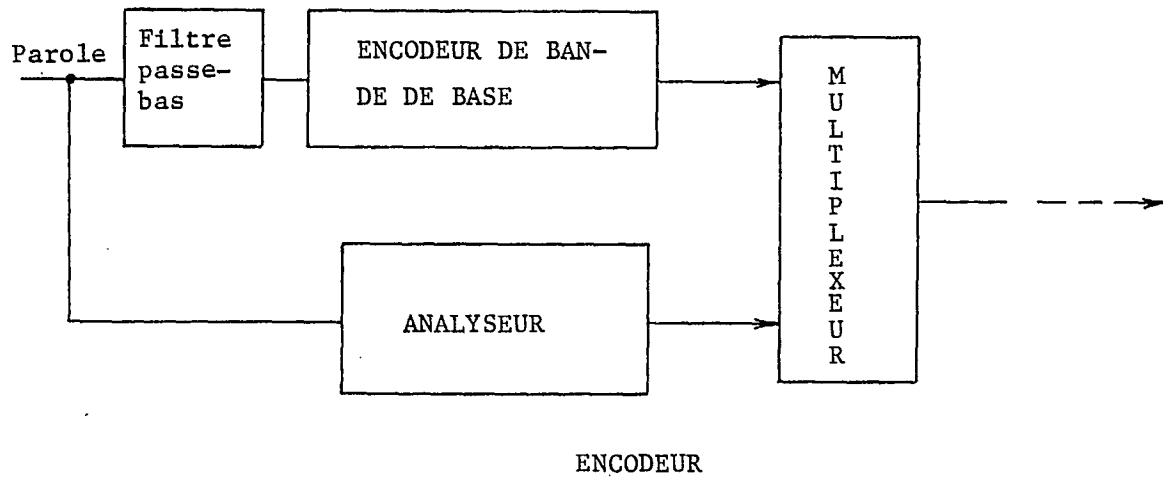


Fig. 5. Vocodeur VELP.



#### 1.2.4 Vocodeurs LSP

Le LSP (Line Spectrum Pairs) est une nouvelle méthode d'analyse de la parole proposée par Itakura [C33]. En LSP le canal vocal est considéré comme une cavité résonnante avec deux fréquences extrêmes de résonance: une qui correspond à la condition glotte ouverte, l'autre à la condition glotte fermée. Ce sont ces deux fréquences qui caractérisent la fonction de transfert du système vocal. Lorsque cette paire de fréquences est déterminée, les résonances pour d'autres conditions peuvent être reproduites par analyse.

Cette technique est développée actuellement au Japon par la NTT et on prétend que, pour une qualité donnée, elle permet de réduire le débit numérique requis de 40% par rapport au PELPC. A part la référence mentionnée précédemment, la littérature sur ce sujet semble inexistante. La figure 6 représente la partie décodeur du vocodeur LSP de la NTT qui fonctionne à 2400 bits/sec.

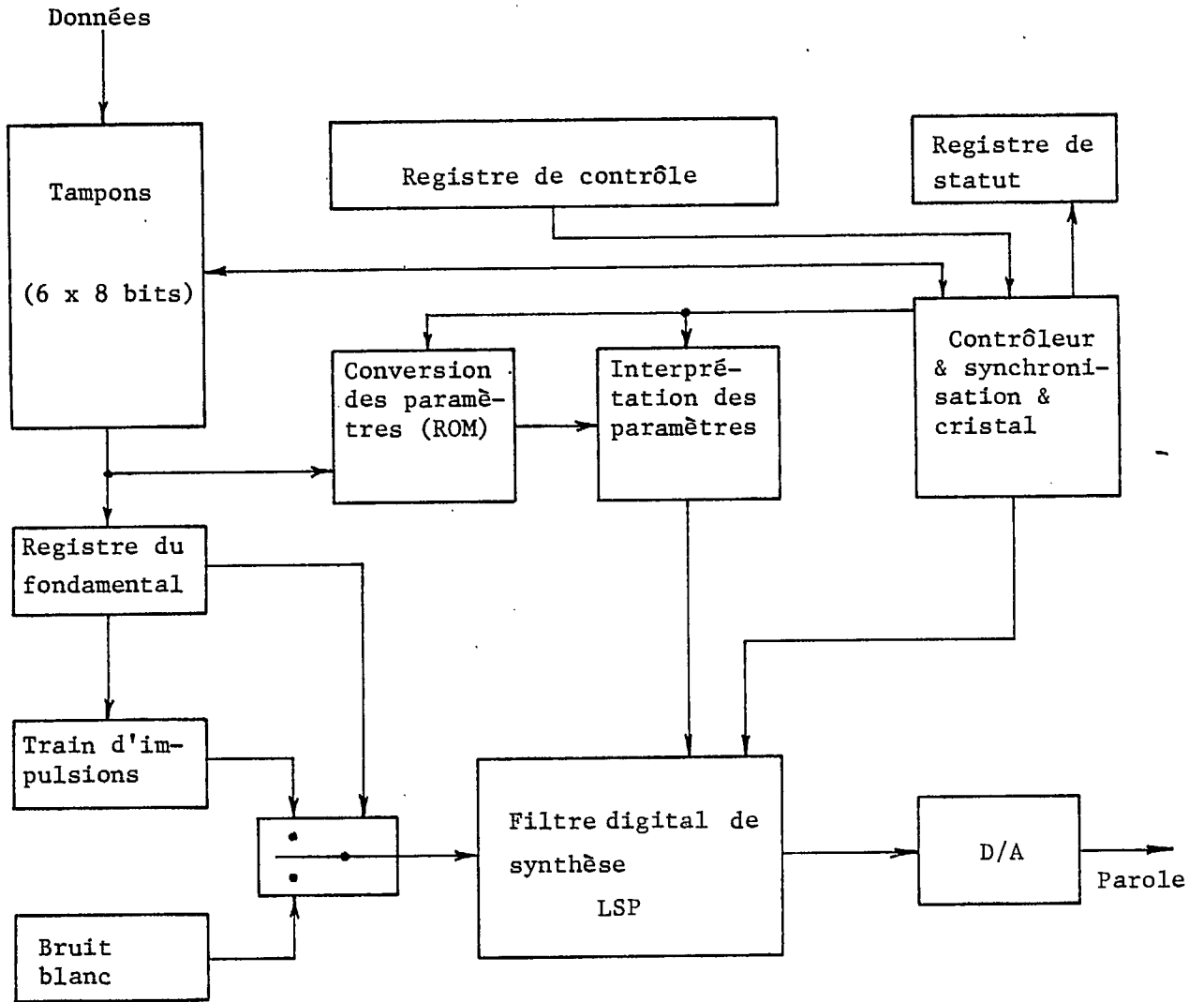
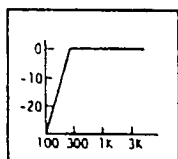


Fig. 6. Décodeur LSP.

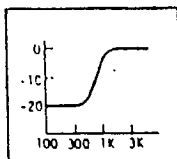
### 1.2.5 Pré-traitement analogique de la parole

Dans toutes les sections précédentes, nous avons volontairement omis de discuter du traitement analogique des signaux de parole, traitement préalable à la conversion analogue à digitale. Il s'agit essentiellement d'opération de filtrage.

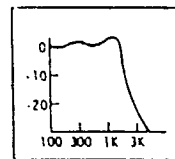
Le premier de ces filtres est un passe-haut de fréquence de coupure aux environs de 200 Hz qui sert à rejeter le 60 Hz, les bruits de respirations et d'autres bruits à basse fréquence. La figure 7(a) montre la réponse d'un passe-haut à 2 pôles qui remplit cette fonction.



a) Passe-haut



b) Pré-emphase



c) Anti-aliasing

Fig. 7. Filtres de pré-traitement typiques.

Un second filtre que l'on retrouve fréquemment est celui de pré-emphase. Il réduit la sensibilité de la section analyse du vocodeur aux variations de niveau du signal d'entrée et permet une meilleure caractérisation des hautes fréquences qui auraient tendance à être masquées par les basses fréquences plus puissantes. A noter cependant que la pré-emphase s'effectue très souvent de façon numérique. La réponse d'un filtre de ce type est illustrée en figure 7(b).

Enfin il faut aussi prévoir un filtre anti-aliasing avant la conversion A/D. Il s'agit d'un passe-bas dont la fréquence de coupure se situera autour de 3.5 KHz. La figure 7(c) représente la réponse d'un

Chebyshev à 4 pôles avec un ronflement de 2 dB.

Il existe évidemment d'autres filtres analogiques qui seront utilisés selon le type de vocodeur envisagé mais comme ces filtres ont des fonctions bien précises il n'est pas dans notre intention de les discuter ici.

#### 1.2.6 Développements théoriques prévisibles

La revue rapide des principales techniques de LPC le plus souvent considérées que l'on vient d'effectuer n'est pas exhaustive; de nombreuses autres variantes ont été proposées par différents auteurs. Cela est tout à fait normal compte tenu que les équations du codage prédictif peuvent être obtenues et résolues par l'une ou l'autre des approches suivantes: un raisonnement temporel, un raisonnement fréquentiel, un raisonnement lié à la théorie de l'information et un raisonnement statistique.

Nous allons cependant clore ici cette discussion et nous arrêter plutôt à considérer certains points susceptibles d'améliorer les performances des vocodeurs PELP et RELP qui semblent les plus prometteurs en ce qui concerne la transmission à très bas débit.

La quantification vectorielle proposée à peu près simultanément par Adoul [A32] et Gray [L20] exploite un dictionnaire de filtres ou de formes d'onde déjà mémorisés pour réduire de façon dramatique le nombre de bits requis pour une qualité donnée. Il s'agit, en termes très simples, d'identifier dans le dictionnaire le filtre ou la forme d'onde qui ressemble le plus à celui ou celle spécifié à l'analyse et de transmettre uniquement le code correspondant; le synthétiseur, possédant en mémoire le même dictionnaire, choisira le bon filtre ou la bonne forme d'onde à

partir du code transmis. Ce scénario couplé à une procédure sous-optimale de recherche dans le ou les dictionnaires conduit à des résultats assez spectaculaires comme l'indique la figure 8 [B20]. L'algorithme de re-

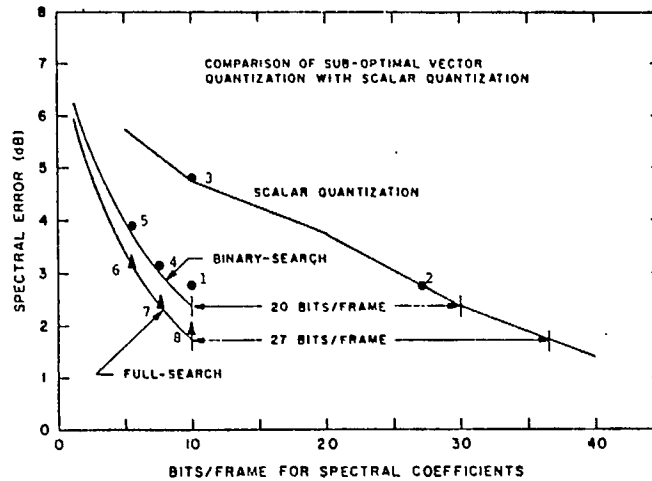


Fig. 8. Quantification vectorielle vs scalaire.

cherche optimale, même s'il permet des résultats encore meilleurs, ne présente qu'un intérêt académique à cause de la puissance de calcul qu'il requiert. Par contre la procédure hiérarchique (binary reach) sous-optimale implique une quantité de calculs moindre que dans le cas de la quantification scalaire. On gagne donc et du point de vue débit numérique et du point de vue puissance de calcul à mettre en oeuvre.

On peut juger de l'intérêt suscité chez les spécialistes du domaine par la quantification vectorielle en examinant le programme de ICASSP 82 (International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing) qui prévoit consacrer à ce sujet une session particulière. Plusieurs présentations porteront sur des vocodeurs PELP à 800 bits/sec. dont certains ne sont que des versions modifiées au niveau de l'algorithme de quantification de vocodeurs à 2400 bits/sec. qui existaient depuis

un certain temps; on prétend que les performances sont à peu près équivalentes.

Jusqu'à présent, la plupart des chercheurs ont appliqué la quantification vectorielle au PELP. On en est ainsi arrivé à des vocodeurs assurant une qualité acceptable et une bonne intelligibilité à des débits de plus en plus bas. Il reste cependant un problème important en ce qui concerne le PELP et c'est celui de ses piètres performances en présence de bruit. Plusieurs méthodes pour améliorer les performances en présence de bruit ont été proposées et ces méthodes ont été comptabilisées dans le tableau 1. Règle générale, ces techniques s'avèrent relativement complexes et ne produisent pas de résultats spectaculaires. En fait cela n'est pas étonnant si l'on considère que le modèle de la prédiction linéaire assume que le signal de parole peut être représenté par une transformée en Z ne possédant que des pôles alors que le spectre d'un signal perturbé par du bruit comporte et des pôles et des zéros [K20].

On en conclut que pour combattre de façon effective les effets néfastes du bruit il faut intervenir le plus tôt possible dans la chaîne analyse-synthèse. Une première démarche consiste à traquer le mal à sa racine, en soignant particulièrement la prise de son. Ainsi, Brouns [B22] obtient une atténuation globale du bruit par rapport au signal de 27 dB grâce à l'utilisation d'un microphone à gradient, du second ordre, comprenant plusieurs ouvertures disposées de manière à ce qu'une source éloignée soit plus atténuée qu'une source proche. D'autre part, des travaux entrepris par Adoul pour le compte de la Thomson-CSF et poursuivis par cette corporation [P19] sur la discrimination parole-bruit pourraient aussi être exploités. En effet, des bruits importants pourraient être éliminés par un tel dispositif: même si la parole était éliminée

	méthode	hypothèse	auteur	laboratoire	année
domaine fréquentiel	Filtrage optimal de WIENER	séquences voisées	M.R. SAMBUR	I.T.T. (New-Jersey)	1978
	Filtrage optimal de WIENER	bruit connu	S.F. BOLL	University of Utah	1977
	Soustraction spectrale de puissance	bruit connu	H.KOBATAKE et al.	Tokyo University (Japon)	1978
	Filtrage répétitif	bruit blanc	S.M. KAY	RAYTHEON Company (Rhode Island)	1978
domaine statistique	Maximum de vraisemblance	bruit blanc connu et gaussien	J.S. LIM	M.I.T.	1978
modification de la covariance	Utilisation de coefficients de covariance non dégradés par le bruit	bruit peu corrélé	S.M. KAY	RAYTHEON Company (Rhode Island)	1980
	Soustraction sur la covariance	bruit connu	J.S. LIM	M.I.T.	1978
			C.K.UN et K.Y.CHOI	Central Research Laboratory (Corée)	1981
modif. des coef. de réflexion	Soustraction sur les coefficients de réflexion	bruit blanc connu	S.M. KAY	RAYTHEON Company (Rhode Island)	1980

Tableau 1. Techniques d'améliorations des performances de vocodeurs PELP en présence de bruit.

en même temps, il en résulterait des perturbations très réduites pour le vocodeur.

Jusqu'ici nous avons considéré la quantification vectorielle et certaines méthodes pour combattre l'effet du bruit en vue d'une application PELP. Il nous reste maintenant à examiner l'utilisation de ces mêmes techniques dans des vocodeurs RELP. Ces vocodeurs sont normalement conçus pour opérer à des débits de l'ordre de 4800 bits/sec. ou même davantage et sont réputés offrir une qualité de son plus naturelle et des performances moins sensibles au bruit.

Les résultats de simulations obtenus par le professeur Adoul de Sherbrooke et son équipe indiquent clairement qu'il serait possible de réaliser un vocodeur RELP à 2400 bits/sec. assurant des performances équivalentes ou même supérieures à celles des RELP actuels à 4800 bits/sec. En effet, l'utilisation d'un dictionnaire pour les caractéristiques du filtre et d'un autre dictionnaire pour spécifier le résidu permet une réduction encore plus considérable du débit numérique dans ce cas-ci. En outre, puisque le signal d'excitation est mieux défini que dans le cas du PELP, on n'a pas besoin d'autant de précision en ce qui concerne le filtre modélisant le canal vocal. Un autre avantage de la quantification vectorielle est qu'il est théoriquement possible de minimiser la répercussion des erreurs de transmission sans recourir à des bits supplémentaires de parité, i.e. sans augmenter le débit. Cette technique consiste à exploiter les parallèles entre distances de Hamming d'une part (ambiguïté binaire due aux erreurs de canal) et les distances entre formes d'ondes et entre filtres d'autre part.



Toutes ces considérations nous amènent à conclure que l'application de la quantification vectorielle au RELP apparaît comme un champs d'action des plus prometteurs à court terme et devrait faire l'objet d'investigations beaucoup plus poussées. La même remarque vaut aussi en ce qui concerne les moyens à mettre en oeuvre pour réduire l'influence du bruit dans les vocodeurs RELP et, en particulier: la prise de son, la détection parole-bruit-silence et la structuration des dictionnaires.

### 1.2.7 Développements technologiques prévisibles

Il existe sur le marché depuis deux ou trois ans plusieurs versions commerciales de vocodeurs LPC. A titre d'exemple, le TSP-100 de Time and Space Processing Inc., est un vocodeur PELP à 2400 bits/sec. [M40] construit à partir de 270 circuits intégrés standards; ces circuits sont répartis sur 4 plaquettes de circuits imprimés de densité moyenne et dissipent 40 watts. Deux microprocesseurs 8080-1 sont utilisés, l'un servant à l'analyse et l'autre à la synthèse. La figure 9 montre la taille du TSP-100.

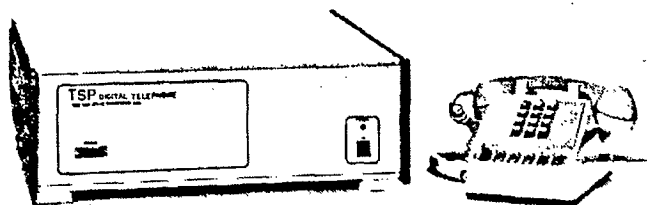


Fig. 9. Vocodeur TSP-100.

On ne peut donc songer à utiliser pareille matérialisation du LPC en vue d'applications courantes en radio-mobile; la taille, la consommation et le coût devront être réduits. Il s'agit là essentiellement d'un problème d'évolution suffisamment importante et suffisamment rapide

de la technologie et c'est la question que l'on va aborder maintenant.

Il existe présentement deux catégories principales de technologies, le bipolaire et le MOS (Metal Oxide Semi-Conductor). On ne discutera pas davantage ici du bipolaire parce que cette technologie, quoique très rapide, s'avère plus coûteuse et se prête mal à des réductions importantes au niveau de la consommation et de la taille de ses composants de base.

Par contre, on s'accorde à prévoir que le MOS, couplé à des techniques d'intégration à très grande échelle, permettra d'ici peu d'intégrer sur quelques "chips" des systèmes très complexes avec des avantages importants au niveau du coût, de la taille et de la consommation. En effet, la plupart des experts s'entendent pour prévoir des développements particulièrement intéressants de la technologie MOS à cause de la structure relativement simple de ses éléments de base et de l'amélioration des performances qui est obtenue chaque fois que l'on arrive à réduire les dimensions de ces éléments de base (transistor). Le paramètre le plus souvent cité pour caractériser la technologie MOS est la largeur du canal (channel length) qui, selon Mead et Conway [M41], pourrait être diminuée jusqu'à une limite approximative de  $0.3 \mu\text{m}$  (microns). Or, ce paramètre évolue très rapidement: en 1978, on en était à  $6 \mu\text{m}$  en 1982 on en est arrivé à 2 à 3 rem et on prévoit atteindre  $0.7$  à  $0.8 \mu\text{m}$  en 1985.

En réalité, entre 1970 et 1980, on a doublé le nombre d'éléments par circuit intégré à chaque année. Ce processus est quelque peu ralenti maintenant et requiert plutôt une année et demi; malgré tout on envisage pour 1990 des circuits intégrés comportant jusqu'à 10,000,000 d'éléments distincts. Par comparaison, mentionnons que les circuits intégrés

actuels les plus complexes, tels les microprocesseurs 16 bits et les mémoires RAM 64K, contiennent approximativement 100,000 transistors. Vers 1985-86 des circuits intégrés supportant 500,000 transistors devraient être disponibles.

La réduction des dimensions de base des éléments MOS a plusieurs autres conséquences. D'abord les tensions d'alimentation doivent aussi être diminuées et elles se situeront probablement aux environs de 2 volts en 1990; la vitesse d'opération augmentera par un facteur de 10 alors que la puissance de calcul devrait s'accroître de 25, toujours en supposant une alimentation à 2 volts. Si l'on admet que la largeur de bande des signaux pouvant être traités par des circuits MOS-LSI aujourd'hui est de l'ordre de 10 KHz, cette largeur de bande devrait passer à quelques Mégahertz en 1990.

Toutes ces projections ne pourront se réaliser cependant que si l'on améliore en même temps l'utilisation que l'on fait des éléments des circuits MOS-VLSI. Ceci implique l'emploi d'architectures permettant le traitement simultané sous diverses formes, telles le traitement parallèle, formes qui, à leur tour, exigent des algorithmes de traitement de signal ne comportant qu'un nombre très restreint de points de branchement et d'étapes décisionnelles. Les meilleurs algorithmes ne sont pas nécessairement ceux qui contiennent un nombre minimum de multiplications ou d'opérations arithmétiques car souvent on ne fait qu'échanger de l'arithmétique pour du contrôle plus complexe. A ce point de vue aussi l'évolution actuelle est très rapide.

Plusieurs circuits intégrés dédiés au traitement de signal sont apparus récemment sur le marché ou ont été annoncés. Sans vouloir les énumérer tous, nous allons en mentionner quelques uns apparaissant comme

plus importants [B23].

Il y a d'abord le DSP-1 de Western Electric. La seconde partie du Bell Systems Technical Journal de septembre 1981 est consacrée entièrement à la description de ce circuit et de certaines applications potentielles. Il semble cependant que le DSP-1 soit trop lent pour du LPC.

Un autre circuit qui devrait être disponible sous peu est le  $\mu$ D7720 de NEC (Nippon Electric Co.). Le Lincoln Lab utilise 3 de ces circuits dans un vocodeur PELP. Ce circuit a un temps de cycle d'instruction de 250 nsec. par rapport à 800 nsec. pour le DSP-1. Sa principale limitation provient de ce qu'on n'a pas prévu la possibilité d'adresser une mémoire externe et que la ROM interne doit être programmée par masques; néanmoins une deuxième génération est annoncée qui corrigerait ces difficultés.

Le SPC de Texas Instruments est annoncé depuis déjà un bon bout de temps et provoque énormément d'intérêt. Ce circuit aurait un temps de cycle d'instruction de 200 nsec. et réaliserait une multiplication 16 x 16 en 200 nsec. Il posséderait une mémoire interne pour les données de 144 x 16 bits, un programme interne et supporterait une mémoire externe de 4096 x 16 bits.

Notons enfin que le CNET à Grenoble aurait lui aussi développé un circuit processeur de signal plus flexible et plus performant que le  $\mu$ D7720 de NEC; de plus, des rumeurs circulent à l'effet que Matsushita travaillerait dans le même sens alors que Hitachi expérimenterait avec un processeur rapide dont les opérations arithmétiques seraient en point flottant.

En résumé, on peut retenir que, d'ici trois ou quatre années, il devrait être possible de réaliser des vocodeurs PELP ou RELP à partir d'un nombre très restreint de circuits intégrés. Pour un environnement du type radio-mobile, ces matérialisations devraient permettre des performances raisonnables en présence de bruit ou d'erreurs de transmission; leur coût devrait être abordable et la consommation acceptable.

Ces conclusions s'appuient sur les faits suivants:

1. Des développements théoriques tels la quantification vectorielle vont conduire à des réductions importantes de la puissance de calcul requise, possiblement au prix d'un accroissement de la taille des mémoires; mais le prix des mémoires continue à baisser rapidement.
2. L'évolution de la technologie MOS va permettre l'intégration de processeurs spécialisés de plus en plus performants.
3. Il est maintenant courant d'intégrer sur un même "chip" de la logique et des filtres analogiques grâce à la technique des condensateurs commutés.

## 2. TECHNIQUES DE MODULATION NUMERIQUE DE LA PORTEUSE

Les principales méthodes de modulation numérique sur lesquelles portent nos études sont celles dites à enveloppe constante. Ces méthodes sont particulièrement bien adaptées aux non-linéarités rencontrées dans un système radio-mobile par satellite. En effet, ces non-linéarités proviennent non seulement du TWT du satellite mais aussi de l'étage de sortie du transmetteur mobile, habituellement opéré en classe C pour une plus grande efficacité sur la puissance utilisée. Il semble clairement établi et accepté maintenant que l'étalement spectral à la sortie de tels

étages non-linéaires est très réduit si le signal transmis est à enveloppe constante.

La technique numérique de transmission à enveloppe constante la plus connue est le Minimum Shift Keying (MSK). Cette technique a toutefois le désavantage d'occuper une largeur de bande assez considérable. Par contre, sa mise en oeuvre est des plus simple. D'autres techniques, occupant moins de bande mais plus ou moins difficiles d'application ont vu le jour ces dernières années. En gros, nous pouvons les classifier de la façon suivante:

1. Signaux types MSK sans interférence entre symboles et enveloppe constante.
2. Signaux types MSK avec interférence entre symboles contrôlée et enveloppe quasi constante.
3. Signaux types FSK à phase continue (CPFSK) avec ou sans interférence entre symboles.
4. Signaux PSK ou FSK utilisant l'encodage corrélatif.

Nous dégagerons les grandes lignes de ces diverses techniques dans les pages qui suivent.

## 2.1 PRINCIPE D'UN MODULATEUR TYPE MSK SANS INTERFERENCE ENTRE SYMBOLE ET A ENVELOPPE CONSTANTE

La façon la plus simple de saisir le principe de fonctionnement de la modulation numérique à enveloppe constante consiste à représenter cette dernière comme étant du même type que la modulation "Offset QPSK" classique à laquelle un circuit supplémentaire de façonnage d'onde fut ajouté. La figure 10 illustre sous forme de schéma bloc le principe de fonctionnement d'un tel modulateur numérique à enveloppe constante.

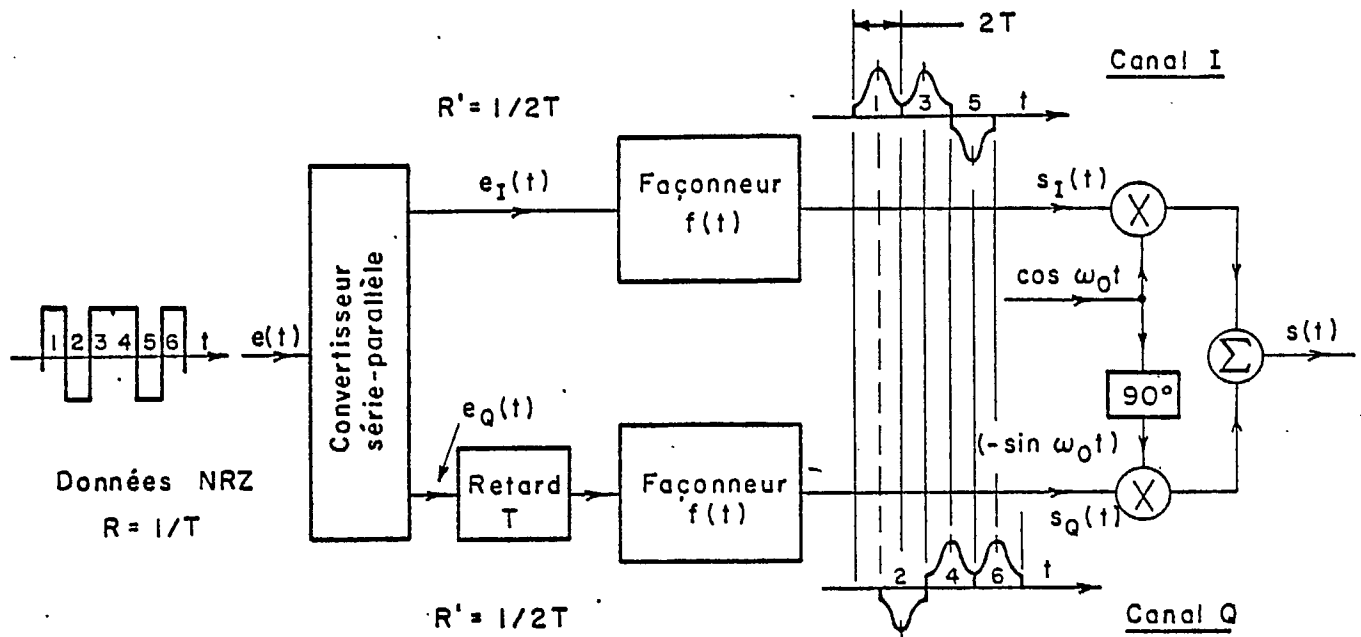


Fig. 10. Schéma bloc d'un modulateur numérique à enveloppe constante.

La caractéristique principale de cette famille est que la réponse temporelle  $f(t)$  du façonneur à une impulsion NRZ à son entrée est de durée finie  $2T$ . Il n'y a donc aucune interférence entre symboles. De plus, pour que le signal de sortie  $s(t)$  ait une enveloppe constante,  $f(t)$  doit satisfaire la contrainte suivante:

$$f^2(-t) + f^2[-(t+T)] = 1, \quad -T \leq t \leq 0$$

$$f^2(-t) + f^2[-(t-T)] = 1, \quad 0 \leq t \leq T$$
(1)

Diverses formes de  $f(t)$  satisfaisant cette contrainte ont été proposées jusqu'à ce jour. Dans les sections qui suivent, nous discuterons de quelques unes d'entre elles.

### 2.1.1 Le "Minimum Shift Keying" (MSK)

Inventé par Doelz et Heald en 1961, ce type de modulation propose comme  $f(t)$ , une demi-période de sinusoïde:

$$f(t) = \cos\left(\frac{\pi}{2T} \cdot t\right) \quad (2)$$

La variation de phase  $\phi(t)$  provoquée sur la porteuse varie linéairement dans le temps.

Le spectre du signal  $s(t)$  résultant à la même allure que le spectre de  $f(t)$  soit:

$$F(f) = \frac{4T}{\pi} \cdot \frac{\cos 2\pi fT}{1-16f^2T^2} \quad (3)$$

Il présente une décroissance asymptotique de 12 dB/octave. La figure 11 présente l'allure de  $f(t)$ , la variation de phase associée ainsi que son spectre normalisé.

### 2.1.2 Le "Sinusoidal Frequency Shift Keying" (SFSK)

Inventé par Amoroso [A31], ce type de modulation propose comme  $f(t)$ :

$$f(t) = \cos\left[\frac{\pi t}{2T} - \frac{1}{4} \cdot \sin \frac{2\pi t}{T}\right] \quad (4)$$

La variation de phase  $\phi(t)$  associée est la suivante:

$$\phi(t) = \frac{\pi t}{2T} - \frac{1}{4} \cdot \sin \frac{2\pi t}{T} \quad (5)$$

La figure 12 présente l'allure de  $f(t)$ ,  $\phi(t)$  ainsi que le spectre résultant présentant une décroissance asymptotique de 24 dB/octave.



### 2.1.3 La proposition de Simon

Simon [S28] propose comme  $f(t)$ :

$$f(t) = \cos \left[ \frac{\pi}{4} \left( 1 - \cos \frac{\pi t}{T} \right) \right] \quad (6)$$

La variation de phase résultante devient:

$$\phi(t) = \frac{\pi}{4} \left( 1 - \cos \frac{\pi t}{T} \right) \quad (7)$$

La figure 13 illustre l'allure de  $f(t)$ ,  $\phi(t)$  ainsi que du spectre associé décroissant asymptotiquement de 10 dB/octave.

### 2.1.4 Le "Double Sine Frequency Shift Keying" (DSFSK)

Bazin [B19] propose comme  $f(t)$ :

$$f(t) = \cos \left[ \frac{\pi t}{2T} - \frac{1}{3} \sin \frac{2\pi t}{T} + \frac{1}{24} \cdot \sin \frac{4\pi t}{T} \right] \quad (8)$$

La variation de phase résultant devient:

$$\phi(t) = \frac{\pi t}{2T} - \frac{1}{3} \sin \frac{2\pi t}{T} + \frac{1}{24} \sin \frac{4\pi t}{T} \quad (9)$$

Son spectre décroît de façon asymptotique de 36 dB/octave.

La figure 14 illustre l'allure de  $f(t)$ ,  $\phi(t)$  ainsi que le spectre résultant.

### 2.1.5 Le "Continuous Shift Keying" (CSK)

D'abord introduite par Reiffen et White [R18], cette idée fut ensuite reprise par Kalet [K18] et exploitée par Eaves et Wheatley [E18]. Le critère d'optimisation retenu dans ce cas est la minimisation de l'interférence entre canaux. Il n'existe pas une forme d'onde  $f(t)$  en particulier mais plutôt une famille de formes d'ondes, chacune optimale pour une valeur du produit BT retenu. Ce facteur BT est un indicateur de

l'espaceur intercanal choisi. Le  $f(t)$  retenu est de la forme:

$$f(t) = \cos \left[ \frac{\pi}{2T} t + \theta(t) \right] \quad (10)$$

où

$$\theta(t) = a_0 \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right) + \sum_{n=1}^N a_n \left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right)^n \quad (11)$$

La figure 15 illustre à titre d'exemple l'allure de  $f(t)$ ,  $\phi(t)$  et de  $F(f)$  pour le cas où  $BT = 1$ .

Nous avons comparé à la figure 16 la valeur du pourcentage de l'énergie hors-bande du spectre des cinq types de modulation numérique à enveloppe constante décrits précédemment. Comme nous pouvons le constater, le MSK est supérieur jusqu'à un écartement normalisé  $fT$  d'environ 1.2 au delà duquel le signal proposé par Simon prend la relève jusqu'à une valeur  $fT$  de 2.2 environ puis vient le SFSK proposé par Amoroso. La courbe (a) est la borne minimale donnée par les fonctions d'ondes sphériques et elle ne conduit pas à un signal à enveloppe constante.

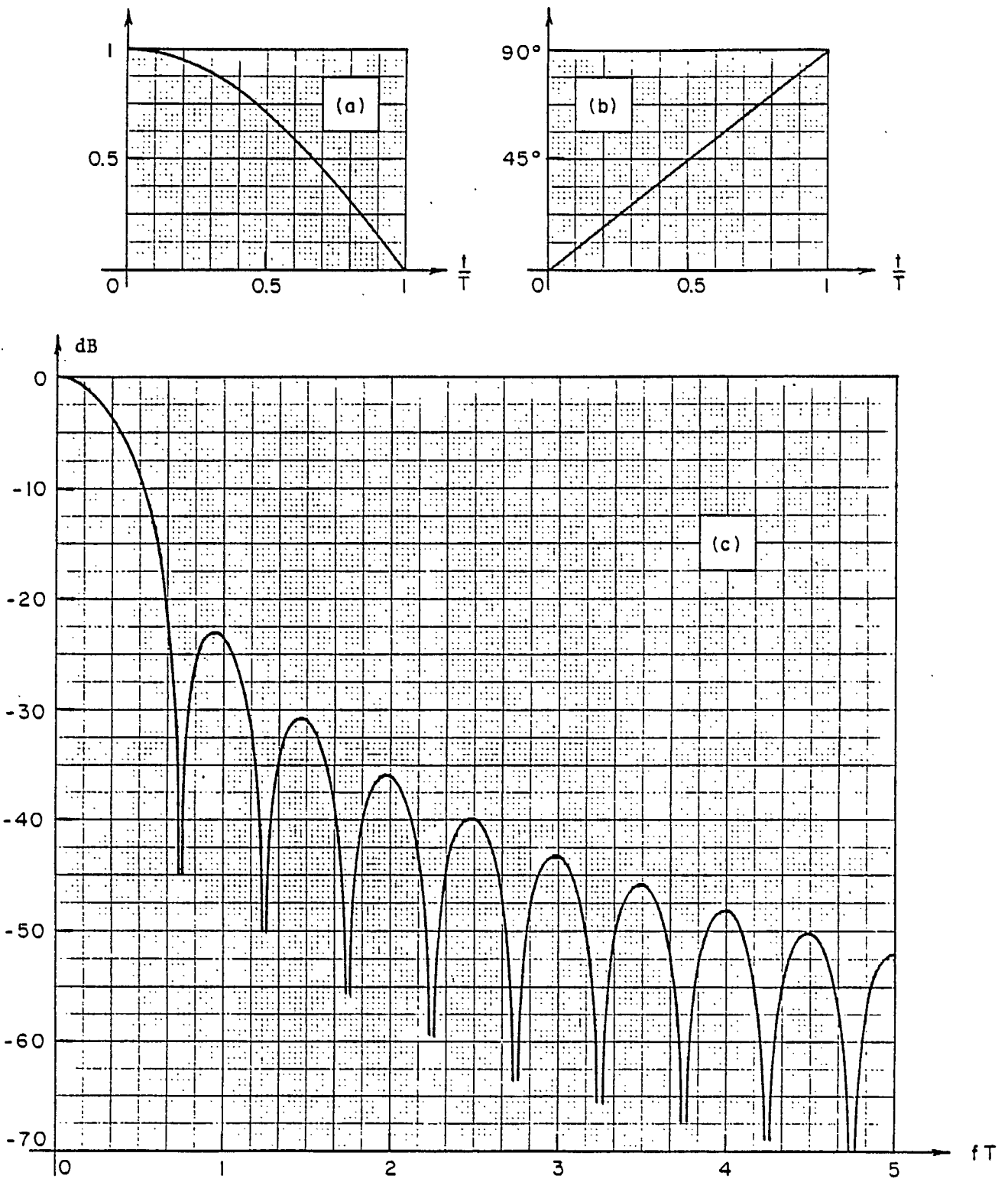


Figure 11. Forme d'onde du MSK

- (a) Amplitude  $f(t/T)$ ,
- (b) Variation de phase associée  $\phi(t/T)$ ,
- (c) Spectre normalisé:  $20 \log_{10} |F(fT)/F(o)|$ .

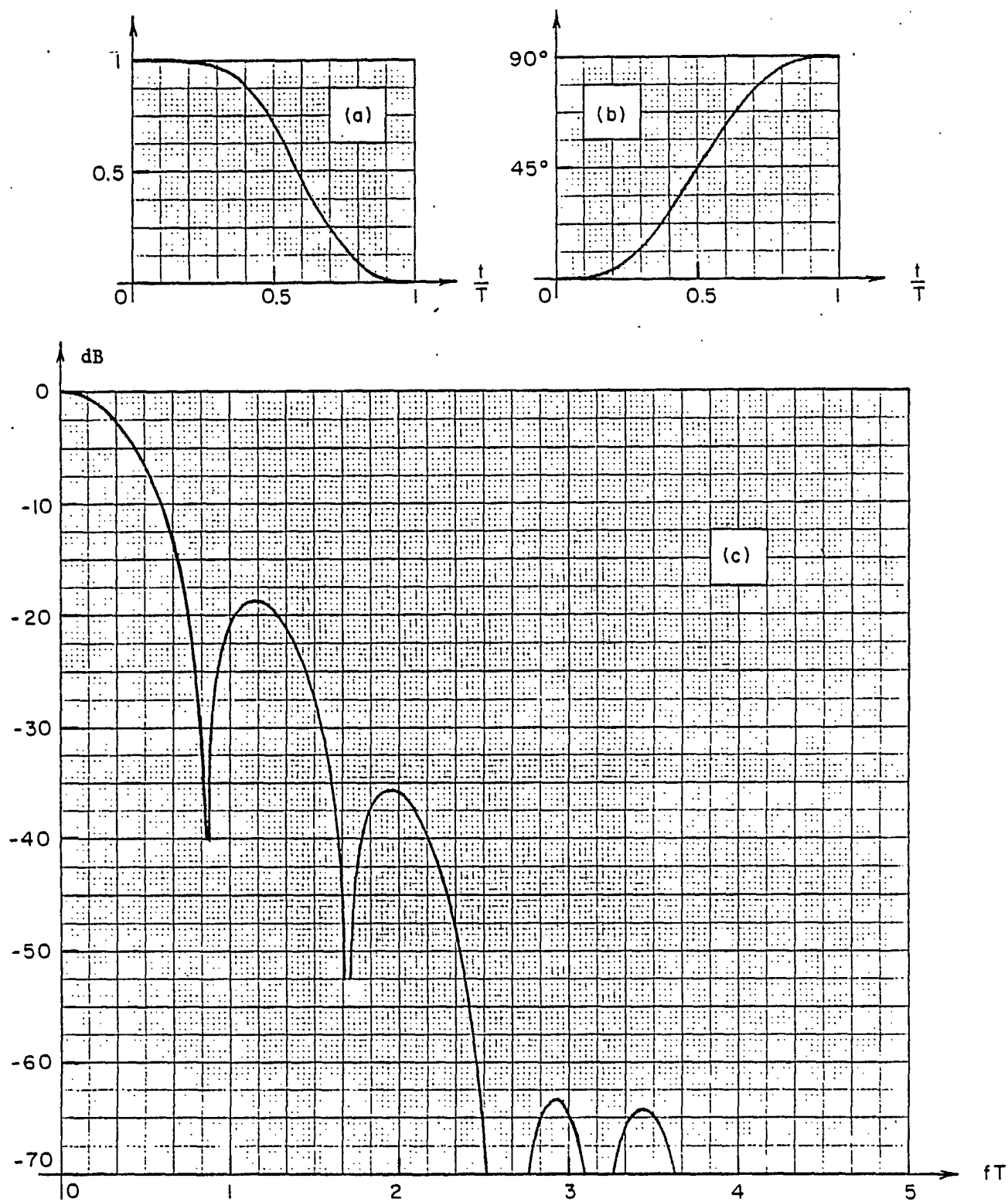


Figure 12. Forme d'onde d'AMOROSO

(a) Amplitude  $f(t/T)$ ,

(b) Variation de phase associée  $\phi(t/T)$ ,

(c) Spectre normalisé:  $20 \log_{10} |F(fT)/F(o)|$ .

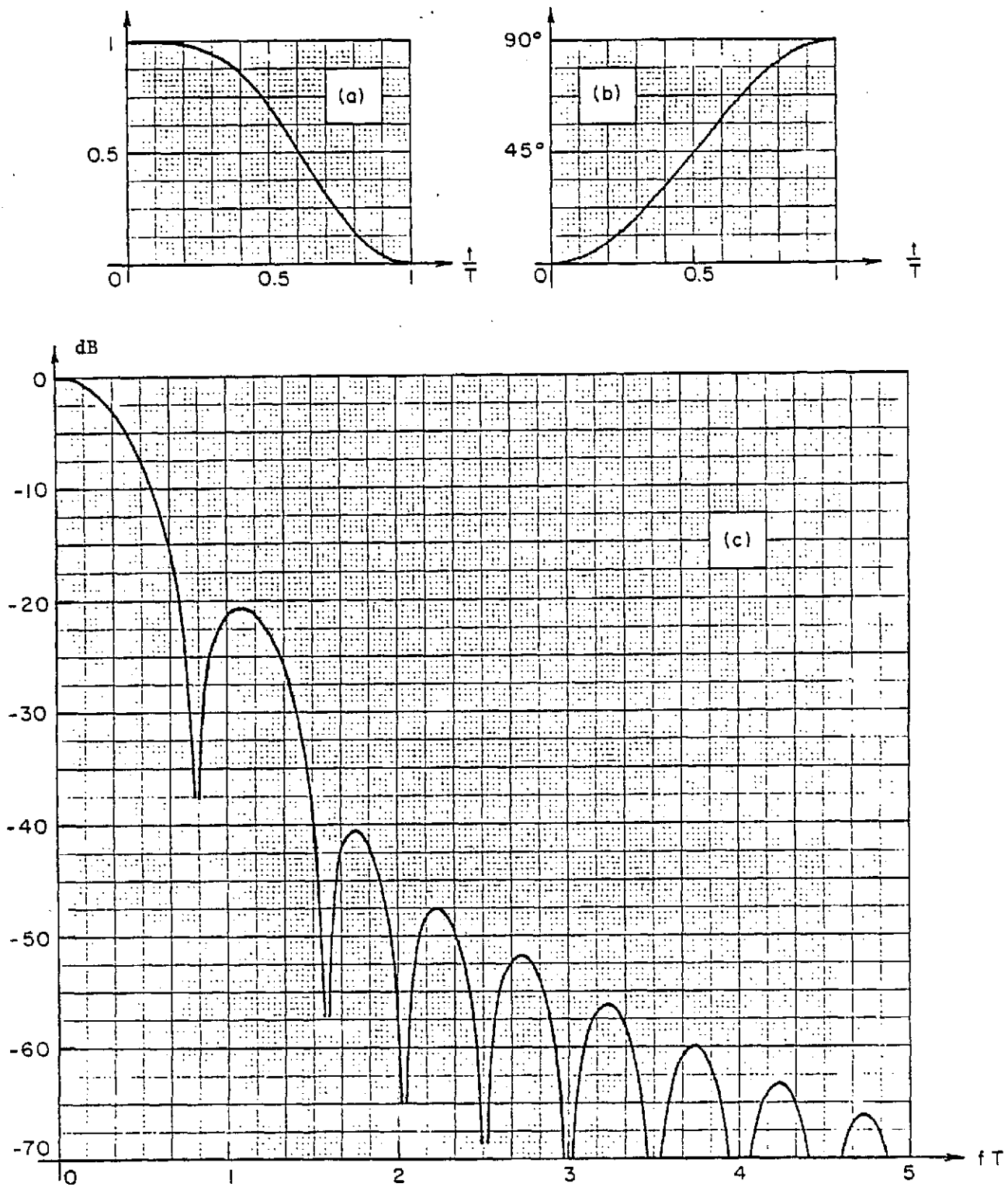


Figure 13. Forme d'onde de SIMON

- (a) Amplitude  $f(t/T)$ ,
- (b) Variation de phase associée  $\phi(t/T)$ ,
- (c) Spectre normalisé:  $20 \log_{10} |F(fT)/F(o)|$ .

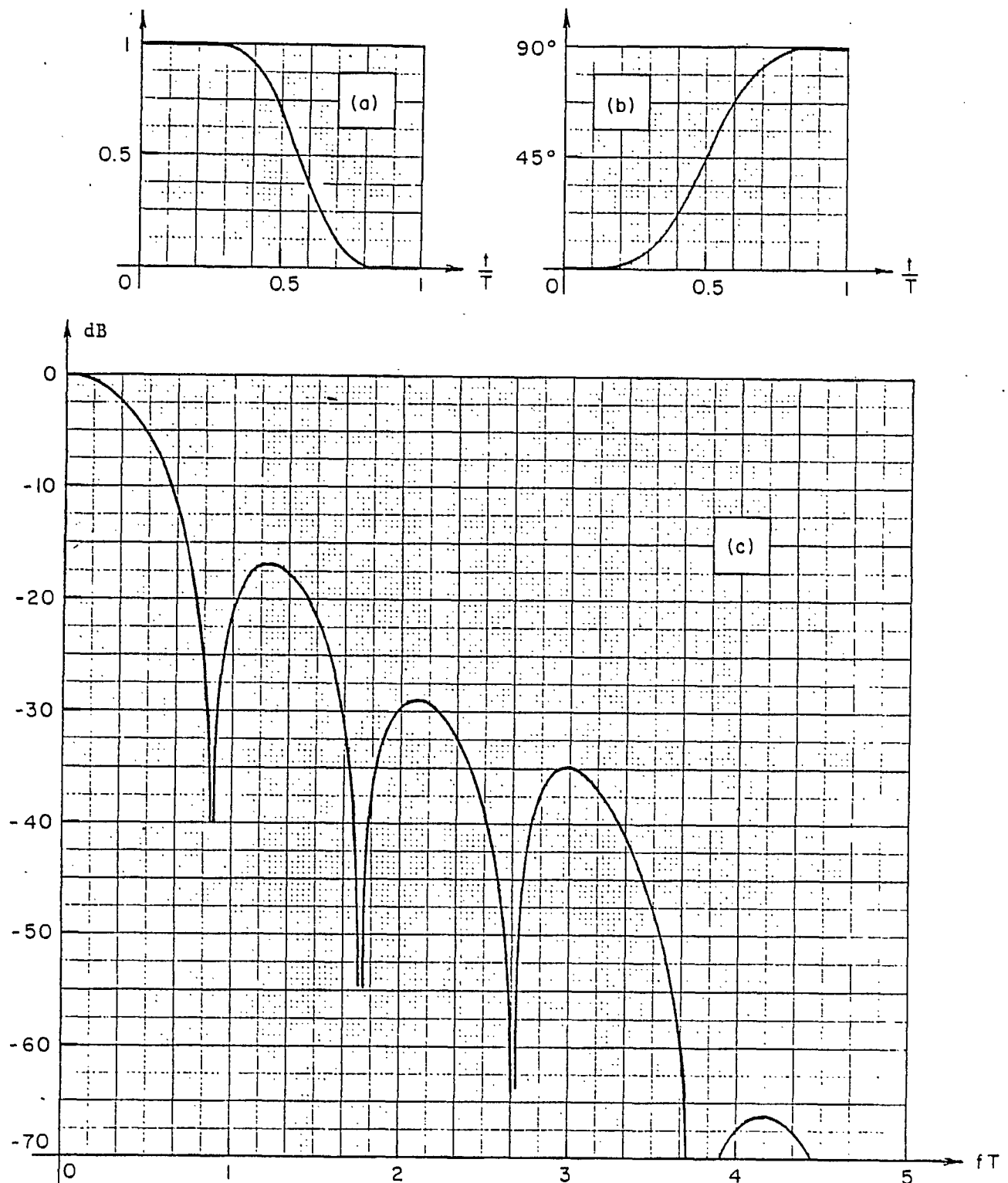


Figure 14. Forme d'onde de BAZIN

- (a) Amplitude  $f(t/T)$ ,
- (b) Variation de phase associée  $\phi(t/T)$ ,
- (c) Spectre normalisé:  $20 \log_{10} |F(fT)/F_{(0)}|$ .

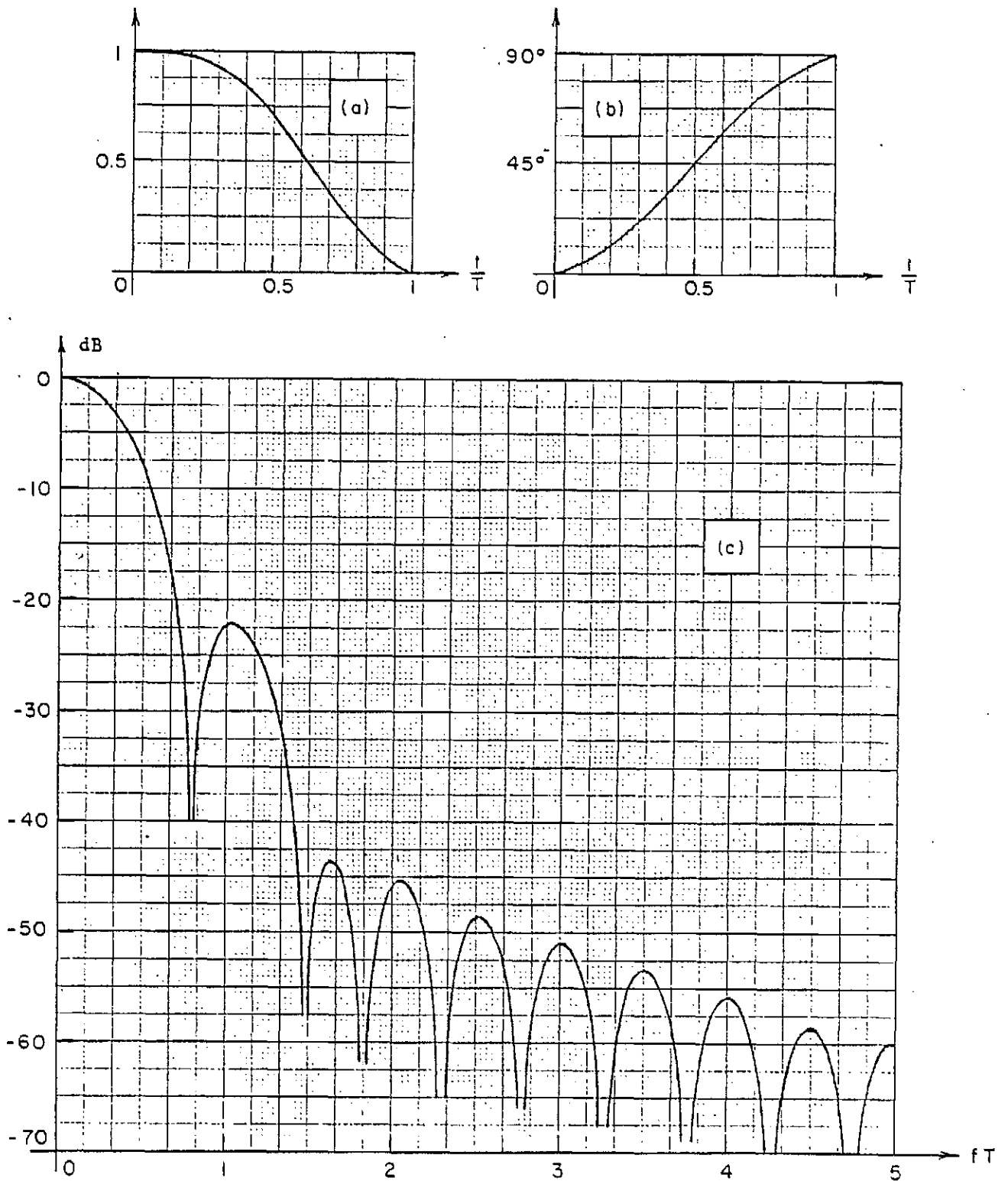


Figure 15. Forme d'onde du CROSSTALK (BT=1,0)

- (a) Amplitude  $f(t/T)$ ,
- (b) Variation de phase associée  $\phi(t/T)$ ,
- (c) Spectre normalisé:  $20 \log_{10} |F(fT)/F(0)|$ .

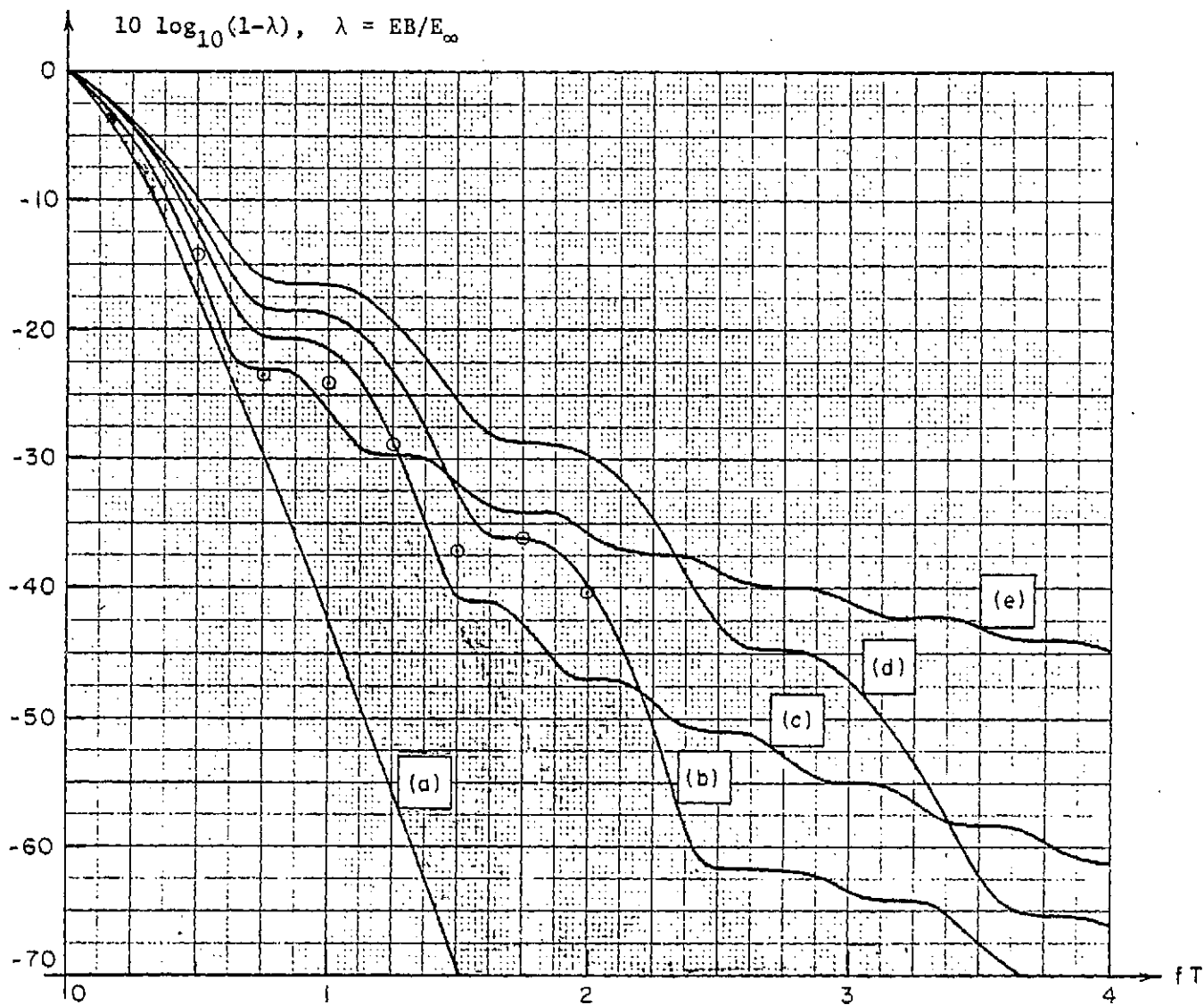


Figure 16. Pourcentages d'énergie hors-bande.

- (a) Fonction d'onde sphérique  $D\psi_0(c,t)$ ,
- (b) Forme d'onde d'AMOROSO,
- (c) Forme d'onde de SIMON,
- (d) Forme d'onde de BASIN,
- (e) Forme d'onde du MSK,
- (•) Forme d'onde du CROSSTALK,



## 2.2 PRINCIPE D'UN MODULATEUR TYPE MSK AVEC INTERFERENCE ENTRE SYMBOLES ET A ENVELOPPE CONSTANTE

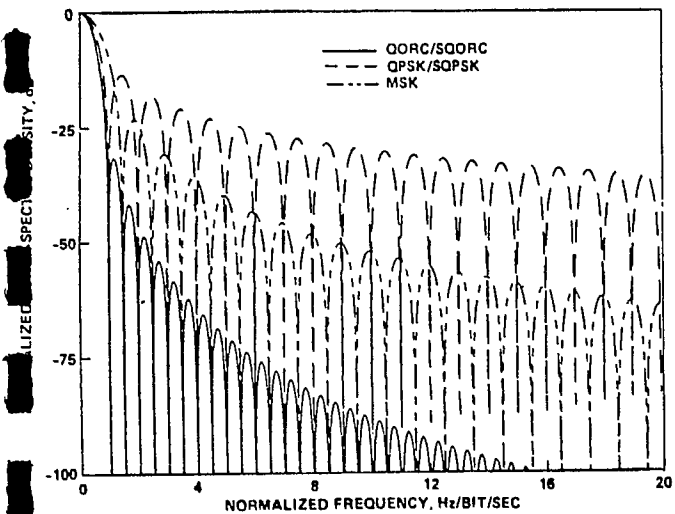
Le schéma de principe est exactement le même que celui du cas précédent. La seule différence réside dans le fait que la réponse impulsionnelle  $f(t)$  du façonneur n'est plus contrainte d'être de durée limitée à  $2T$ . L'avantage majeure du délaissement de cette contrainte est la diminution de la largeur de bande occupée par le signal  $s(t)$  par rapport au cas précédent. Par contre, étant donné que  $f(t)$  est de durée supérieure à  $2T$ , il y a chevauchement temporel, d'où interférence entre symboles et légère fluctuation de l'amplitude de l'enveloppe du signal de sortie  $s(t)$ . Deux de ces types de signaux ont particulièrement retenu notre attention.

### 2.2.1 Le "Staggered Quadrature Overlapped Raised-Cosine" (SQORC)

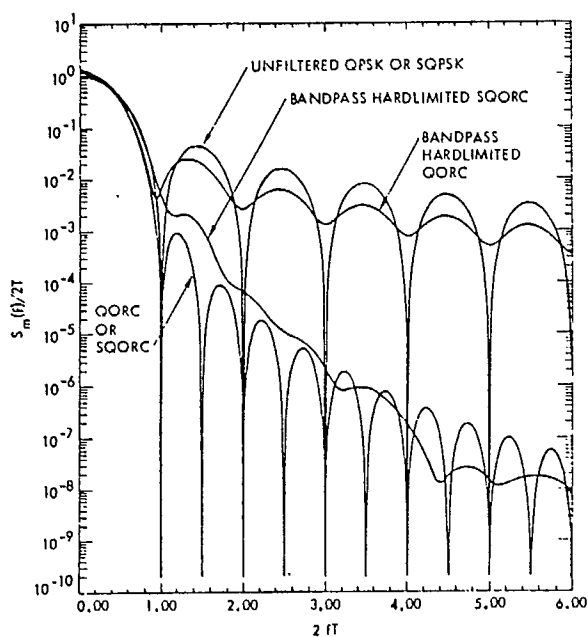
Introduit par Austin et Chang [A23, A24], ce type de modulation propose un  $f(t)$  d'une durée deux fois supérieure à ceux décrits auparavant. Ce  $f(t)$  est un "raised-cosine" donné par:

$$f(t) = 1 - \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \quad (12)$$

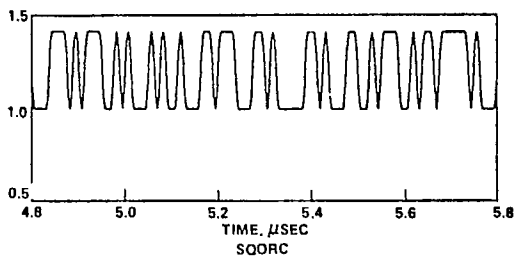
Le spectre résultant est donné par le produit du spectre d'un signal MSK tel que décrit en 2.1.1 et celui d'un signal QPSK classique de même débit. L'avantage immédiat est donc que le lobe principal est de même largeur que celui d'un signal QPSK avec décroissance beaucoup plus rapide des lobes secondaires. Les figures 17 (a) et (b), extraites des références [A24] et [D15], illustrent l'allure du spectre d'un tel signal à l'entrée et à la sortie d'un "bandpass-limiter". Nous constatons que contrairement au QPSK classique, ce signal demeure à bande limitée à la sortie du limiteur. La figure 17(c) donne une idée de la valeur et de l'al-



(a) Spectre à l'entrée du limiteur



(b) Spectre à la sortie du limiteur



(a) Allure temporelle de l'enveloppe

Fig. 17. Caractéristiques du SQORC.

lure de la fluctuation d'enveloppe existante sur le signal  $s(t)$ .

A cause de la présence d'interférence entre symboles, les performances d'un tel système sont moins bonnes que celles du MSK si un récepteur conventionnel est employé [D15]. Pour obtenir des performances comparables à celles du MSK, il faut utiliser un récepteur plus complexe, genre corrélateur [A24]. Il s'agit là d'un inconvénient assez majeur.

### 2.2.2 Le "Quasi-Band-Limited MSK" (QBL)

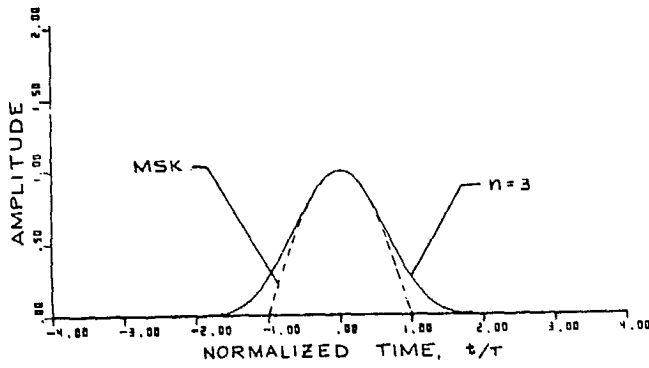
Proposé par Amoroso [A25], ce type de modulation utilise encore ici une réponse impulsionnelle  $f(t)$  de durée deux fois supérieure à celles de la section 2.1. La famille proposée est de la forme:

$$f^{(n)}(t) = \left[ \frac{\sin(\frac{\pi t}{2T})}{\frac{\pi t}{2T}} \right]^n \quad -2T \leq t \leq 2T \quad (13)$$

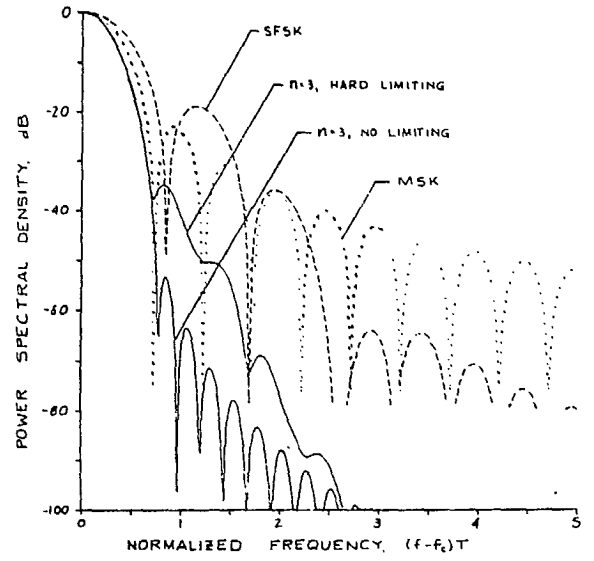
$$= 0 \quad \text{ailleurs}$$

Selon Amoroso, le cas particulièrement intéressant est celui correspondant à  $n = 3$ .

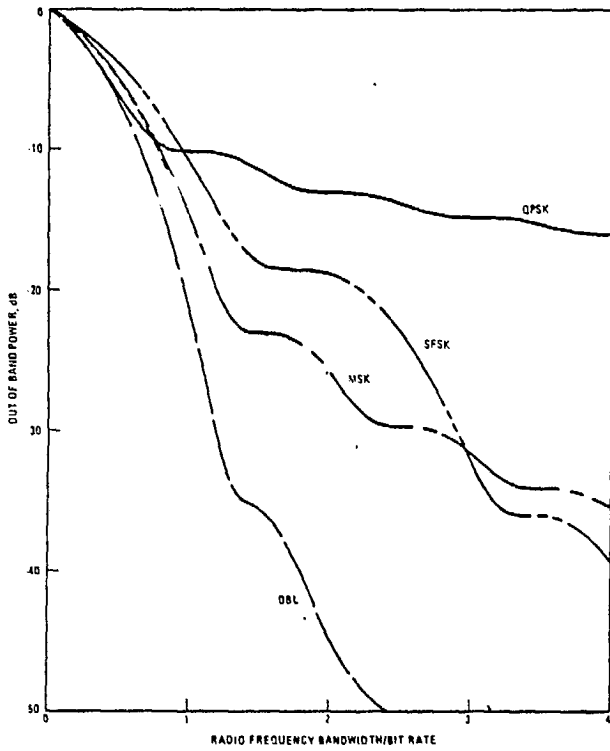
La figure 18 (a) illustre l'allure de  $f^{(3)}(t)$  alors que la figure 19(b) donne une idée des spectres correspondant à l'entrée et à la sortie d'un limiteur. La figure 18(c) donne la valeur du pourcentage d'énergie hors-bande [A27]. Enfin, d'après Amoroso, une dégradation d'uniquement 0.64 dB résulterait de l'emploi de ce type de réponse impulsionnelle de durée  $4T$  [A25].



(a) Réponse impulsionnelle du façonneur



(b) Spectre avant et après le limiteur



(c) Pourcentage d'énergie hors-bande

Fig. 18. Caractéristiques du QBL.

### 2.3 PRINCIPE D'UN MODULATEUR TYPE FSK A PHASE CONTINUE (CPFSK) AVEC OU SANS INTERFERENCE ENTRE SYMBOLE

Jusqu'à maintenant nous avons regardé le signal MSK et ses formes dérivées comme provenant d'un modulateur OQPSK auquel un circuit de façonnage avait été ajouté dans chacune des branches (voir fig. 10). Vu sous cet angle, aussitôt que nous essayons d'augmenter la durée de la réponse impulsionnelle de ce façonneur pour obtenir un meilleur spectre, nous perdons la propriété de constance d'amplitude sur l'enveloppe du signal émis. Une façon de s'en sortir consiste à regarder plutôt le signal MSK comme étant un signal FSK avec un indice de modulation  $h$  égal à 0.5. Le schéma bloc d'un modulateur MSK prend alors l'allure de celui illustré à la figure 19.

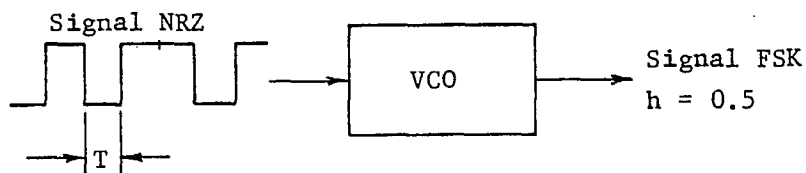


Fig. 19. Schéma bloc d'un modulateur FSK ( $h = 0.5$ ).

Afin de diminuer la largeur de bande occupée par le signal FSK, il suffit alors d'ajouter un circuit de façonnage d'onde transformant le signal NRZ en un signal plus lisse comme nous l'avions fait précédemment. Nous constatons ici toutefois que la contrainte d'amplitude constante sera respectée peu importe l'allure du signal attaquant le modulateur FM. De plus, nous pouvons également généraliser le concept pour des indices de modulation  $h$  différents de 0.5. Le schéma bloc résultant apparaît à la figure 20.

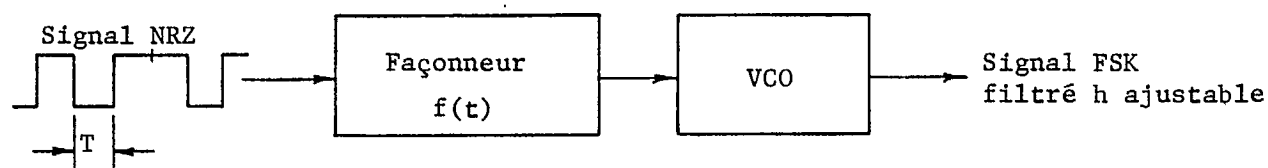


Fig. 20. Schéma bloc d'un modulateur FSK à bande limitée.

Il est important de se rappeler que les schémas des figures 19 et 20 ne sont pas nécessairement des schémas de circuits fonctionnels. En pratique, afin d'éviter les problèmes d'instabilité associés à un oscillateur contrôlé par tension (VCO), il est possible de matérialiser le modulateur FSK d'une toute autre façon. Les schémas présentés ne servent uniquement qu'à aider le lecteur à saisir le concept.

Encore ici, il est possible de classifier les diverses propositions suggérées dans la littérature en fonction de la durée de la réponse impulsionnelle  $f(t)$  du façonneur.

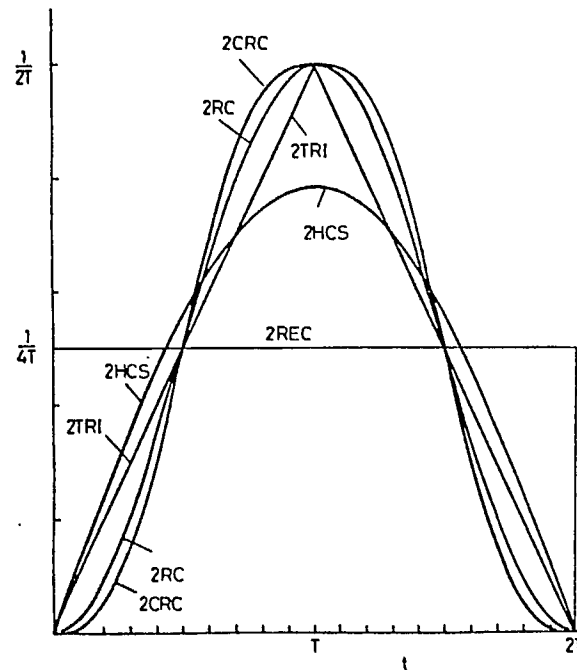
### 2.3.1 Réponse impulsionnelle bornée sur un intervalle de signalisation

Ce type de système porte également le nom "Full Response" [A28]. Lorsque l'indice de modulation  $h$  est fixé à 0.5, nous retrouvons alors exactement le cas discuté à la section 2.1 soit la modulation type MSK sans interférence entre symboles et à enveloppe constante. Lorsque l'indice de modulation  $h$  est quelconque et que les trajectoires de phase sur chaque intervalle de signalisation sont linéaires, alors le système porte le nom de "Continuous Phase Frequency Shift Keying" (CPFSK) [A28]. Un indice de modulation  $h = 0.715$  conduit à un taux d'erreur minimal. Toutefois, dans ce cas, la période d'observation au récepteur doit être étendue à 3 bits plutôt que 2 comme c'est le cas du MSK. De plus, le

spectre résultant est plus large que celui du MSK. Dans cette famille,  $h = 0.5$  représente donc le compromis le plus acceptable.

### 2.3.2 Réponse impulsionnelle bornée sur deux intervalles de signalisation

Dans ce type de système, la réponse impulsionnelle  $f(t)$  du façonneur occupe deux intervalles de signalisation. Ce type de système porte également le nom "Partial Response" [A30]. La figure 21 illustre l'allure de quelques réponses impulsionnelles suggérées jusqu'à ce jour [A30]. Les figures 22 et 23 nous donnent respectivement l'allure des spectres correspondants ainsi que le pourcentage d'énergie hors-bande pour le cas où  $h = 0.5$ . Encore ici, plus  $h$  est élevé, plus la largeur de bande occupée par le signal FSK est grande.



$$2TRI = \begin{cases} \frac{t}{2T} & 0 \leq t \leq T \\ 1 - \frac{t}{2T} & T \leq t \leq 2T \end{cases}$$

$$2CRC = \begin{cases} \frac{t}{2T} - \frac{1}{4\pi} \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right) & 0 \leq t \leq T \\ 1 - \frac{t}{2T} + \frac{1}{4\pi} \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right) & T \leq t \leq 2T \end{cases}$$

$$2HCS = \frac{\pi}{8} \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \quad 0 \leq t \leq 2T$$

$$2RC = \frac{1}{4T} \left\{ 1 - \cos\left(\frac{\pi t}{T}\right) \right\} \quad 0 \leq t \leq 2T$$

Fig. 21. Quelques réponses impulsionnelles étudiées de durée  $2T$ .



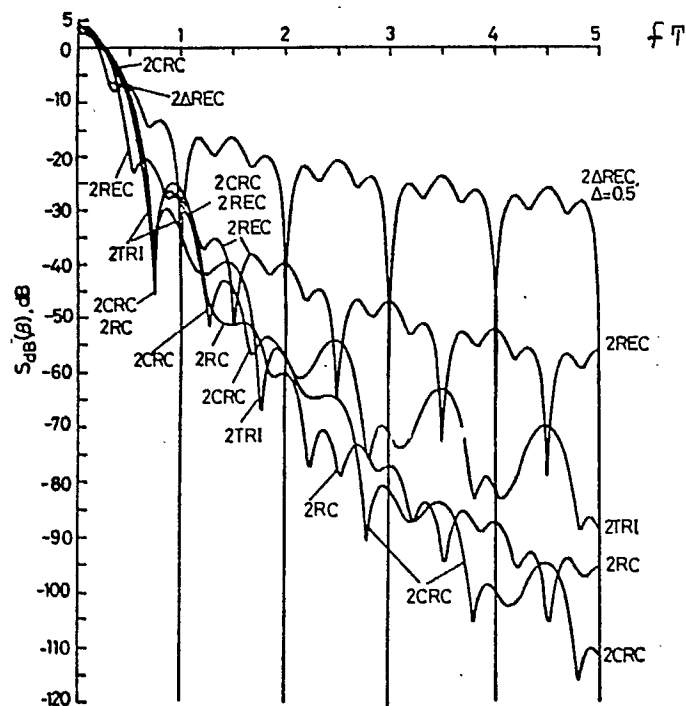


Fig. 22. Spectres du signal FSK résultant de l'utilisation des divers  $f(t)$  illustrées en fig. 12.

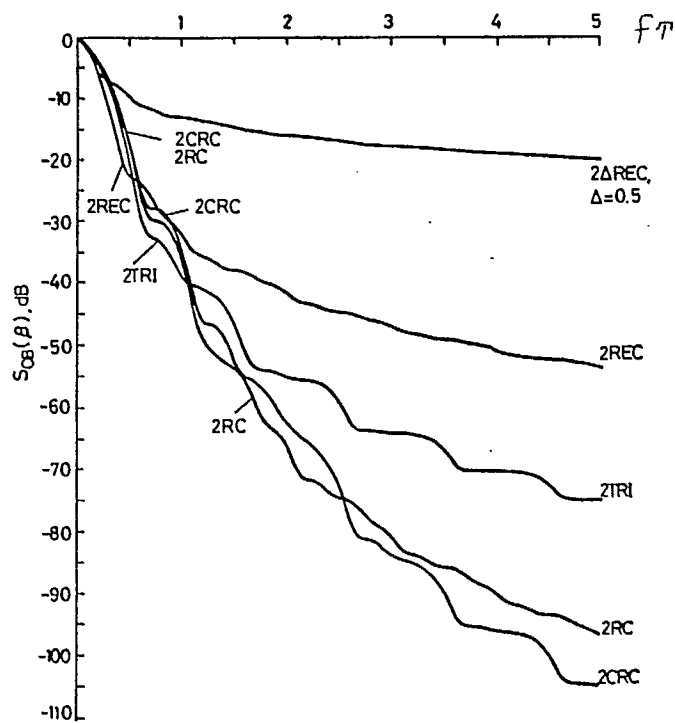


Fig. 23. Pourcentage d'énergie hors-bande correspondant.

En principe, le taux d'erreur de ces systèmes FSK dépend à la fois de la valeur de l'indice de modulation retenu, de la forme de la réponse impulsionnelle choisie et du type de récepteur employé. Le récepteur optimal est celui exploitant à la fois la propriété de continuité de phase du signal et l'interférence entre symbole présente. Ce type de récepteur opère une détection par maximum de vraisemblance (MLSD) et utilise entre autres, comme algorithme de décision, celui proposé par Viterbi. Pour un même récepteur, les performances ne dépendent donc que de  $f(t)$  et  $h$ . Un bon indicateur du comportement du taux d'erreur est la distance euclidienne minimale [A30]. Plus cette dernière est grande, plus le système possède une grande immunité au bruit. La figure 24 illustre de quelle façon se comporte la valeur quadratique normalisée de la distance euclidienne minimale en fonction de l'indice de modulation  $h$  pour chacune des diverses réponses impulsionnelles discutées précédemment [A30].

Une façon de comparer les performances de ces systèmes FSK avec ceux de types MSK consiste à reporter les performances de chacun des systèmes comme un point sur un graphique à deux dimensions. L'échelle verticale de ce graphique représente le gain en puissance encouru sur le  $E_b/N_0$  relativement à celui du MSK classique alors que l'échelle horizontale représente la largeur de bande occupée, normalisée par rapport au débit numérique. La figure 25 représente un tel graphique [A30].

Les appellations 1TRI, 1CRS, 1HCS et 1RC réfèrent aux mêmes formes d'ondes que celles décrites à la figure 21 à l'exception qu'elles sont de durée  $T$  au lieu de  $2T$  d'où le 1 au lieu du 2. Nous constatons, comme nous devions nous y attendre, que tous les systèmes à réponse impulsionnelle de durée  $T$  ont les mêmes performances, c'est-à-dire, requièrent le même  $E_b/N_0$  à taux d'erreur égale. Tel n'est pas le cas des systèmes à

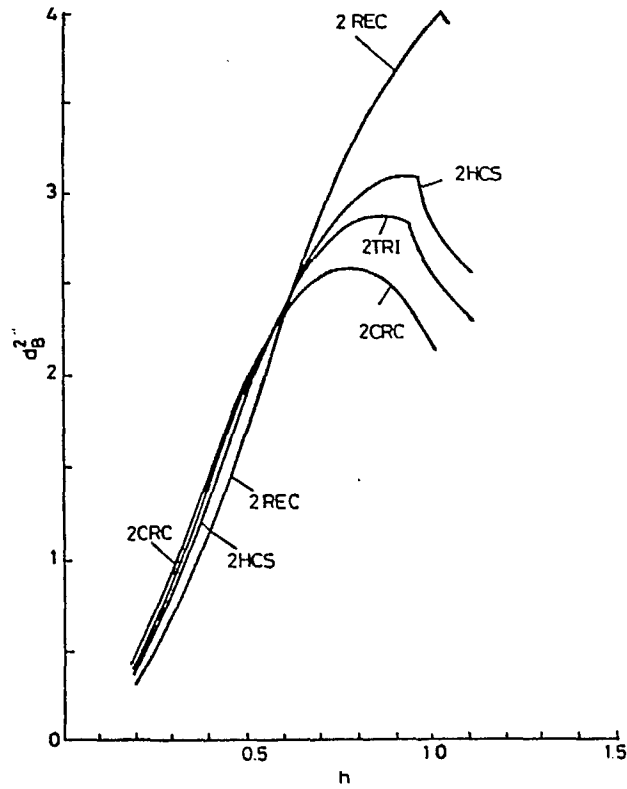
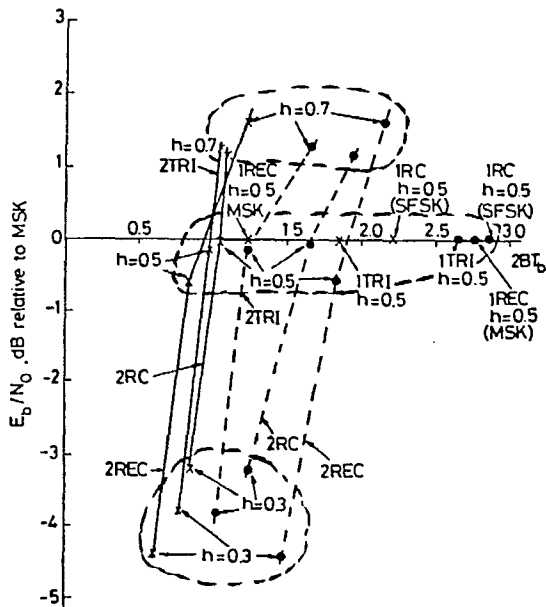


Fig. 24. Comportement de la valeur quadratique normalisée de la distance euclidienne minimale en fonction de  $h$  pour divers  $f(t)$ .



Légende:

- x → énergie hors-bande à - 20 dB
- → énergie hors-bande à - 30 dB

Fig. 25. Performances relatives de divers systèmes FSK.

réponse impulsionnelle de durée  $2T$ . En gros, des indices de modulation  $h < 0.5$  demandent un  $E_b/N_0$  plus grand que celui requis pour le MSK alors que pour des  $h > 0.5$ , c'est l'inverse qui se produit. On note encore ici toutefois que plus  $h$  est grand, plus le signal occupe une bande plus grande.

### 2.3.2 Réponse impulsionnelle bornée sur plus de deux intervalles de signalisation

Il est possible d'étendre le concept introduit à la section précédente à des réponses impulsionnelles  $f(t)$  de durée supérieure à  $2T$ . Pour donner une idée des résultats pouvant être obtenus, considérons la réponse impulsionnelle  $f(t)$  suivante de type "Raised-Cosine" (LRC) s'étendant sur  $L$  intervalles de signalisation:

$$f(t) = \begin{cases} \frac{1}{2LT} (1 - \cos [\frac{2\pi t}{LT}]) & 0 \leq t \leq LT \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (14)$$

La figure 26 illustre l'allure du spectre résultant pour diverses valeurs de  $L$  lorsque l'indice de modulation est fixé à 0.5 [A29].

Encore ici, l'étude du spectre résultant ne suffit pas à définir complètement les performances du système. Il faut également regarder le gain relatif encouru sur le  $E_b/N_0$ . La figure 27 illustre cette comparaison [A29]. Ici, la largeur de bande indiquée correspond à celle pour laquelle le spectre bilatéral est atténué de -60 dB.

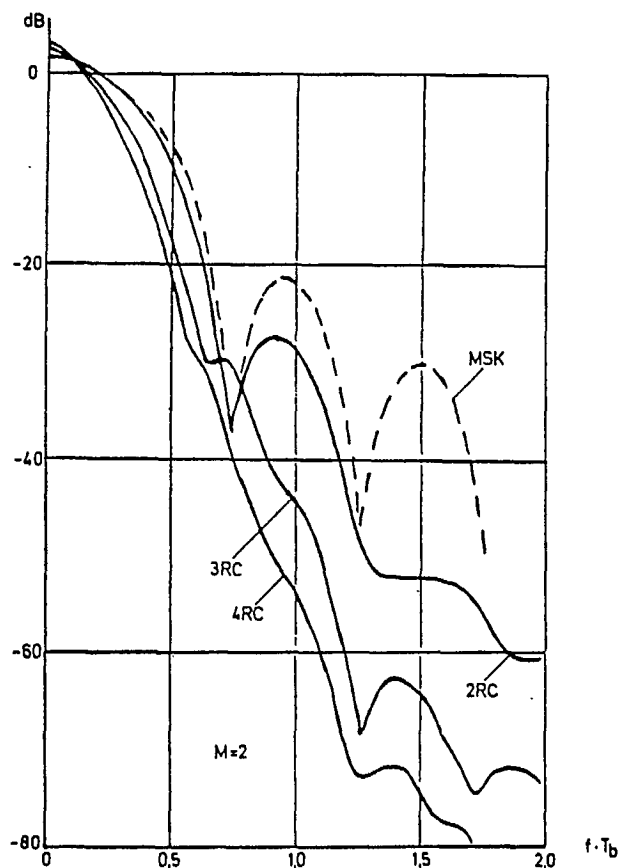


Fig. 26. Spectres du signal FSK résultant d'un  $f(t)$  de type "Raised-Cosine" de diverses durées.

Bien que les performances puissent être supérieures à celles du MSK, il n'en demeure pas moins que le récepteur requis pour atteindre ces performances est, de loin, beaucoup plus complexe que celui requis pour les systèmes de types MSK.

Une piste de recherche intéressante consisterait à étudier quelle dégradation serait encourue par l'emploi de récepteurs sous-optimum d'une complexité comparable à celle d'un récepteur MSK.

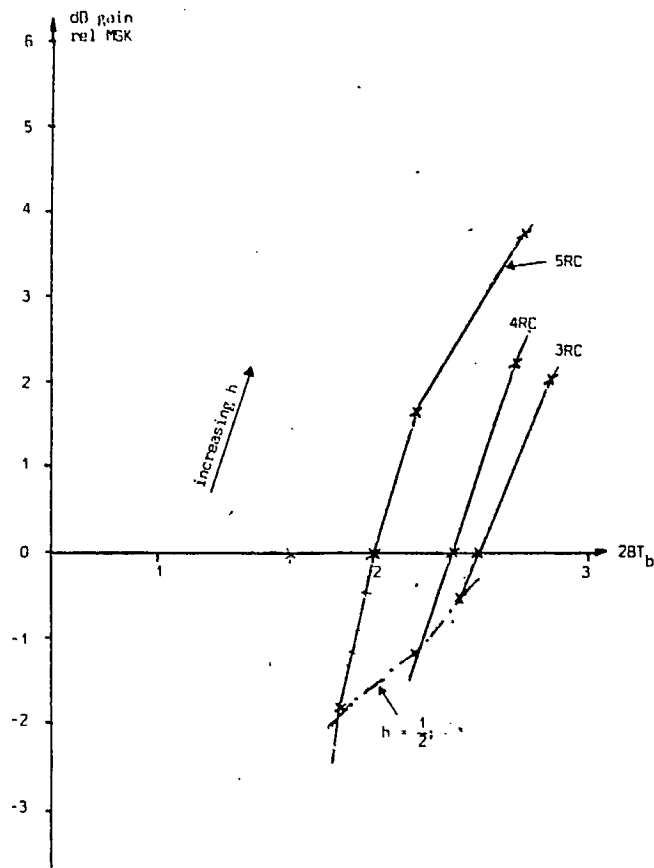


Fig. 27. Performances relatives de divers systèmes FSK.

#### 2.3.4 Réponse impulsionnelle non bornée

Le façonneur de réponse impulsionnelle  $f(t)$  peut très bien être remplacé par un filtre passe-bas comme l'indique la figure 28.

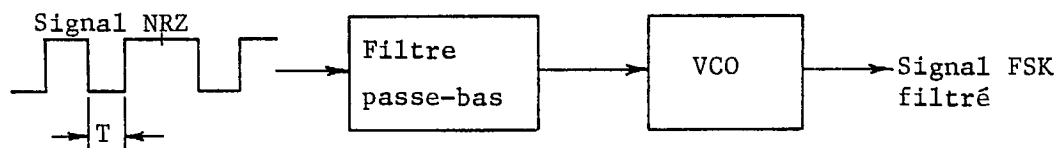


Fig. 28. Schéma bloc d'un modulateur FSK à bande limitée.

Afin d'obtenir un spectre le plus compact possible sur le signal FSK de sortie, le filtre passe-bas devrait posséder les caractéristiques suivantes:

1. Faible largeur de bande,
2. Atténuation raide,
3. Réponse impulsionnelle monotone.

De plus, afin de permettre une démodulation cohérente aussi simple que celle employée pour les signaux types MSK, la contrainte suivante devrait être également respectée:

4. Préservation de la surface sous la courbe de la réponse impulsionnelle du filtre afin qu'elle produise un déphasage de  $\pi/2$ .

Un filtre passe-bas satisfaisant toutes ces exigences a été proposé [M32]. Il s'agit du filtre de type gaussien donné par:

$$\begin{aligned}
 H(f) &= \exp(-\alpha^2 f^2) \\
 h(t) &= \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left(-\frac{\pi^2}{\alpha^2} t^2\right) \\
 B_b &= \frac{1.1774}{\alpha}
 \end{aligned}
 \tag{15}$$

où  $B_b$  = largeur de bande à -3 dB.

Le signal FSK résultant porte le nom de "Prémodulation Gaussian Filtered Minimum Shift Keying" (GMSK). La figure 29 donne l'allure du spectre résultant pour diverses valeurs de largeur de bande normalisée du filtre passe-bas alors que la figure 30 nous donne les pourcentages d'énergie hors-bande correspondants.

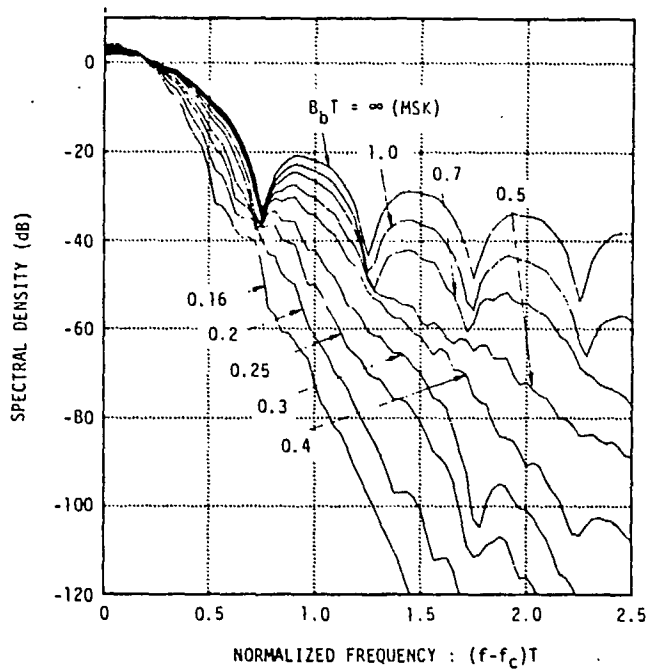


Fig. 29. Spectre du GMSK.

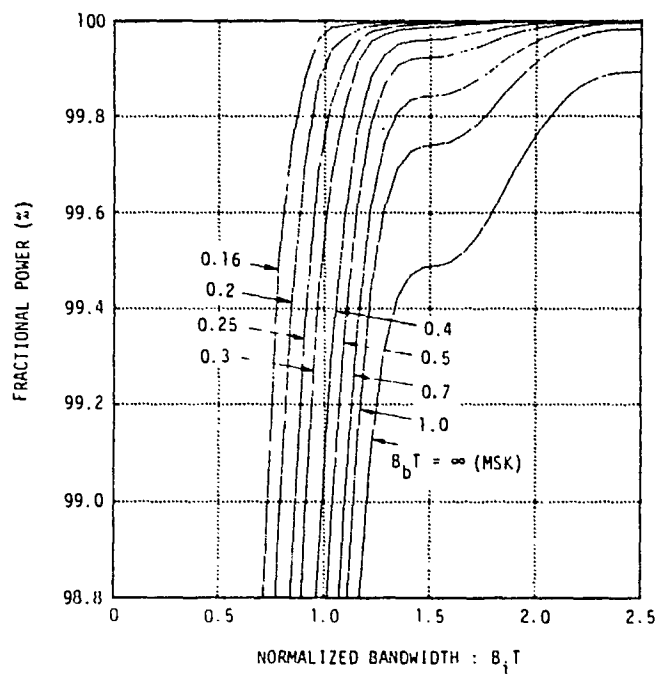


Fig. 30. Pourcentage d'énergie hors-bande du GMSK.



Encore ici, pour tirer parti au maximum de ce type de modulation, une détection par maximum de vraisemblance serait de mise. Toutefois, dans le but de simplifier au maximum la complexité du récepteur, il est possible de démoduler ce signal à l'aide d'un récepteur similaire à celui utilisé pour un signal MSK. Une dégradation en découle mais, comme l'indique la figure 31 elle n'est pas si grande que cela.

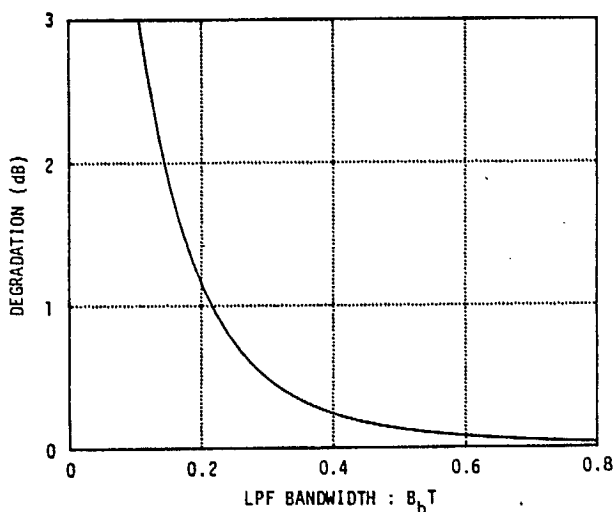


Fig. 31. Dégradation théorique du  $E_b/N_0$  par rapport au MSK lorsque démodulé avec récepteur similaire.

La figure 32 donne les résultats de mesures de taux d'erreurs effectuées sur ce type de systèmes FSK [M32]. Nous constatons que les résultats obtenus sont assez près de ceux prévus théoriquement. La largeur de bande normalisée  $B_1 T$  des filtres passe-bas du récepteur était fixée lors de ces tests à 0.63 alors que celle du transmetteur était ajustable.

L'application de ce type de modulation au secteur de la radio mobile est discutée à la référence [M39].

Une variante du GMSK est proposée par Asakawa et Sugiyama [A22]. Elle est connue sous le nom de "Compact Spectrum Constant Envelope Phase Shift Keying" (CCPSK).

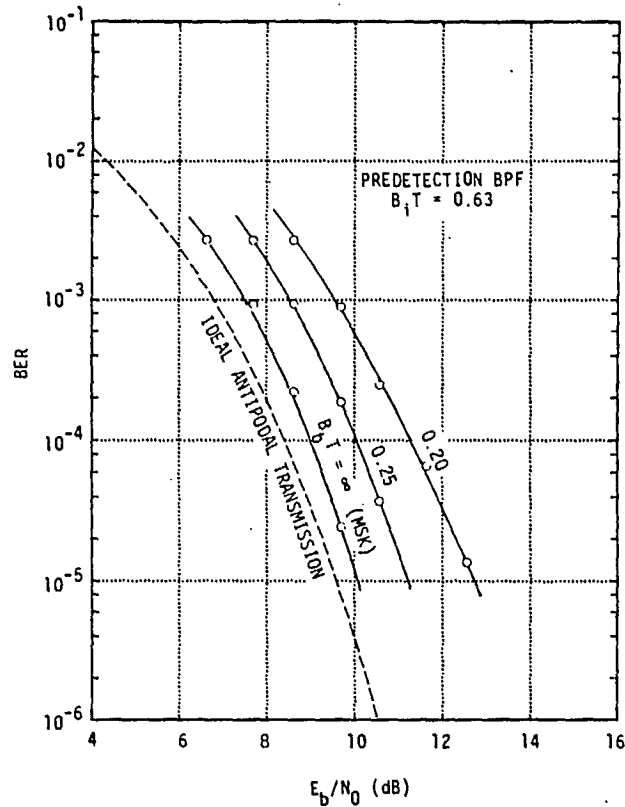


Fig. 32. Taux d'erreur mesuré sur un modem GMSK expérimental.

#### 2.4 UTILISATION DE L'ENCODAGE CORRELATIF (CORPSK)

Introduite par Lender en 1963, l'idée de l'encodage corrélatif refait surface de plus belle aujourd'hui soit sous la même appellation ou encore sous le nom de "Partial-Response Signaling" (PRS). Une des plus récentes applications de cette idée porte le nom de "Correlative Phase Shift Keying" (CORPSK) [M38]. Il s'agit en fait d'une généralisation des travaux antérieurs dans le but de réduire le plus possible le spectre occupé par un signal PSK ou FSK. La figure 33 nous donne le schéma de principe d'un modulateur CORPSK.

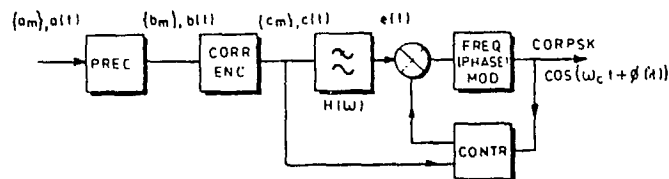


Fig. 33. Schéma bloc d'un modulateur CORPSK.

Le principe de fonctionnement du CORPSK repose sur les trois points suivants:

1. L'information de la séquence  $\{a_m\}$  est encodée par des déplacements de phase  $\Delta\phi_m$ . Sur un intervalle de signalisation  $T$ , la valeur de  $\Delta\phi_m$  est donnée par:

$$\Delta\phi_m = \phi[(m+1)T] - \phi(mT) = C_m \frac{2\pi}{n}$$

où  $n$  est un nombre entier positif égal aux nombres de positions de phase possibles à l'instant  $t = mT$ .

$C_m$  véhicule l'information.  $|C_m| \leq C_{m \max}$

2. Les déplacements de phase successifs sont corrélés de telle sorte que le déplacement de phase encouru sur un intervalle de signalisation dépend de la valeur du bit  $a_m$  présent à cet instant ainsi que d'au moins celle du bit précédent. Ceci est réalisé par l'encodeur corrélatif (CORR.ENC.)
3. D'un état à l'autre, la phase varie de façon continue. Ceci est réalisé par le filtre passe bas  $H(\omega)$ .

Le signal ainsi défini passe par des points de phase fixes, multiples de  $2\pi/n$ , à la fin de chaque intervalle de signalisation. La phase reste au voisinage de ces points fixes durant tout l'intervalle

de signalisation lorsque  $C_m = 0$ . Ceci se produit suffisamment souvent pour être en mesure de régénérer la porteuse au récepteur et d'effectuer une démodulation cohérente.

Le précodeur (PREC) est équivalent à l'encodeur différentiel utilisé en PSK et sert à éviter la propagation des erreurs. Le signal  $\{b_m\}$  à sa sortie possède le même nombre de niveaux que le signal  $\{a_m\}$  d'entrée.

Le modulateur proprement dit peut être un modulateur de phase ou un modulateur de fréquence. Le filtre  $H(\omega)$  est ajusté en conséquence. Pour s'assurer que la phase du signal modulé atteint bien la bonne valeur à la fin de chaque intervalle de signalisation, un contrôleur (CONTR) est ajouté au circuit de base.

Pour faciliter la description mathématique de ce modulateur, il s'avère utile de représenter la séquence d'entrée  $\{a_m\}$  sous la forme suivante:

$$a(D) = a_0 + a_1 D + a_2 D^2 + a_3 D^3 + \dots \quad (16)$$

où  $D$  est un opérateur représentant un délai équivalent à un intervalle de signalisation  $T$ .

De son côté, l'encodeur corrélatif peut être schématisé de la façon illustrée à la figure 34 [K19].

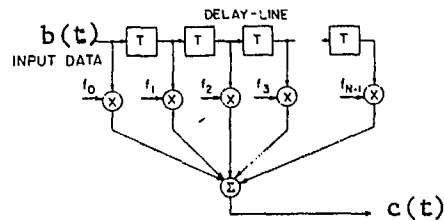


Fig. 34. Schéma de principe de l'encodeur corrélatif.

Cet encodeur corrélatif est caractérisé complètement par le polynôme  $f(D)$  de degré  $(N-1)$  suivant:

$$f(D) = f_0 + f_1 D + f_2 D^2 + \dots + f_{N-1} D^{N-1} \quad (17)$$

Le filtre passe-bas  $H(\omega)$  ne peut être quelconque. En effet, la phase du signal modulé doit passer par des valeurs précises à la fin de chaque intervalle de signalisation. Lorsque le filtre est suivi d'un modulateur de phase,  $H(\omega)$  doit satisfaire le premier critère de Nyquist, à savoir:

$$h_I(KT) = \begin{cases} 1 & \text{pour } K = 0 \\ 0 & \text{pour } K \text{ entier } \neq 0 \end{cases} \quad (18)$$

De même, lorsque le filtre est suivi d'un modulateur de fréquence,  $H(\omega)$  doit satisfaire le troisième critère de Nyquist, à savoir:

$$\int_{(2K-1)T/2}^{(2K+1)T/2} h_{III}(t) dt = \begin{cases} 1 & \text{pour } K = 0 \\ 0 & \text{pour } K \text{ entier } \neq 0 \end{cases} \quad (19)$$

ou, exprimé autrement,

$$H_{III}(\omega) = H_I(\omega) \left[ \frac{\frac{\omega T}{2}}{\sin(\frac{\omega T}{2})} \right] \quad (20)$$

Enfin, il est bon de noter qu'un encodeur corrélatif caractérisé par le polynôme  $f(D)$  suivi d'un modulateur de phase est équivalent à un encodeur de polynôme  $f(D) (1-D)$  suivi d'un modulateur de fréquence. Ceci peut être d'une très grande utilité lorsque nous comparons divers systèmes proposés par des auteurs différents.

Dans ce qui suit, nous donnerons quelques exemples de systèmes CORPSK actuellement suggérés dans la littérature.

#### 2.4.1 Le MSK duobinaire

Prenant pour acquis qu'un modulateur de fréquence est employé, ce système est caractérisé de la façon suivante:

$$f(D) = 1 + D$$

$$H_{III}(\omega) = \text{aucun} \quad [e(t) = \text{impulsion rectangulaire de durée } T]$$

$$\Delta\phi = 0^\circ, \pm \pi/2$$

Une réalisation différente de celle suggérée à la figure 34 fut récemment proposée par Rhodes [R17]. Elle porte le nom de "Frequency Shift Offset Quadrature Modulation" (FSOQ). Comme le mentionne bien Rhodes, il ne s'agit que d'une autre technique de réalisation du MSK duobinaire. Le spectre correspondant apparaît à la figure 35.

Lorsqu'un récepteur similaire à celui d'un système MSK est utilisé plutôt qu'un récepteur avec détection par maximum de vraisemblance, une légère dégradation est encourue comme l'indique la figure 36.

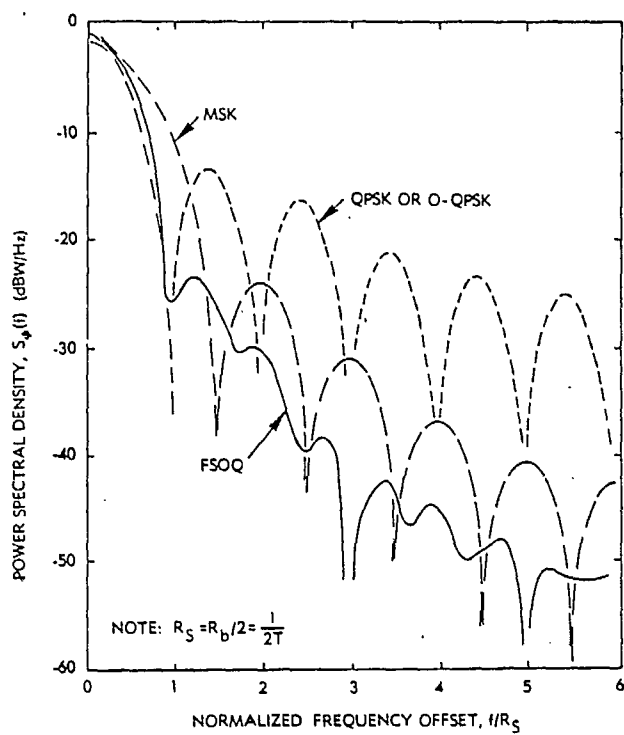


Fig. 35. Spectre d'un signal MSK duobinaire ou FSOQ comparé à ceux du MSK et du QPSK ou OQPSK.

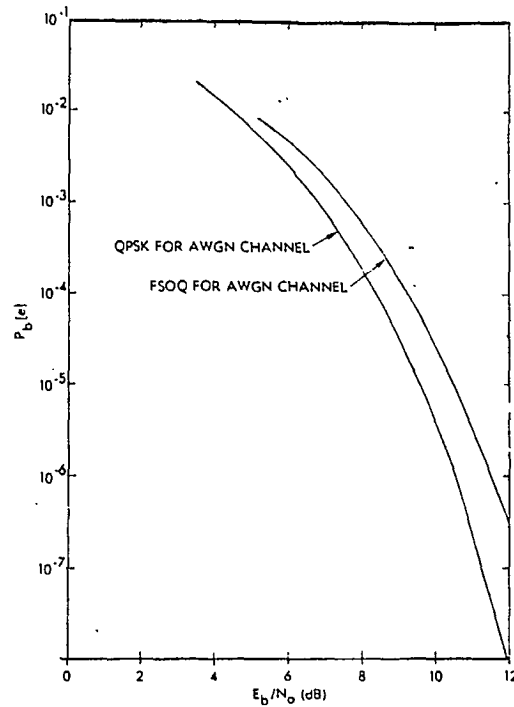


Fig. 36. Taux d'erreur du MSK duobinaire ou FSOQ comparé à celui du QPSK ou MSK.

#### 2.4.2 Le "Tamed Frequency Modulation" (TFM)

Proposé par les chercheurs du "Philips Research Laboratories", et abondamment décrit dans la littérature [J2, D4, M12, M20, M30, D14, M38], ce système est caractérisé par les paramètres suivants (avec modulateur de fréquence):

$$f(D) = (1+D)^2 = 1+2D+D^2$$

$$H_{III}(\omega) = \left[ \frac{\omega T/2}{\sin(\frac{\omega T}{2})} \right]^2, \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T}$$

[C(t) = impulsion rectangulaire de durée T]

$$\Delta\phi = 0^\circ, \pm \pi/4, \pm \pi/2$$



Le spectre correspondant apparaît à la figure 37 alors que la figure 38 illustre la dégradation encourue par l'emploi d'un récepteur de type MSK plutôt qu'un récepteur avec détection par maximum de vraisemblance.

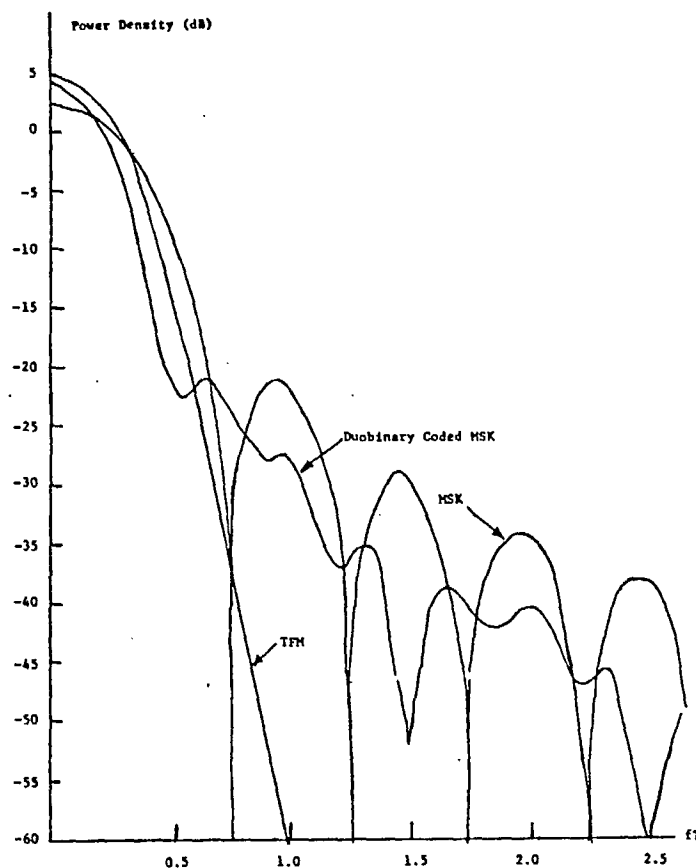


Fig. 37. Spectre du TFM comparé à ceux du MSK duobinaire et du MSK.

Nous pourrions nous étendre encore longuement sur la description de d'autres systèmes mais nous croyons qu'ils ne présentent qu'un faible intérêt pour une application éventuelle en radio-mobilité.

De tout ce que nous venons de dire, il ressort que l'introduction volontaire d'interférence entre symboles diminue la largeur de bande occupée par le signal modulé. De plus, si nous limitons la durée de la réponse impulsionnelle du filtre passe-bas à une valeur finie, il

n'existe qu'un nombre fini de formes d'ondes possibles. Ces dernières peuvent alors être mises en mémoire dans des ROM. Une réalisation très simple en découle comme l'indique la figure 39.

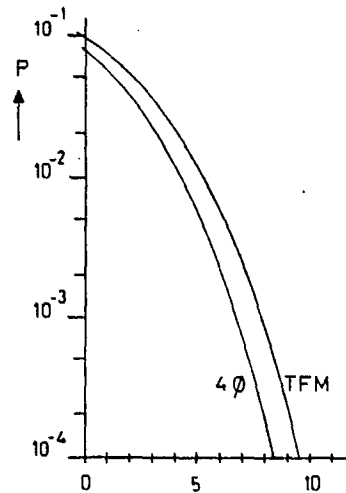


Fig. 38. Taux d'erreur du TFM comparé à celui du MSK ( $4\phi$ ).

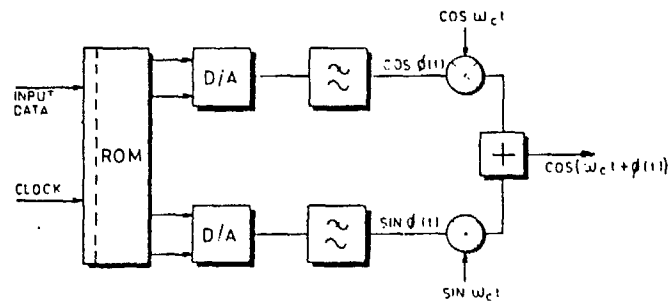


Fig. 39. Réalisation possible d'un modulateur de phase à enveloppe constante.

L'introduction volontaire d'interférence entre symboles dégrade toutefois les performances, comme nous avons pu le constater plus haut, lorsqu'un récepteur du même type que celui employé pour un signal MSK est utilisé (figure 40).

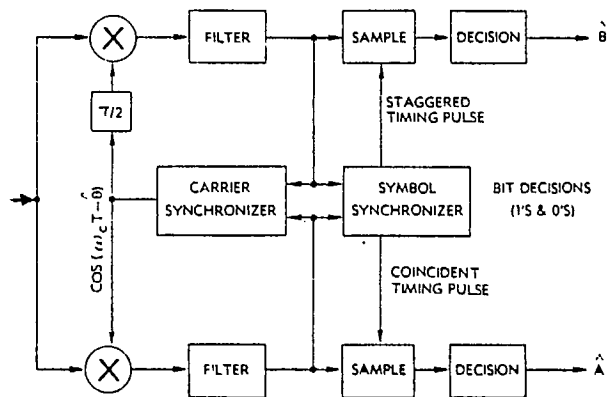


Fig. 40. Schéma bloc d'un récepteur type MSK.

Il reste donc beaucoup de place pour l'innovation dans ce domaine. L'étape logique suivante consisterait à rechercher quel type d'interférence entre symboles ou quel type de façonnage d'onde donne le meilleur compromis entre une réduction substantielle de la largeur de bande requise et une dégradation relative du  $E_b/N_0$  acceptable, étant donné l'utilisation d'un récepteur de structure similaire à celui représenté à la figure 40.

Une autre piste de recherche consisterait à concentrer les efforts sur la réalisation d'un autre type de récepteur dont la complexité se situerait entre celle du récepteur classique et celle du récepteur avec détection par maximum de vraisemblance, utilisant le fait par exemple que la réponse impulsionnelle est de durée finie plutôt qu'infinie.

Dans le but de simplifier encore davantage le récepteur, il serait également très intéressant d'étudier les performances des divers systèmes proposés lorsque la détection est non-cohérente et est réalisée, par exemple, par un simple discriminateur FM.

Enfin, un dernier point et non le moindre, qu'advient-il des performances (largeur de bande et taux d'erreur) de tous ces systèmes lorsque qu'ils sont transmis à travers des canaux non-linéaires comme ceux engendrés par l'emploi d'amplificateurs de puissance opérant en classe C ou de TWT de transpondeurs de satellites?

## CHAPITRE 3

### SIMULATION SUR ORDINATEUR DES PERFORMANCES SUR UN CANAL DE TRANSMISSION PAR SATELLITES

Une série de programmes ont été développés pour permettre une analyse des performances des méthodes de modulation BPSK, QPSK, OQPSK et MSK sur un canal de transmission par satellite, et c'est ce dont il sera question dans ce chapitre. L'approche adoptée est similaire à celle qui est exposée dans les références [C31, H28, S29], mais les modifications apportées ajoutent davantage de flexibilité et de facilité d'interprétation.

Avec ces programmes on peut simuler plusieurs systèmes de modulation numérique accommodant différents débits binaires, diverses caractéristiques de canal (i.e. linéaire, non-linéaire simple et non-linéaire cascadié) et plusieurs types de filtres. On peut de plus obtenir le tracé du spectre de puissance des signaux et du diagramme de l'oeil après le passage à travers chaque composante du canal de telle sorte qu'il est possible d'étudier l'influence individuelle de chacune de ces composantes au niveau de la transmission. Enfin, on peut aussi faire tracer directement les courbes de  $P_e$  vs  $E_b/N_0$  dans un environnement de bruit gaussien pour chacune des quatre méthodes de modulation déjà mentionnées.

Ce chapitre comportera cinq sections principales: la première exposera brièvement la démarche générale qui a été suivie, alors que les deux suivantes décriront l'ensemble des programmes divisé en deux parties; la quatrième partie traitera des sous-routines et la dernière de l'utilisation des programmes.

## 1. DEMARCHE GENERALE

Le modèle de simulation est montré en figure 1. Dans ce modèle, le type des filtres peut être spécifié par l'utilisateur et les conditions d'opérations du HPA (High Power Amplifier) et du TWT (Travelling Wave Tube) imposées en termes de valeurs de "back off" à l'entrée. Le décodeur est supposé constitué d'un comparateur de seuil suivi d'un échantillonneur.

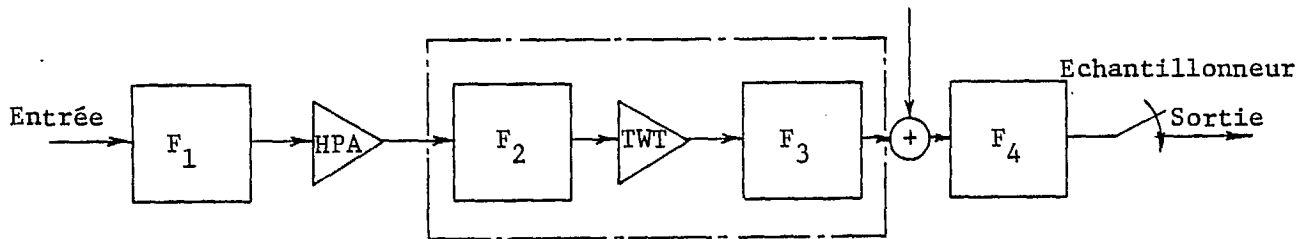


Fig. 1. Modèle de simulation.

La simulation est basée sur le concept de bande de base complexe équivalente, c'est-à-dire qu'au lieu de modéliser un signal modulé à travers la bande passante d'un système de communication, on génère plutôt un signal complexe dans la bande de base et on transforme les caractéristiques des filtres passe-bande en filtres équivalents passe-bas de fréquence centrale à 0. On obtient la réponse d'un filtre dans le domaine fréquentiel en effectuant le produit entre la transformée de Fourier du signal complexe à l'entrée et la fonction de transfert complexe du filtre. Ensuite, comme la simulation du passage d'un signal à travers le HPA, le TWT et le décodeur requiert une représentation temporelle, on revient au domaine temporel en reprenant la transformée de Fourier inverse de la sortie de chacun des filtres.

On peut simuler le bruit de deux façons différentes: par méthode directe et par méthode indirecte. L'approche directe implique la génération d'un échantillon de bruit gaussien dans la bande de base et sous forme complexe pour chaque échantillon de signal. La variance du bruit est inversement proportionnelle au rapport signal-bruit. Le signal et le bruit qui lui est additionné sont alors passés à travers le système, démodulés et comparés au signal d'entrée. Les symboles erronés sont comptés et le rapport erreur-sur-nombre-total-de-symboles est évalué; on obtient ainsi une probabilité d'erreur moyenne en fonction du rapport S/N et du débit binaire. L'avantage de cette méthode est qu'elle ne dépend que très peu de la théorie sur le bruit; en conséquence elle s'adapte facilement à des environnements bruités différents. Par contre, comme il faut faire le calcul pour tous les échantillons, le temps de calcul devient extrêmement long et le plus souvent carrément prohibitif.

Avec la méthode indirecte, le bruit est injecté à la sortie du filtre de réception et sa puissance équivalente évaluée selon la théorie classique. La génération du signal s'effectue donc en l'absence de bruit, la probabilité d'erreur pour chaque symbole est calculée à partir de l'énergie par symbole et du rapport signal-bruit nominal spécifié. La probabilité d'erreur sur l'ensemble est obtenue en calculant la moyenne sur toutes les distributions possibles du signal d'entrée. Le principal désavantage de cette méthode provient de ce qu'elle dépend énormément du modèle théorique utilisé, ce qui en limite beaucoup le champ d'applications.

A cause de la taille de la mémoire disponible sur notre système PDP-11/60, les programmes ont dû être divisés en deux sous-ensembles. Le premier sert au calcul et au tracé des courbes de probabilité d'erreur

pour les quatre méthodes de modulation considérées et comprend 5 programmes (SIMB, SIMQ, SIMO, SIMM, DRAW) ainsi que plusieurs sous-routines. Le second sous-ensemble permet le calcul et le tracé des spectres de puissance et des diagrammes de l'oeil et est constitué d'un programme principal appelé DSP et d'un certain nombre de sous-routines. De même aussi on fait usage de certaines sous-routines appartenant à la librairie PLOT 10 de TEKTRONIC.

## 2. PREMIERE PARTIE DU PROGRAMME

L'organigramme correspondant au premier sous-ensemble du programme est montré en figure 2. Il peut être divisé en deux sections: la première (de START à TF(I)) sert à spécifier le modèle du canal simulé alors que la seconde (de LOAD à END) modélise la transmission du signal.

Tout d'abord, l'ordinateur demande la valeur du débit binaire en Kbits/sec. et du "back-off" en dB pour le HPA et le TWT. Le débit binaire est alors transformé en taux de transmission de symboles (bauds) et on calcule la bande de traitement nécessaire pour la simulation ( $SBANDW = BAUD \times LSAMPL$ , avec LSAMPL signifiant le nombre d'échantillons qui vont représenter chaque symbole). Par la suite, on appelle un index d'identification (ID) qui servira à caractériser le type des filtres F1 à F4. Les filtres possibles sont les suivants:

1. La racine carrée du cosinus élevé avec égalisation  $x/\sin x$  (RCOSE).
2. Le cosinus élevé (RCOS).
3. La racine carrée du cosinus élevé (RCOSR) avec des facteurs de pondération (roll-off) arbitraire  $\alpha$  (ALPRE, ALPRC, ALPRO) et avec des délais de groupe arbitraires (GDRE, GDRC, GDRO);



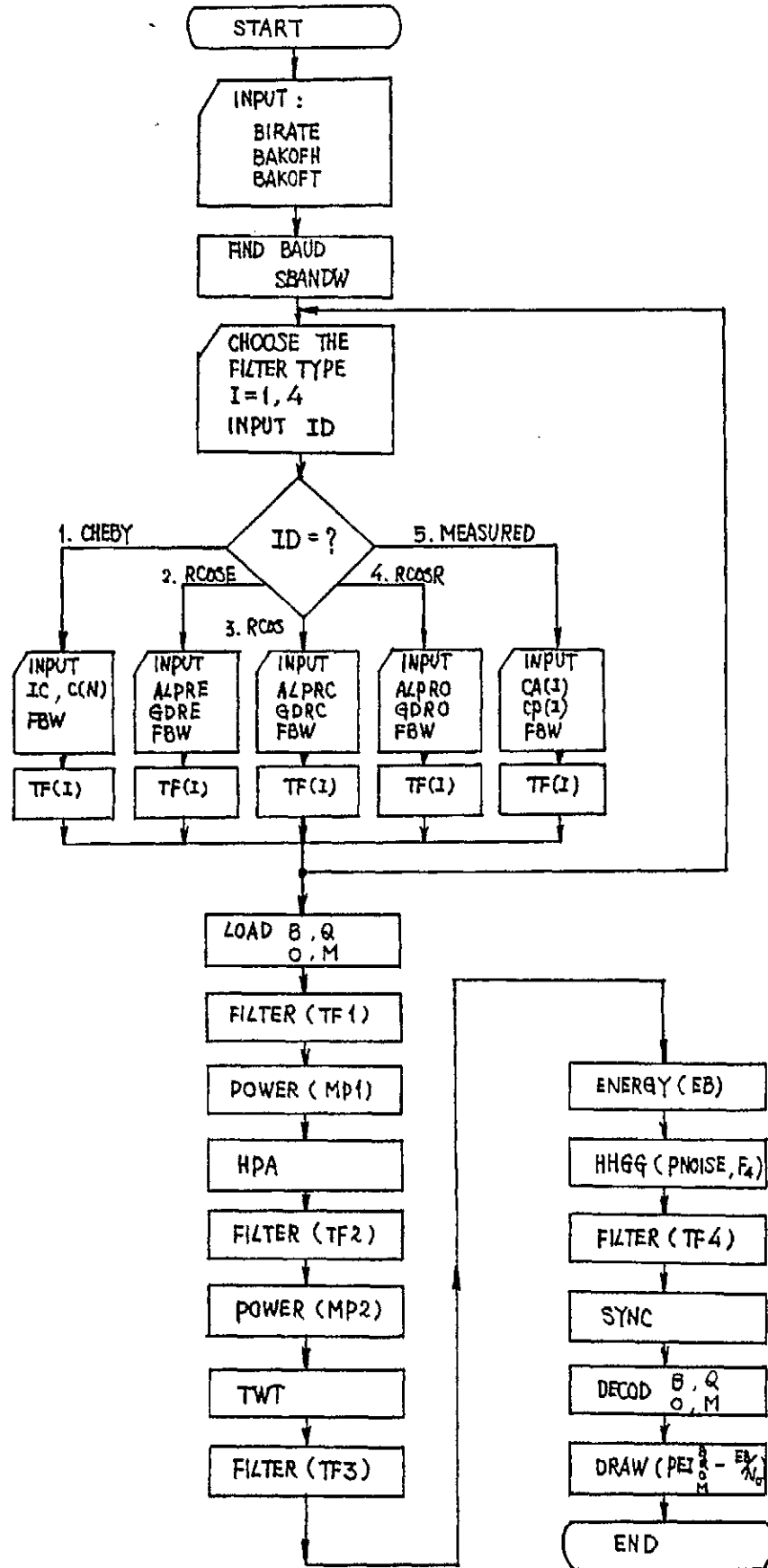


Fig. 2. Organigramme pour SIMB, SIMQ, SIMO et SIMM et le tracé des courbes de  $P_e$  vs  $E_B/N_0$ .

la caractéristique du délai de groupe étant supposée parabolique.

4. Chebyshev (CHEBY) avec un nombre maximum possible de pôles égal à 10. On peut aussi modéliser des filtres de Butterworth ou tout autre filtre standard s'exprimant en terme de coefficients d'un polynôme (maximum = 11 coeff.).
5. Tout filtre arbitraire (MEASUR) dont les caractéristiques d'amplitude et de phase peuvent s'exprimer sous forme polynomiale d'ordre inférieure à 15. (CA(N), CP(N)).

Une fois décidé le type de chacun des filtres et sa bande passante à 3 dB (FBW), on calcule et mémorise leur fonction de transfert discrète (TF(I), (I = 1,2048)).

D'autre part, la simulation des signaux dans le modèle de canal s'effectue en appelant diverses sous-routines. D'abord on appelle LOADB (ou LOADQ, LOADO, LOADM) pour charger les signaux modulés dans le système; on appelle maintenant FILTER (TF1) pour la filtration des signaux au niveau de F1; POWER (MP1) pour le calcul de la puissance moyenne de signal qu'il faut normaliser à l'entrée du HPA si l'on veut que le modèle du HPA soit indépendant de la puissance de saturation absolue; on appelle enfin HPA pour amplifier les signaux.

La même séquence est suivie pour F2, TWT et F3. Ainsi on appelle: FILTER (TF2), POWER (MP2), TWT, FILTER (TF3). L'étape qui suit fait appel à ENERGY (FB) pour le calcul de l'énergie moyenne par symbole qui sera utilisée comme facteur normalisé pour l'évaluation de  $P_e$ ; on appelle ensuite HHGG (PNOISE, TF4) pour le calcul de la puissance de bruit à la sortie, FILTER (TF4) pour la filtration par F4 et SYNC pour la compen-

sation du délai occasionné par les filtres et du déphasage provoqué par les non-linéarités. Finalement, on décode les signaux reçus grâce à DECODB (ou DECODQ, DECODO, DECODM). A la sortie on obtient une table des valeurs de  $P_e$  en fonction de  $E_b/N_0$  de même qu'une liste de toutes les spécifications du système comme l'indique la table 1.

Pour un débit binaire donné, le passage dans l'ordinateur de chacun des quatre programmes SIMB, SIMQ, SIMO et SIMM séparément va générer à la sortie quatre tables de  $P_e$  vs  $E_b/N_0$ ; l'exécution du programme DRAW peut alors être commandée pour obtenir le tracé des courbes  $P_e$  vs  $E_b/N_0$  sur le terminal TEKTRONIC 4010 et une copie permanente sur l'appareil approprié (TEKTRONIC 4631). La figure 3 illustre les courbes ainsi générées.

```

SIMULATION OF MSK SYSTEM
BIRATE= 2.4 BAKOFH= 7.0 BAKOFT= 2.0
THE FILTER 1 IS RCOS FILTER
ALPRE=0.40 GDRE=0.0000
THE 3DB BANDWIDTH IS: 4.0
THE FILTER 2 IS A RCOS FILTER
ALPRC=0.10 GDRC=0.0000
THE 3DB BANDWIDTH IS: 4.0
THE FILTER 3 IS A RCOS FILTER
ALPRC=0.20 GDRC=0.0000
THE 3DB BANDWIDTH IS: 4.0
THE FILTER 4 IS A RCOSR FILTER
ALPRO=0.40 GDRO=0.0000
THE 3DB BANDWIDTH IS: 4.0
PNOISE= 3.994
THE HPA'S TWTIN= 0.446684 TWTOUT= 0.784204 PSHIFT= 0.282958
THE HPA'S NORMAL INPUT POWER= 0.199526
THE TWT'S TWTIN= 0.794328 TWTOUT= 1.202776 PSHIFT= 0.756977
THE TWT'S NORMAL INPUT POWER= 0.630957
THE TIME DELAY= 1
EB/NO          PROB. OF ERROR
-2.0           0.365924E+00
-1.0           0.321534E+00
 0.0           0.274929E+00
 1.0           0.227293E+00
 2.0           0.180245E+00
 3.0           0.135757E+00
 4.0           0.959318E-01
 5.0           0.626443E-01
 6.0           0.370981E-01
 7.0           0.194633E-01
 8.0           0.878581E-02
 9.0           0.328914E-02
10.0           0.974907E-03
11.0           0.215739E-03
12.0           0.330936E-04
13.0           0.320427E-05
14.0           0.174032E-06
15.0           0.457027E-08
16.0           0.481426E-10
17.0           0.160836E-12
18.0           0.000000E+00
19.0           0.000000E+00
20.0           0.000000E+00
21.0           0.000000E+00
22.0           0.000000E+00
THE ERROR DUE TO ISI IS: 0

```

Table 1. Sortie générée par le programme SIMM.

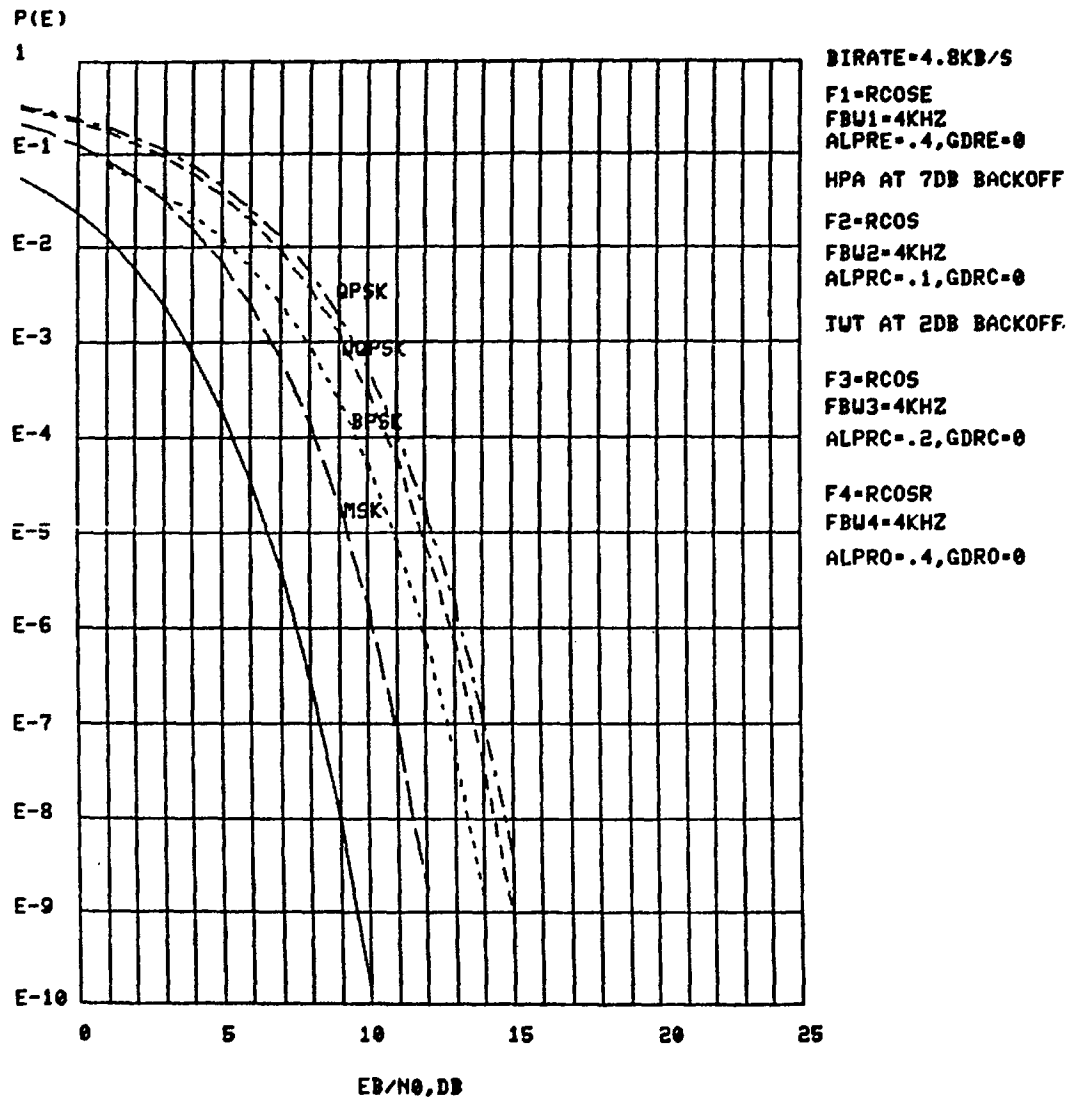


Fig. 3. Exemple de courbes  $P_e$  vs  $E_b/N_0$ .

### 3. SECONDE PARTIE DU PROGRAMME

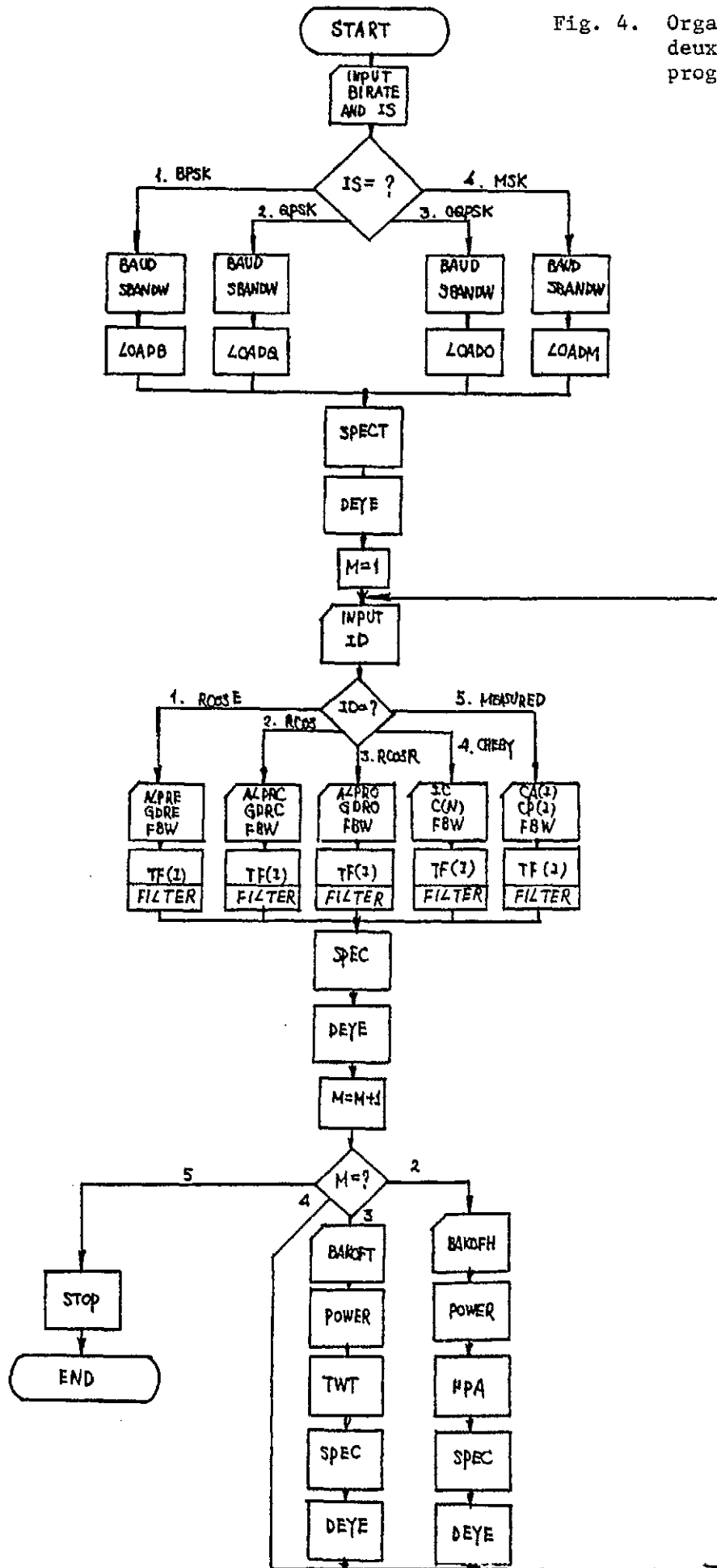
L'organigramme correspondant au deuxième sous-ensemble de programmes est représenté en figure 4. On commence par spécifier le débit binaire (BIRATE) et un index qui identifie la méthode de modulation (IS = 1 pour le BPSK, = 2 pour le QPSK, = 3 pour le OQPSK, = 4 pour le MSK). Une fois choisi IS, on calcule le taux de transmission en bauds (BAUD) et la bande de traitement SBANDW. Le programme appelle alors la sous-routine appropriée (LOADB, LOADQ, LOADO, LOADM), puis il calcule et trace le spectre de puissance (SPECT) et le diagramme de l'oeil (DEYE) des signaux à l'entrée du filtre F1. Il faut alors décider du type de filtre F1 en suivant la même procédure que dans la première partie, appeler la sous-routine appropriée pour le calcul de la fonction de transfert discrète du filtre, utiliser FILTER pour filtrer les signaux et enfin, évaluer et tracer le spectre de puissance et le diagramme de l'oeil du signal de sortie de F1.

La même procédure est suivie pour le passage des signaux à travers HPA, F2, TWT, F3 et F4. Après chaque passage à travers un des éléments du système on fait à nouveau appel à SPECT et DEYE.

La table 2 représente les valeurs obtenues lors du calcul du spectre de puissance dans un cas spécifique alors que les figures 5 illustrent les variations dans le spectre de puissance et le diagramme de l'oeil après passage du signal à travers chacun des éléments du modèle de simulation.

On trouvera un "listing" des programmes de la première et de la seconde partie tout de suite après les figures 5.

Fig. 4. Organigramme pour la deuxième partie des programmes.



LOG POWER SPECTRUM ( AT THE INPUT )							
1	0.00000	2	-0.35659	3	-0.60741	4	-0.14990
5	-0.25383	6	-1.67404	7	-4.14654	8	-6.59545
9	-8.56126	10	-11.31622	11	-15.18952	12	-19.92612
13	-24.31389	14	-25.87692	15	-24.54489	16	-23.74949
17	-23.44547	18	-24.62784	19	-27.58485	20	-32.27916
21	-36.94454	22	-35.64716	23	-31.89760	24	-30.30988
25	-30.25220	26	-32.03203	27	-33.63512	28	-36.34192
29	-37.05319	30	-37.86355	31	-36.51953	32	-36.34689
33	-35.20551	34	-35.91673	35	-37.99068	36	-42.40598
37	-44.84911	38	-44.53321	39	-40.00204	40	-38.45978
41	-38.10174	42	-40.06878	43	-40.78605	44	-43.09145
45	-42.47869	46	-43.42122	47	-42.09931	48	-42.69952
49	-41.15141	50	-41.80740	51	-43.05496	52	-46.97523
53	-47.82817	54	-48.91430	55	-44.36002	56	-43.12652
57	-42.48274	58	-44.58986	59	-44.77254	60	-47.04635
61	-45.71520	62	-46.75188	63	-45.34522	64	-46.47669
65	-44.73795	66	-45.48834	67	-46.00554	68	-49.42293
69	-49.43562	70	-51.29263	71	-47.00135	72	-46.11253
73	-45.18798	74	-47.32661	75	-47.23445	76	-49.62923
77	-47.85877	78	-48.93484	79	-47.38649	80	-48.79168
81	-47.01275	82	-47.92213	83	-47.83706	84	-50.83290
85	-50.39127	86	-52.61578	87	-48.65617	88	-48.08091
89	-46.89487	90	-48.97848	91	-48.78944	92	-51.37369
93	-49.31756	94	-50.39285	95	-48.67300	96	-50.15236
97	-48.43071	98	-49.52256	99	-48.95581	100	-51.60896
101	-50.90228	102	-53.27989	103	-49.64548	104	-49.33593
105	-47.91344	106	-49.88353	107	-49.71498	108	-52.52457
109	-50.27995	110	-51.32203	111	-49.40991	112	-50.81744
113	-49.21295	114	-50.48958	115	-49.54657	116	-51.91572
117	-51.04442	118	-53.45377	119	-50.11953	120	-50.02498
121	-48.39204	122	-50.20872	123	-50.14122	124	-53.20116
125	-50.84053	126	-51.81719	127	-49.69110	128	-50.91455
129	-49.46344						
LOG POWER SPECTRUM (AFTER F1)							
1	0.00000	2	-0.35287	3	-0.58665	4	-0.10331
5	-0.18216	6	-1.57438	7	-4.00608	8	-6.38520
9	-8.28272	10	-10.98002	11	-14.79430	12	-19.46654
13	-23.75668	14	-25.01540	15	-23.48703	16	-22.52850
17	-22.16950	18	-23.29551	19	-26.17537	20	-30.69682
21	-35.42976	22	-34.00133	23	-30.45225	24	-28.87280
25	-28.87345	26	-30.65520	27	-32.53603	28	-35.49127
29	-36.76010	30	-38.22709	31	-37.46394	32	-38.12249
33	-37.30539	34	-38.55759	35	-40.83417	36	-45.49551
37	-44.10068	38	-46.02896	39	-44.15673	40	-47.01545
41	-44.83694	42	-47.43001	43	-45.22678	44	-47.80655
45	-45.58963	46	-48.15796	47	-45.93084	48	-48.48971
49	-46.25373	50	-48.80421	51	-46.56018	52	-49.10289

Table 2. Exemple de calcul du spectre de puissance pour un signal MSK.



53	-46.85133	54	-49.38684	55	-47.12829	56	-49.65697
57	-47.39178	58	-49.91411	59	-47.64267	60	-50.15894
61	-47.88160	62	-50.39213	63	-48.10921	64	-50.61423
65	-48.32598	66	-50.82585	67	-48.53252	68	-51.02742
69	-48.72922	70	-51.21939	71	-48.91647	72	-51.40213
73	-49.09479	74	-51.57608	75	-49.26449	76	-51.74159
77	-49.42581	78	-51.89884	79	-49.57908	80	-52.04821
81	-49.72464	82	-52.18997	83	-49.86268	84	-52.32438
85	-49.99342	86	-52.45155	87	-50.11718	88	-52.57185
89	-50.23397	90	-52.68530	91	-50.34416	92	-52.79219
93	-50.44774	94	-52.89266	95	-50.54506	96	-52.98676
97	-50.63611	98	-53.07478	99	-50.72104	100	-53.15670
101	-50.79996	102	-53.23272	103	-50.87311	104	-53.30290
105	-50.94042	106	-53.36735	107	-51.00201	108	-53.42615
109	-51.05798	110	-53.47936	111	-51.10853	112	-53.52714
113	-51.15347	114	-53.56933	115	-51.19300	116	-53.60621
117	-51.22722	118	-53.63771	119	-51.25606	120	-53.66397
121	-51.27964	122	-53.68489	123	-51.29799	124	-53.70056
125	-51.31098	126	-53.71096	127	-51.31889	128	-53.71625
129	-51.32146						

THE MEAN POWER= 1.017671

THE HPA'S TWTIN= 0.446684 TWTOUT= 0.784204 PSHIFT= 0.282958

THE MEAN POWER= 0.199526

THE HPA'S INPUT POWER= 0.199526

LOG POWER SPECTRUM (AFTER HPA)

1	0.00000	2	-0.09736	3	0.13326	4	0.72849
5	0.64540	6	-0.64281	7	-2.86413	8	-4.87543
9	-6.52049	10	-9.16340	11	-13.05606	12	-18.12725
13	-22.82824	14	-23.87638	15	-22.97960	16	-22.39704
17	-22.15101	18	-23.19929	19	-25.69270	20	-29.86562
21	-34.19262	22	-32.85298	23	-29.24918	24	-27.23491
25	-27.09056	26	-28.81965	27	-30.91758	28	-34.43394
29	-36.00470	30	-37.27929	31	-36.88836	32	-37.44350
33	-36.48190	34	-37.64772	35	-39.62179	36	-43.85147
37	-43.37744	38	-45.41508	39	-43.28022	40	-45.62633
41	-44.01201	42	-46.69784	43	-44.20684	44	-46.62340
45	-44.69213	46	-47.26112	47	-45.01826	48	-47.93233
49	-45.85255	50	-48.02478	51	-45.87366	52	-48.28764
53	-46.09441	54	-48.67986	55	-46.58988	56	-49.02959
57	-46.71709	58	-49.21326	59	-46.97354	60	-49.51862
61	-47.26610	62	-49.77655	63	-47.48972	64	-49.93476
65	-47.68621	66	-50.16121	67	-47.88487	68	-50.36243
69	-48.07614	70	-50.54655	71	-48.29876	72	-50.75731
73	-48.45167	74	-50.90845	75	-48.62737	76	-51.09115
77	-48.79500	78	-51.24857	79	-48.94911	80	-51.38051
81	-49.07968	82	-51.53059	83	-49.22710	84	-51.66874
85	-49.35724	86	-51.79280	87	-49.48112	88	-51.91542
89	-49.59856	90	-52.02753	91	-49.70821	92	-52.13475
93	-49.81212	94	-52.23575	95	-49.90983	96	-52.32869
97	-49.99945	98	-52.41751	99	-50.08568	100	-52.49976
101	-50.16442	102	-52.57550	103	-50.23733	104	-52.64605

Table 2. (suite)

105	-50.30518	106	-52.71042	107	-50.36647	108	-52.76909
109	-50.42255	110	-52.82245	111	-50.47311	112	-52.87029
113	-50.51811	114	-52.91253	115	-50.55767	116	-52.94939
117	-50.59189	118	-52.98094	119	-50.62074	120	-53.00722
121	-50.64436	122	-53.02814	123	-50.66271	124	-53.04382
125	-50.67570	126	-53.05423	127	-50.68366	128	-53.05952
129	-50.68619						

## LOG POWER SPECTRUM (AFTER F2)

1	0.00000	2	-0.09738	3	0.13320	4	0.72854
5	0.64558	6	-0.64271	7	-2.86428	8	-4.87548
9	-6.52043	10	-9.16362	11	-13.05638	12	-18.12644
13	-22.82791	14	-23.87911	15	-22.98036	16	-22.39723
17	-22.15051	18	-23.19752	19	-25.69236	20	-29.86920
21	-34.20159	22	-32.85251	23	-29.27260	24	-27.30141
25	-27.27117	26	-29.31757	27	-31.79587	28	-36.32939
29	-39.91961	30	-44.48365	31	-42.11232	32	-44.46824
33	-42.30936	34	-44.90650	35	-42.76656	36	-45.37065
37	-43.22342	38	-45.81842	39	-43.65942	40	-46.24268
41	-44.07159	42	-46.64320	43	-44.46069	44	-47.02131
45	-44.82821	46	-47.37865	47	-45.17578	48	-47.71675
49	-45.50478	50	-48.03704	51	-45.81668	52	-48.34082
53	-46.11261	54	-48.62916	55	-46.39367	56	-48.90310
57	-46.66076	58	-49.16356	59	-46.91475	60	-49.41128
61	-47.15641	62	-49.64701	63	-47.38641	64	-49.87133
65	-47.60529	66	-50.08493	67	-47.81372	68	-50.28828
69	-48.01208	70	-50.48179	71	-48.20084	72	-50.66592
73	-48.38049	74	-50.84116	75	-48.55139	76	-51.00777
77	-48.71381	78	-51.16608	79	-48.86806	80	-51.31635
81	-49.01451	82	-51.45900	83	-49.15338	84	-51.59411
85	-49.28484	86	-51.72203	87	-49.40927	88	-51.84294
89	-49.52671	90	-51.95700	91	-49.63741	92	-52.06438
93	-49.74155	94	-52.16537	95	-49.83929	96	-52.25988
97	-49.93076	98	-52.34831	99	-50.01611	100	-52.43055
101	-50.09538	102	-52.50692	103	-50.16884	104	-52.57744
105	-50.23641	106	-52.64212	107	-50.29826	108	-52.70116
109	-50.35448	110	-52.75457	111	-50.40521	112	-52.80257
113	-50.45034	114	-52.84488	115	-50.49003	116	-52.88197
117	-50.52438	118	-52.91356	119	-50.55330	120	-52.93991
121	-50.57701	122	-52.96091	123	-50.59541	124	-52.97667
125	-50.60843	126	-52.98716	127	-50.61639	128	-52.99239
129	-50.61903						

THE MEAN POWER= 0.535125

THE TWT'S TWTIN= 0.794328 TWTOUT= 1.202776 PSHIFT= 0.756977

THE MEAN POWER= 0.630956

THE TWT'S INPUT POWER= 0.630956

## LOG POWER SPECTRUM (AFTER TWT)

1	0.00000	2	0.19556	3	0.36764	4	-0.17749
5	-1.23046	6	-2.07141	7	-2.99520	8	-4.23061
9	-5.91837	10	-8.58488	11	-12.40869	12	-17.54251
13	-22.65326	14	-23.44543	15	-22.60807	16	-22.09538
17	-22.34169	18	-23.55030	19	-25.70047	20	-29.34993

Table 2. (suite)

21	-32.79948	22	-32.04585	23	-29.49448	24	-27.61993
25	-27.57604	26	-29.36074	27	-32.27465	28	-37.18530
29	-41.36459	30	-42.47560	31	-42.21699	32	-42.53101
33	-41.54841	34	-42.48220	35	-43.48768	36	-45.29392
37	-44.78781	38	-45.61882	39	-45.09487	40	-47.69703
41	-47.75666	42	-48.28228	43	-48.66582	44	-51.24820
45	-50.43659	46	-53.17186	47	-50.97541	48	-53.04556
49	-51.49780	50	-54.09191	51	-51.78404	52	-53.66524
53	-51.81963	54	-54.04107	55	-52.00187	56	-54.89165
57	-52.86686	58	-54.57799	59	-52.76911	60	-55.30896
61	-53.30517	62	-55.64362	63	-53.50615	64	-55.28820
65	-53.31707	66	-55.82437	67	-53.75618	68	-56.10153
69	-54.03880	70	-56.28269	71	-54.17957	72	-56.40060
73	-54.32510	74	-56.63672	75	-54.55099	76	-56.79964
77	-54.69909	78	-56.95484	79	-54.84855	80	-57.09957
81	-54.98595	82	-57.24040	83	-55.13464	84	-57.39583
85	-55.27747	86	-57.51934	87	-55.39040	88	-57.61934
89	-55.50191	90	-57.75178	91	-55.62170	92	-57.85252
93	-55.72170	94	-57.95168	95	-55.81622	96	-58.05602
97	-55.91882	98	-58.13977	99	-55.99704	100	-58.22012
101	-56.07725	102	-58.29827	103	-56.15097	104	-58.36892
105	-56.21915	106	-58.43363	107	-56.28035	108	-58.49251
109	-56.33662	110	-58.54598	111	-56.38754	112	-58.59438
113	-56.43303	114	-58.63666	115	-56.47243	116	-58.67347
117	-56.50671	118	-58.70525	119	-56.53587	120	-58.73180
121	-56.55952	122	-58.75270	123	-56.57796	124	-58.76841
125	-56.59084	126	-58.77899	127	-56.59903	128	-58.78411
129	-56.60131						

## LOG POWER SPECTRUM (AFTER F3)

1	0.00000	2	0.19555	3	0.36762	4	-0.17755
5	-1.23049	6	-2.07141	7	-2.99523	8	-4.23066
9	-5.91848	10	-8.58494	11	-12.40856	12	-17.54203
13	-22.65344	14	-23.44671	15	-22.60858	16	-22.09528
17	-22.34238	18	-23.55093	19	-25.70045	20	-29.34793
21	-32.81261	22	-32.12897	23	-29.70232	24	-27.99938
25	-28.19116	26	-30.33630	27	-33.54746	28	-38.74512
29	-43.76466	30	-47.38482	31	-47.75539	32	-50.49923
33	-48.02700	34	-50.16020	35	-48.40456	36	-50.90659
37	-48.95891	38	-51.39166	39	-49.41985	40	-51.83504
41	-49.84735	42	-52.24939	43	-50.24828	44	-52.63860
45	-50.62555	46	-53.00518	47	-50.98144	48	-53.35118
49	-51.31771	50	-53.67823	51	-51.63585	52	-53.98794
53	-51.93735	54	-54.28139	55	-52.22328	56	-54.55991
57	-52.49469	58	-54.82433	59	-52.75254	60	-55.07570
61	-52.99768	62	-55.31459	63	-53.23077	64	-55.54181
65	-53.45244	66	-55.75796	67	-53.66340	68	-55.96362
69	-53.86406	70	-56.15924	71	-54.05489	72	-56.34529
73	-54.23642	74	-56.52223	75	-54.40904	76	-56.69044
77	-54.57304	78	-56.85011	79	-54.72874	80	-57.00177
81	-54.87648	82	-57.14555	83	-55.01657	84	-57.28181
85	-55.14914	86	-57.41071	87	-55.27462	88	-57.53254

Table 2. (suite)

89	-55.39290	90	-57.64743	91	-55.50448	92	-57.75562
93	-55.60944	94	-57.85727	95	-55.70789	96	-57.95246
97	-55.79994	98	-58.04140	99	-55.88601	100	-58.12428
101	-55.96572	102	-58.20110	103	-56.03979	104	-58.27207
105	-56.10772	106	-58.33718	107	-56.16995	108	-58.39655
109	-56.22658	110	-58.45035	111	-56.27764	112	-58.49856
113	-56.32298	114	-58.54109	115	-56.36303	116	-58.57841
117	-56.39753	118	-58.61021	119	-56.42665	120	-58.63672
121	-56.45046	122	-58.65780	123	-56.46904	124	-58.67366
125	-56.48210	126	-58.68422	127	-56.49017	128	-58.68944
129	-56.49259						

## LOG POWER SPECTRUM (AFTER F4)

1	0.00000	2	0.19554	3	0.36760	4	-0.17753
5	-1.23045	6	-2.07146	7	-2.99527	8	-4.23064
9	-5.91843	10	-8.58486	11	-12.40838	12	-17.54168
13	-22.65351	14	-23.44802	15	-22.60966	16	-22.09748
17	-22.35204	18	-23.57822	19	-25.75809	20	-29.47350
21	-33.19029	22	-32.93425	23	-30.77672	24	-29.22948
25	-29.60230	26	-32.06219	27	-35.41550	28	-40.69685
29	-45.13868	30	-48.68197	31	-48.04661	32	-50.46866
33	-48.06400	34	-50.34899	35	-48.49678	36	-50.95935
37	-49.00959	38	-51.43378	39	-49.46430	40	-51.87340
41	-49.88910	42	-52.28550	43	-50.28825	44	-52.67301
45	-50.66417	46	-53.03821	47	-51.01894	48	-53.38304
49	-51.35422	50	-53.70916	51	-51.67160	52	-54.01800
53	-51.97232	54	-54.31076	55	-52.25769	56	-54.58866
57	-52.52851	58	-54.85256	59	-52.78592	60	-55.10341
61	-53.03064	62	-55.34185	63	-53.26329	64	-55.56867
65	-53.48471	66	-55.78451	67	-53.69532	68	-55.98993
69	-53.89571	70	-56.18517	71	-54.08632	72	-56.37103
73	-54.26757	74	-56.54770	75	-54.44006	76	-56.71566
77	-54.60382	78	-56.87520	79	-54.75938	80	-57.02668
81	-54.90698	82	-57.17029	83	-55.04689	84	-57.30650
85	-55.17938	86	-57.43523	87	-55.30472	88	-57.55692
89	-55.42289	90	-57.67170	91	-55.53440	92	-57.77980
93	-55.63922	94	-57.88133	95	-55.73763	96	-57.97648
97	-55.82964	98	-58.06541	99	-55.91555	100	-58.14817
101	-55.99529	102	-58.22490	103	-56.06919	104	-58.29586
105	-56.13714	106	-58.36083	107	-56.19935	108	-58.42022
109	-56.25588	110	-58.47397	111	-56.30696	112	-58.52208
113	-56.35225	114	-58.56464	115	-56.39225	116	-58.60194
117	-56.42678	118	-58.63375	119	-56.45584	120	-58.66015
121	-56.47968	122	-58.68134	123	-56.49815	124	-58.69711
125	-56.51123	126	-58.70769	127	-56.51928	128	-58.71289
129	-56.52180						

Table 2. (suite)

MSK SIGNAL POWER SPECTRUM R=4.8 KB/S

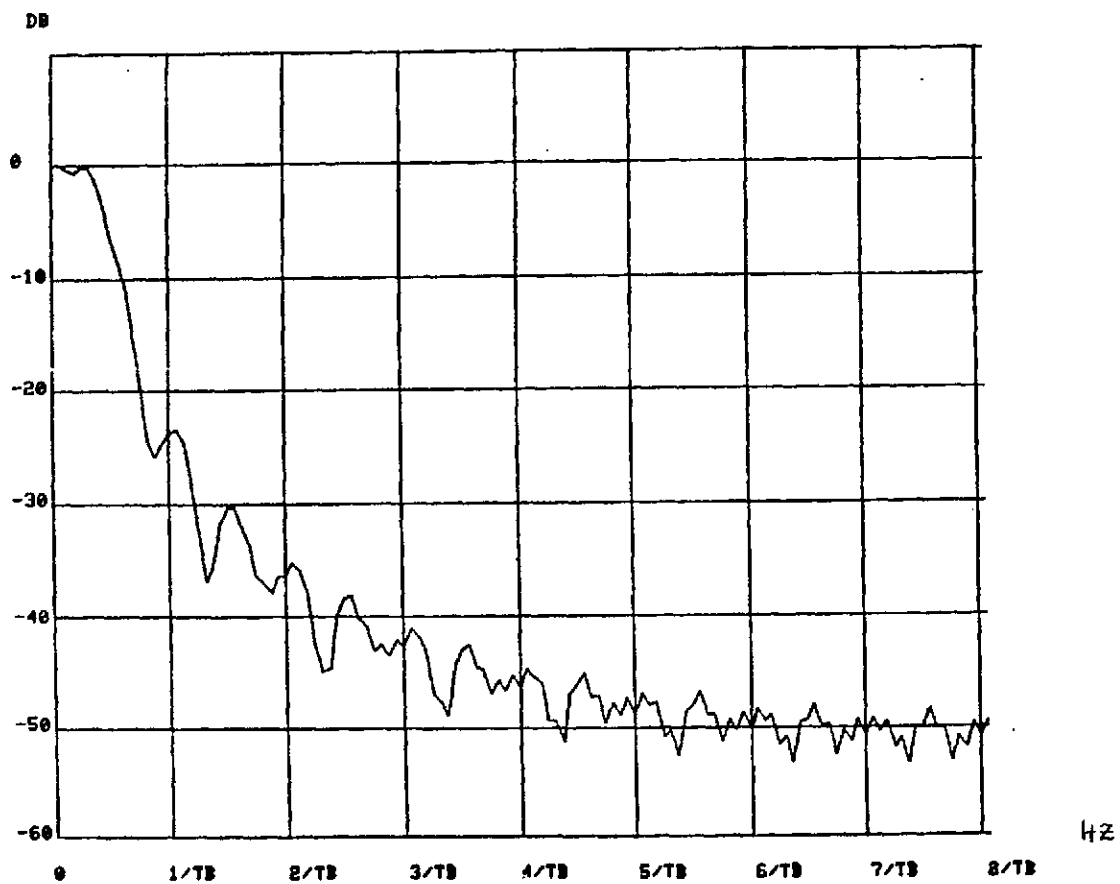


Fig. 5(a)

MSK SIGNAL EYE DIAGRAM AT THE INPUT

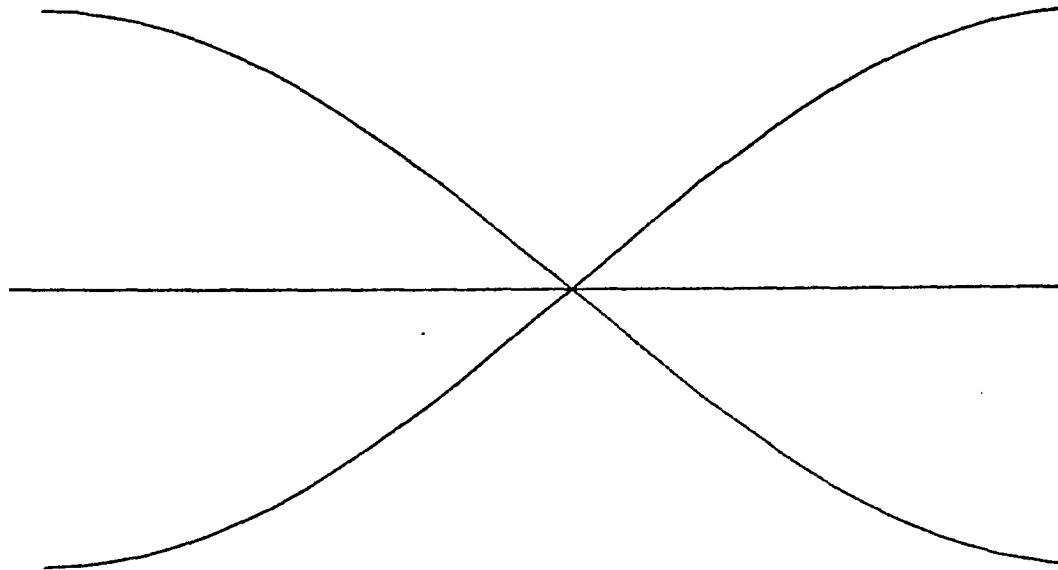


Fig. 5(b)

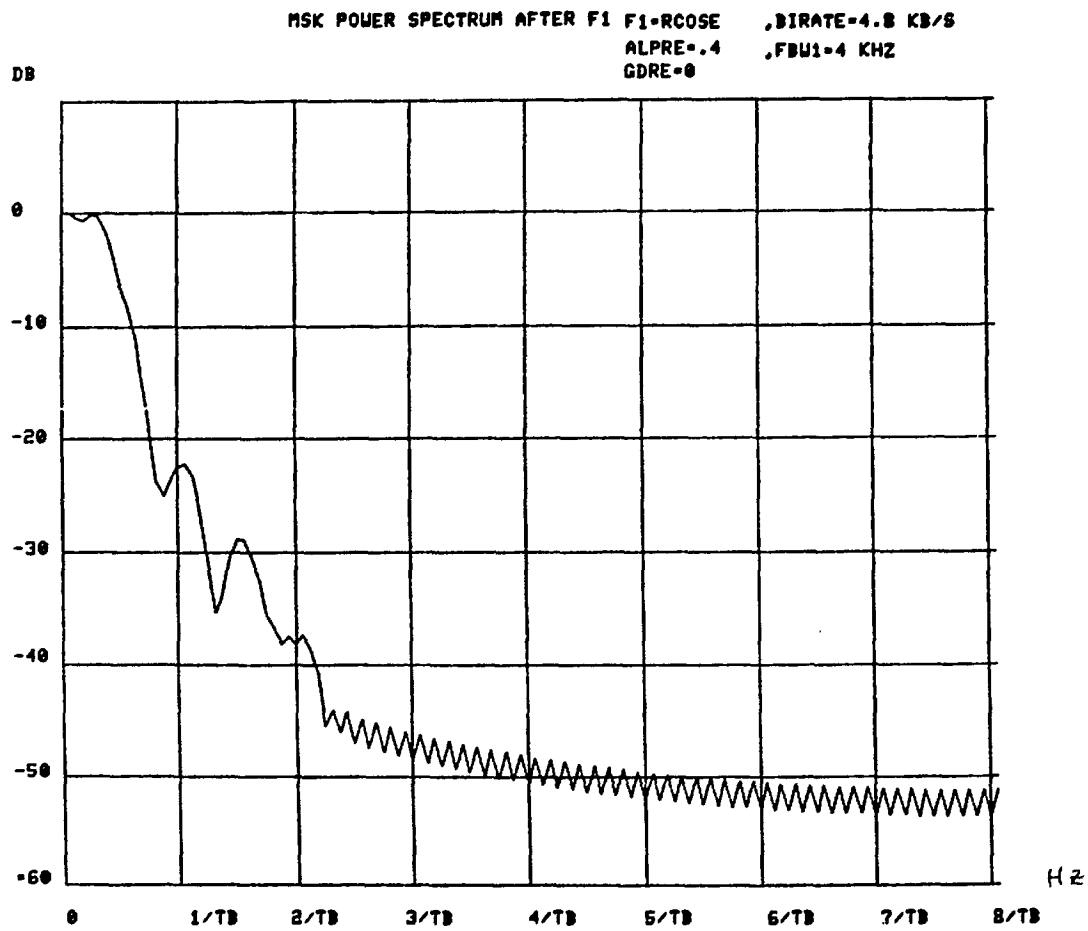


Fig. 5(c)

MSK EYE DIAGRAM AFTER F1  
F1=RC05E,FBW1=4 KHZ  
4.8 KB/S

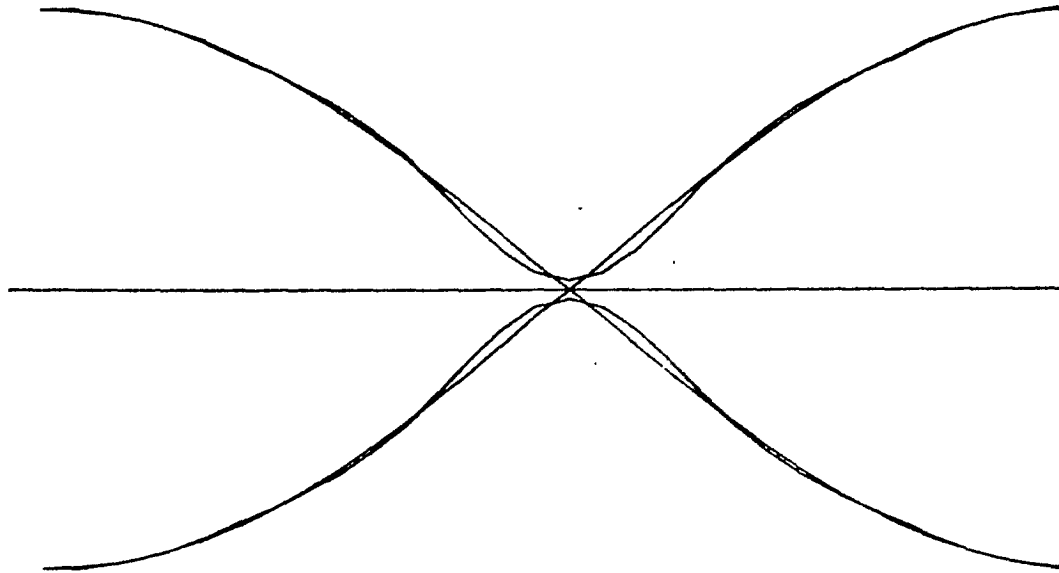


Fig. 5(d)



MSK POWER SPECTRUM AFTER HPA(7DB BACKOFF)

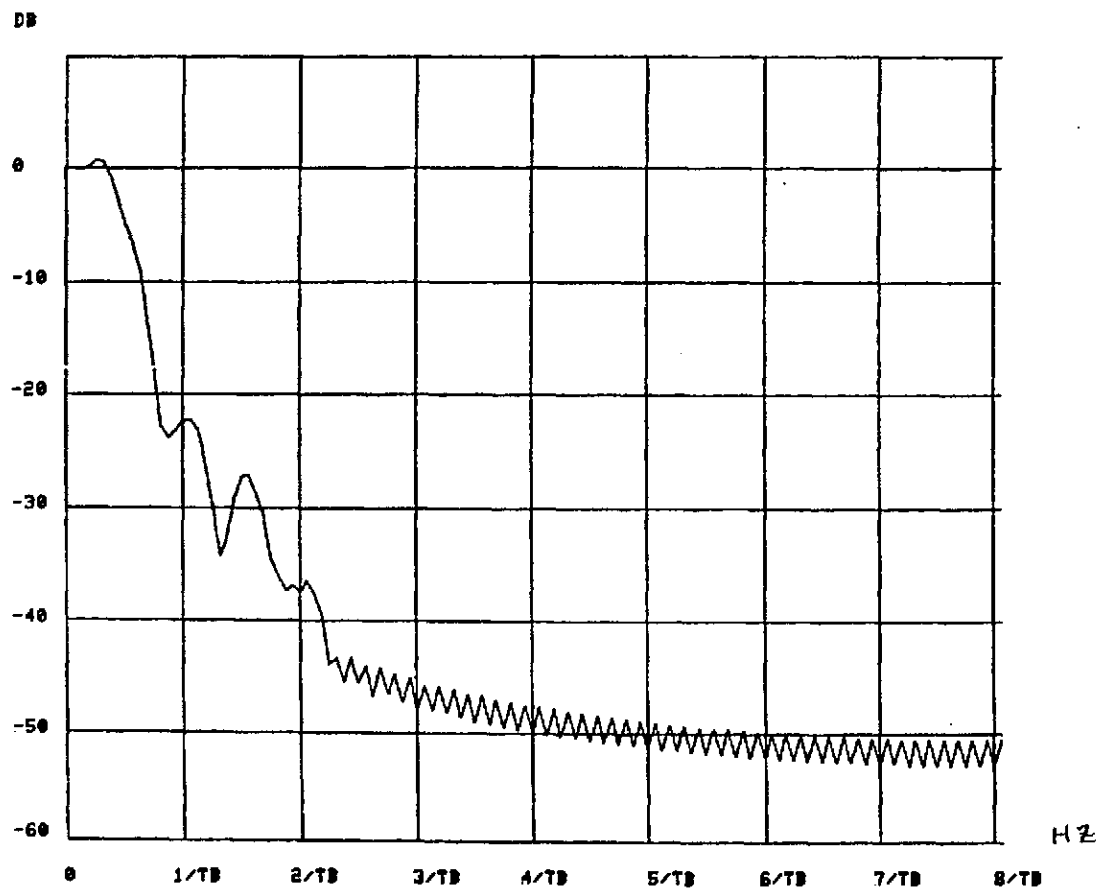


Fig. 5(e)

MSK EYE DIAGRAM AFTER HPA(7DB BACKOFF)

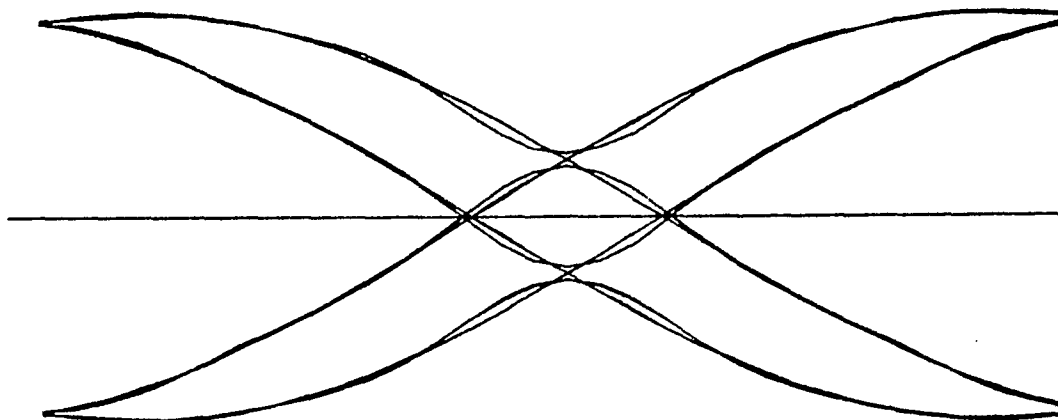


Fig. 5(f)

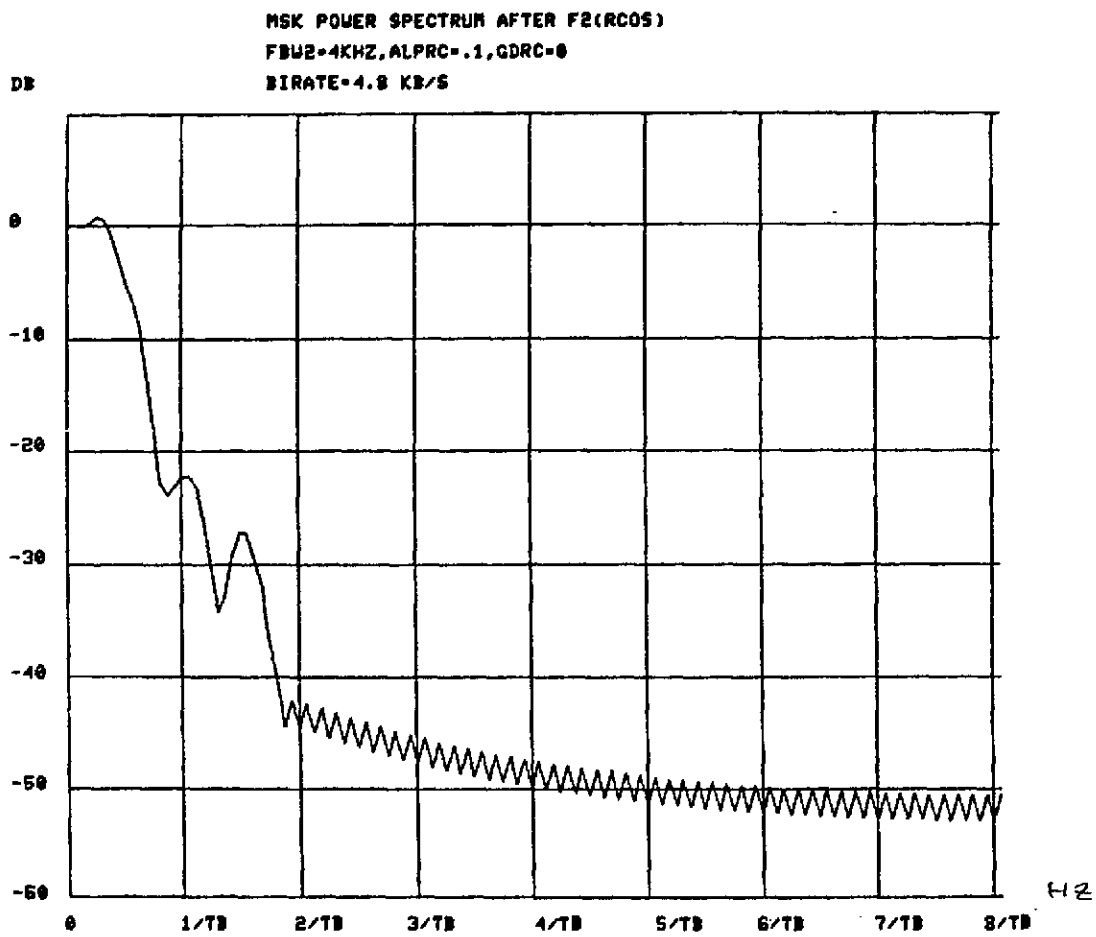


Fig. 5(g)

MSK EYE DIAGRAM AFTER  $F_2(\text{RCOS})$   
4.8 KB/S, 4 KHZ

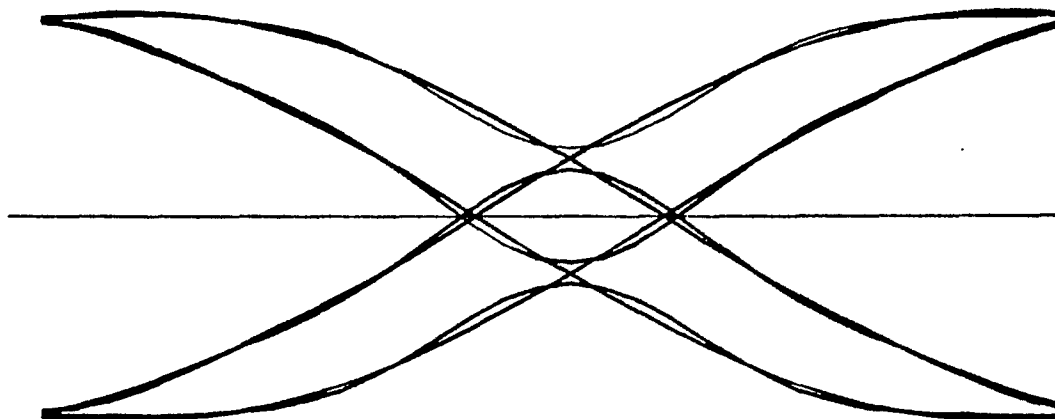


Fig. 5(h)

MSK POWER SPECTRUM AFTER TUT(2DB BACKOFF)

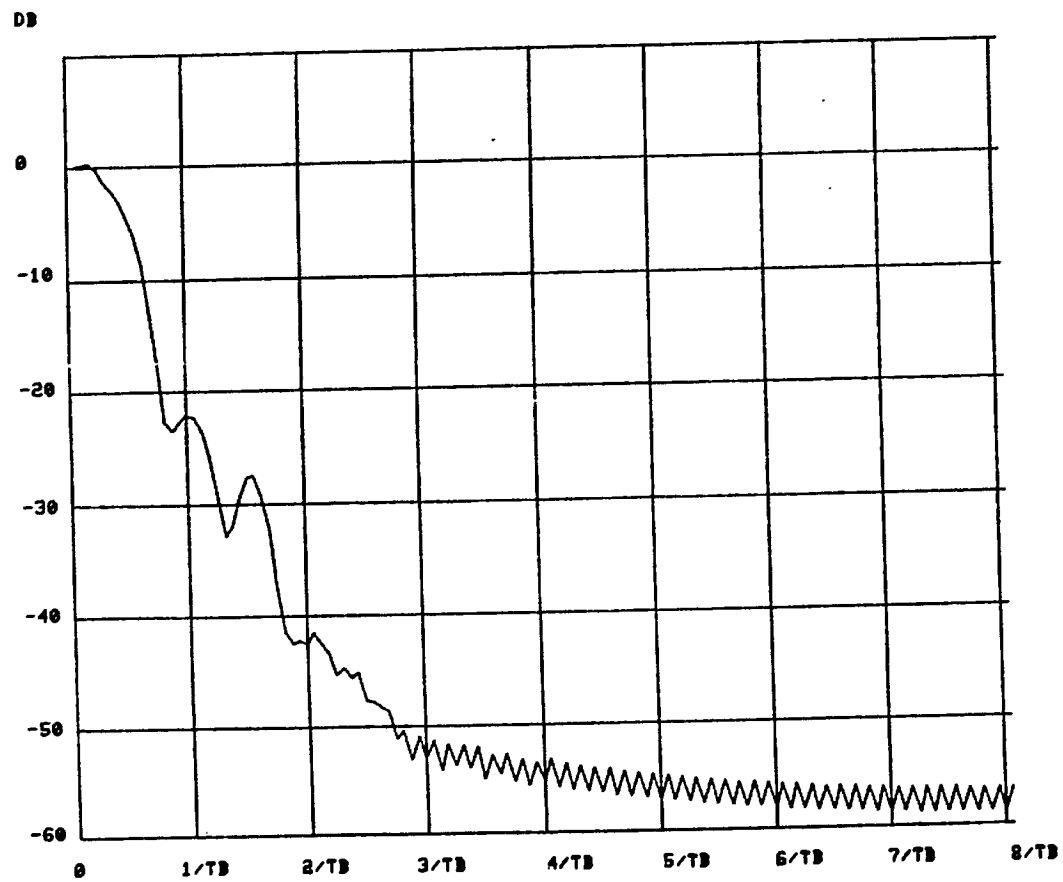


Fig. 5(i)

MSK EYE DIAGRAM AFTER TWT(2DB BACKOFF)

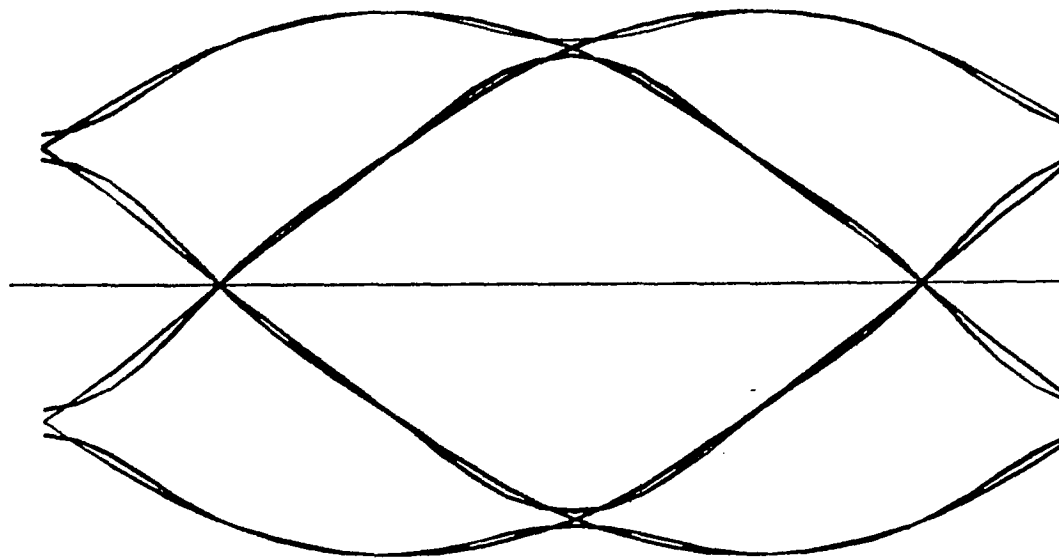


Fig. 5(j)

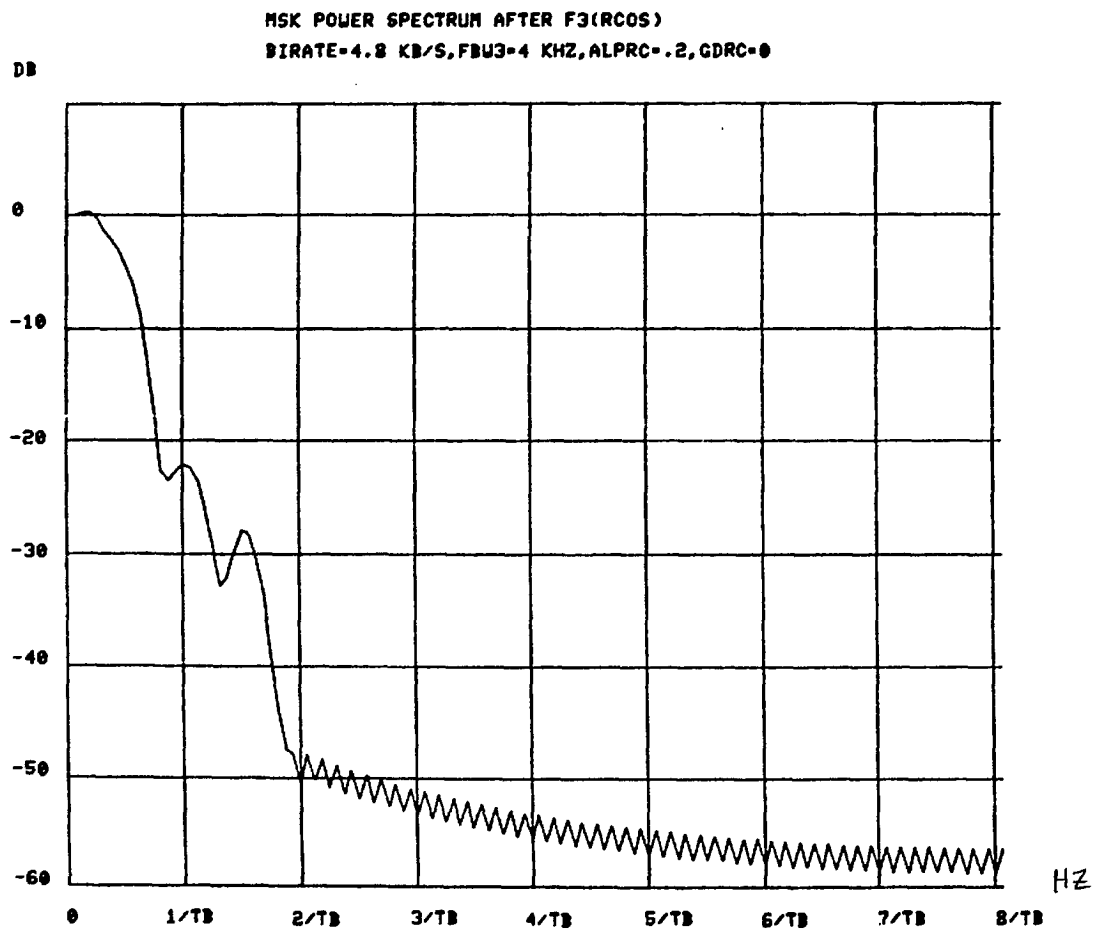


Fig. 5(k)

MSK EYE DIAGRAM AFTER F3(RCOS)

4.8 KB/S, 4KHZ

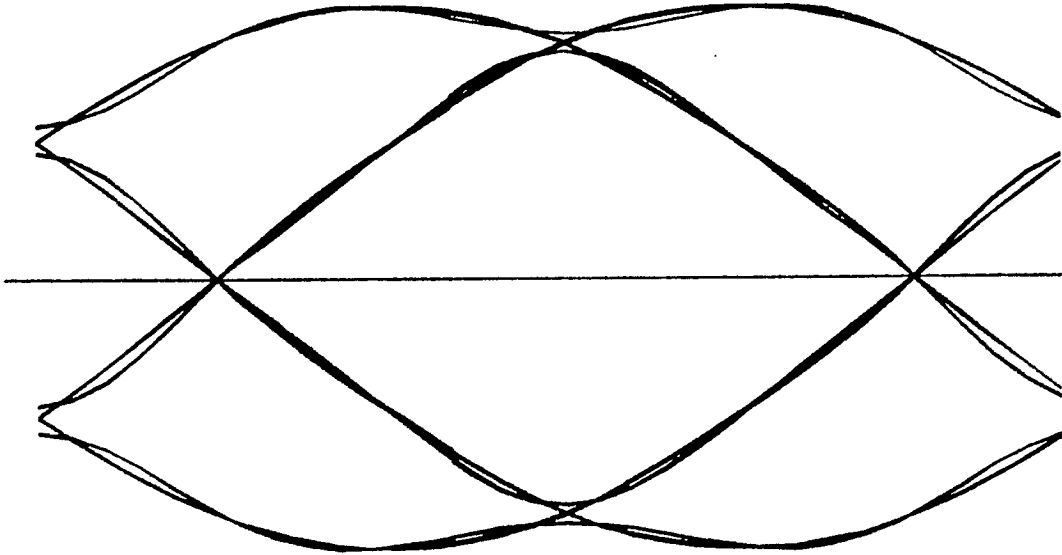


Fig. 5(1)



MSK POWER SPECTRUM AFTER F4(RCOSR)  
BIRATE=4.8 KB/S, FBU4=4 KHZ, ALPRR=.4, GDRR=0

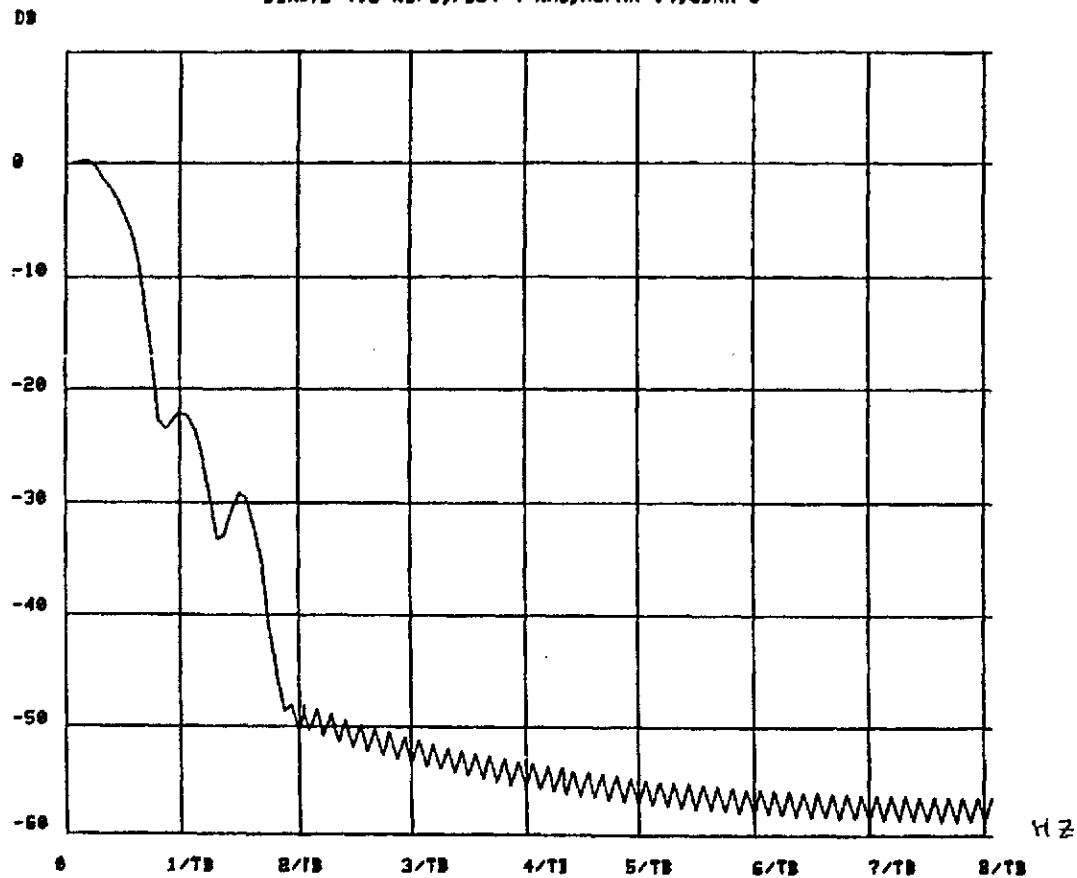


Fig. 5(m)

MSK EYE DIAGRAM AFTER F4(RCOSR)  
4.8 KB/S, 4KHZ

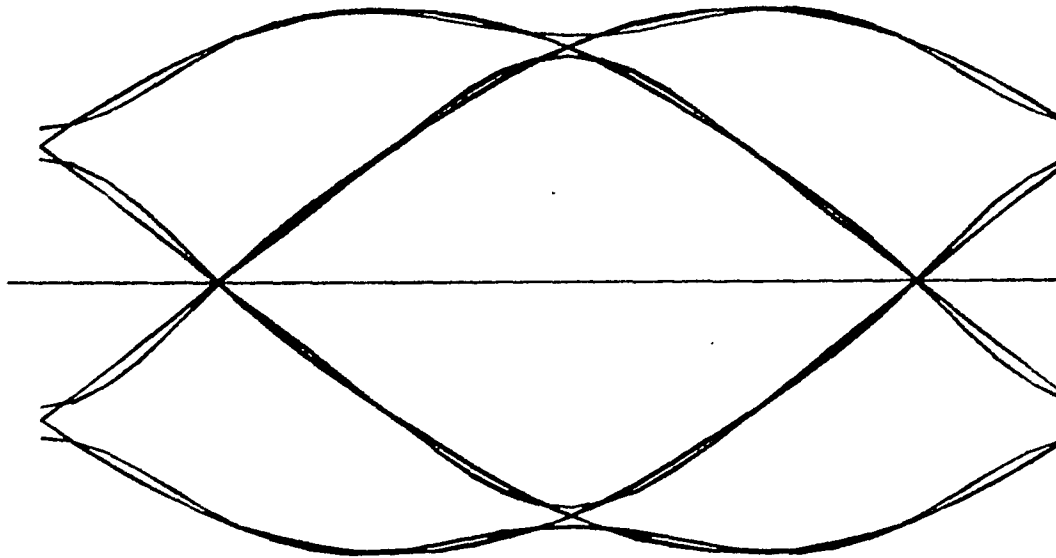


Fig. 5(n)

PARTIE 1 DU PROGRAMME

```

C      DESCRIPTION OF SIMULATION PROGRAMS
C
C
C      IN ORDER TO SIMULATE THE PERFORMANCE OF A NONLINEAR
C      SATELLITE CHANNEL FOR THE BPSK,QPSK,QQPSK AND MSK
C      SYSTEM,FOUR PROGRAMS ARE USED,THAT ARE:
C      SIMB:FOR SIMULATING BPSK,THE RELATED SPECIAL
C      SUBROUTINE IS SUBB(INCLUDING LOADB-THE
C      SIGNAL LOADING SUBROUTINE AND DECODB-
C      THE SIGNAL DECODING SUBROUTINE),
C      SIMQ:FOR SIMULATING QPSK,THE RELATED SPECIAL
C      SUBROUTINE IS SUBQ(INCLUDING LOADQ AND
C      DECODQ),
C      SIMO:FOR SIMULATING QQPSK,THE SPECIAL SUB-
C      ROUTINE IS SUBO(INCLUDING LOADO AND
C      DECODO),
C      SIMM:FOR SIMULATING MSK,THE SPECIAL SUBROU-
C      TINE IS SUBM(INCLUDING LOADM AND DECODM),
C      THE COMMON USED SUBROUTINES ARE:
C      RCOSE:ROOT RAISED COSINE FILTER WITH REVERSE SINC FUNCTION
C      EQUALIZATION,
C      RCDS:RAISED COSINE FILTER,
C      RCOSE:ROOT RAISED COSINE FILTER,
C      CHEBY:CHEBYSHEV FILTER,
C      MEASUR:MEASURED FILTER,
C      POWER:SIGNAL MEAN POWER,
C      HPA:HIGH POWER AMPLIFICATER,
C      TWT:TRAVEL WAVE TUBE TRANSPONDER,
C      FILTER:SIGNAL FILTERING,
C      SYNC:SYNCHRONIZATION OF TRANS, AND RECEIVED SIGNAL,
C      FOUREA:FAST FOURIER TRANSFORM,
C      HHGG:OUTPUT NOISE POWER,
C      ERFC:COMPLEMENT ERROR FUNCTION,
C      ENERGY:AVERAGE BIT ENERGY,
C      DRAW OR DRAW1:DRAW P(E) VS EB/NO,
C
C      IN ODER TO SIMULATE THE POWER SPECTRUM AND EYE DIAGRAM OF
C      BPSK,QPSK,QQPSK AND MSK SIGNALS PASSING EVERY UNIT OF THE
C      CHANNEL,THE PROGRAM DSP IS USED,THE RELATED SUBROUTINES ARE:
C      LOADB,LOADQ,LOADO,LOADM,RCOSE,RCDS,RCOSR,CHEBY,MEASUR,
C      POWER,HPA,TWT,FILTER,FOUREA,SPECT(DRAW POWER SPECTRUM),
C      DEYE(DRAW EYE DIAGRAM),LEGEND,
C      IN ADDITION,SOME SUBROUTINES IN THE LIBRARY PROGRAM PLOT10
C      ARE USED,
C      THE PROGRAMS ARE WRITTEN BY FOTRAN IV-PLUS LANGUAGE,VIRTUAL
C      ARRAYS ARE USED,IN FORMING TASK IMAGE,OVERLAY METHOD IS USED,

```



## PROGRAM SIMB

```

C
C
C THIS PROGRAM IS TO SIMULATE THE BPSK SYSTEM PERFORMANCE.
C
VIRTUAL TF1(2048),TF2(2048),TF3(2048),TF4(2048)
VIRTUAL DATA(2048),DATA1(2048)
COMPLEX TF1,TF2,TF3,TF4,DATA,DATA1
DIMENSION IPNI(128),ERNOB(25),PEIB(25)
DIMENSION C(11),CA(14),CF(14)
DATA NSNR,NSYMB,LSAMPL,LDIM/25,127,16,2048/

C
TYPE 1
WRITE(1,1)
1 FORMAT(2X,'SIMULATION OF BPSK SYSTEM')
TYPE 2
2 FORMAT(2X,'INPUT BIRATE')
ACCEPT *,BIRATE
TYPE 3
3 FORMAT(2X,'INPUT BAKOFH AND BAKOFT')
ACCEPT *,BAKOFH,BAKOFT
WRITE(1,6) BIRATE,BAKOFH,BAKOFT
6 FORMAT(2X,'BIRATE=',F5.1,2X,'BAKOFH=',F4.1,2X,
1'BAKOFT=',F4.1)
SBANDW=BIRATE*LSAMPL
DO 25 JS=1,4
TYPE 7,JS
7 FORMAT(2X,'DECIDE THE TYPE OF FILTER',I2,2X,'ID=1 CHEB,
1=2 RCOS,=3 RCOS,=4 RCOSR,=5 MEASUR')
ACCEPT *,ID
TYPE 8
8 FORMAT(2X,'INPUT FBW')
ACCEPT *,FBW
IF(ID.EQ.1) GO TO 11
IF(ID.EQ.2) GO TO 12
IF(ID.EQ.3) GO TO 13
IF(ID.EQ.4) GO TO 14
IF(ID.EQ.5) GO TO 15
11 TYPE 111,JS
WRITE(1,111) JS
111 FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A CHEB FILTER')
TYPE 112
112 FORMAT(2X,'INPUT IC=')
ACCEPT *,IC
TYPE 113
113 FORMAT(2X,'INPUT C(N),N=1,IC')
ACCEPT *,(C(N),N=1,IC)
WRITE(1,114) IC

```

```

114  FORMAT(2X,'THE NUMBER OF POLES IC=',I2)
      WRITE(1,115)
115  FORMAT(2X,'THE COEFFICIENTS OF POLY.ARE:')
      WRITE(1,*)(C(N),N=1,IC)
      IF(JS.EQ.1) GO TO 116
      IF(JS.EQ.2) GO TO 117
      IF(JS.EQ.3) GO TO 118
      IF(JS.EQ.4) GO TO 119
116  CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF1,LDIM,C,IC)
      GO TO 20
117  CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF2,LDIM,C,IC)
      GO TO 20
118  CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF3,LDIM,C,IC)
      GO TO 20
119  CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF4,LDIM,C,IC)
      GO TO 20
12   TYPE 121,JS
      WRITE(1,121) JS
121  FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS RCOSE FILTER')
      TYPE 122
122  FORMAT(2X,'INPUT ALPRE')
      ACCEPT *,ALPRE
      TYPE 123
123  FORMAT(2X,'INPUT GDRE')
      ACCEPT *,GDRE
      WRITE(1,124)ALPRE,GDRE
124  FORMAT(2X,'ALPRE=',F4.2,2X,'GDRE=',F6.4)
      IF(JS.EQ.1) GO TO 126
      IF(JS.EQ.2) GO TO 127
      IF(JS.EQ.3) GO TO 128
      IF(JS.EQ.4) GO TO 129
126  CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF1,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BIRATE,
              1LDIM)
      GO TO 20
127  CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF2,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BIRATE,
              1LDIM)
      GO TO 20
128  CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF3,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BIRATE,
              1LDIM)
      GO TO 20
129  CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF4,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BIRATE,
              1LDIM)
      GO TO 20
13   TYPE 131,JS
      WRITE(1,131) JS
131  FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A RCOS FILTER')
      TYPE 132
132  FORMAT(2X,'INPUT ALPRC')
      ACCEPT *,ALPRC
      TYPE 133
133  FORMAT(2X,'INPUT GDRC')

```

```

ACCEPT *,GDRC
WRITE(1,134)ALPRC,GDRC
134  FORMAT(2X,'ALPRC=',F4.2,2X,'GDRC=',F6.4)
      IF(JS.EQ.1) GO TO 134
      IF(JS.EQ.2) GO TO 137
      IF(JS.EQ.3) GO TO 138
      IF(JS.EQ.4) GO TO 139
136  CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF1,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BIRATE,
      1LDIM)
      GO TO 20
137  CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF2,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BIRATE,
      1LDIM)
      GO TO 20
138  CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF3,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BIRATE,
      1LDIM)
      GO TO 20
139  CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF4,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BIRATE,
      1LDIM)
      GO TO 20
14   TYPE 141,JS
      WRITE(1,141)JS
141  FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A RCOSR FILTER')
      TYPE 142
142  FORMAT(2X,'INPUT ALPRO')
      ACCEPT *,ALPRO
      TYPE 143
143  FORMAT(2X,'INPUT GDRO')
      ACCEPT *,GDRO
      WRITE(1,144)ALPRO,GDRO
144  FORMAT(2X,'ALPRO=',F4.2,2X,'GDRO=',F6.4)
      IF(JS.EQ.1) GO TO 146
      IF(JS.EQ.2) GO TO 147
      IF(JS.EQ.3) GO TO 148
      IF(JS.EQ.4) GO TO 149
146  CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF1,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BIRATE,
      1LDIM)
      GO TO 20
147  CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF2,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BIRATE,
      1LDIM)
      GO TO 20
148  CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF3,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BIRATE,
      1LDIM)
      GO TO 20
149  CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF4,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BIRATE,
      1LDIM)
      GO TO 20
15   TYPE 151,JS
      WRITE(1,151) JS
151  FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A MEASUR FILTER')
      TYPE 152
152  FORMAT(2X,'INPUT CA(N),N=1,14')

```

```

ACCEPT *,(CA(N),N=1,14)
TYPE 153
153 FORMAT(2X,'INPUT CP(N),N=1,14')
ACCEPT *,(CP(N),N=1,14)
WRITE(1,*)(CA(N),N=1,14)
WRITE(1,*)(CP(N),N=1,14)
IF(JS.EQ.1) GO TO 156
IF(JS.EQ.2) GO TO 157
IF(JS.EQ.3) GO TO 158
IF(JS.EQ.4) GO TO 159
156 CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF1,LDIM,CA,CP)
GO TO 20
157 CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF2,LDIM,CA,CP)
GO TO 20
158 CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF3,LDIM,CA,CP)
GO TO 20
159 CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF4,LDIM,CA,CP)
20 CONTINUE
WRITE(1,201)FBW
201 FORMAT(2X,'THE 3DB BANDWIDTH IS:',F6.1)
DO 202 I=1,11
202 C(I)=0.
DO 203 I=1,14
CA(I)=0.
203 CP(I)=0.
25 CONTINUE
C
CALL HHGG(TF4,PNOISE,LSAMPL,LDIM,SBANDW)
CALL LOADB(DATA,IPNI,LSAMPL,LDIM)
CALL FILTER(DATA,TF1,LDIM)
CALL POWER(DATA,LDIM,MP1)
CALL HPA(DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIF1,MP1)
CALL FILTER(DATA,TF2,LDIM)
CALL POWER(DATA,LDIM,MP2)
CALL TWT(DATA,LDIM,BAKOFT,PSHIF2,MP2)
CALL FILTER(DATA,TF3,LDIM)
CALL ENERGY(DATA,EB,BIRATE,LDIM)
CALL FILTER(DATA,TF4,LDIM)
PSHIFT=PSHIF1+PSHIF2
DO 50 I=1,LDIM
50 DATA1(I)=DATA(I)
CALL SYNC(DATA1,DATA,PSHIFT,TF1,TF2,TF3,TF4,
1LSAMPL,LDIM)
CALL DECODE(DATA,LSAMPL,PNOISE,IPNI,NSYMB,EBNOR,
1PEIB,NSNR,EB)
90 STOP
END
C
C

```



PROGRAM SIMQ

```

C
C
C THIS PROGRAM IS TO SIMULATE THE QPSK SYSTEM PERFORMANCE.
C
    VIRTUAL TF1(2048),TF2(2048),TF3(2048),TF4(2048)
    VIRTUAL DATA(2048),DATA1(2048)
    COMPLEX TF1,TF2,TF3,TF4,DATA,DATA1
    DIMENSION IPNI(128),IPNQ(128),EBNOQ(25),PEIQ(25)
    DIMENSION C(11),CA(14),CP(14)
    DATA NSNR,NSYMB,LSAMPL,LDIM/25,127,16,2048/

C
    TYPE 1
    WRITE(1,1)
1   FORMAT(2X,'SIMULATION OF QPSK SYSTEM')
    TYPE 2
2   FORMAT(2X,'INPUT BIRATE')
    ACCEPT *,BIRATE
    TYPE 3
3   FORMAT(2X,'INPUT BAKOFH AND BAKOFT')
    ACCEPT *,BAKOFH,BAKOFT
    WRITE(1,6) BIRATE,BAKOFH,BAKOFT
6   FORMAT(2X,'BIRATE=',F5.1,2X,'BAKOFH=',F4.1,2X,
1   'BAKOFT=',F4.1)
    BAUD=.5*BIRATE
    SBANDW=BAUD*LSAMPL
    DO 25 JS=1,4
    TYPE 7,JS
7   FORMAT(2X,'DECIDE THE TYPE OF FILTER',I2,2X,'ID=1 CHEB,
1   1=2 RCOSE,=3 RCOS,=4 RCOSR,=5 MEASUR')
    ACCEPT *,ID
    TYPE 8
8   FORMAT(2X,'INPUT FBW')
    ACCEPT *,FBW
    IF(ID.EQ.1) GO TO 11
    IF(ID.EQ.2) GO TO 12
    IF(ID.EQ.3) GO TO 13
    IF(ID.EQ.4) GO TO 14
    IF(ID.EQ.5) GO TO 15
11  TYPE 111,JS
    WRITE(1,111) JS
111 FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A CHEB FILTER')
    TYPE 112
112 FORMAT(2X,'INPUT IC=')
    ACCEPT *,IC
    TYPE 113
113 FORMAT(2X,'INPUT C(N),N=1,IC')
    ACCEPT *,(C(N),N=1,IC)
    WRITE(1,114) IC
114 FORMAT(2X,'THE NUMBER OF POLES IC=',I2)
    WRITE(1,115)
115 FORMAT(2X,'THE COEFFICIENTS OF POLY.ARE:')
    WRITE(1,*)(C(N),N=1,IC)
    IF(JS.EQ.1) GO TO 116
    IF(JS.EQ.2) GO TO 117
    IF(JS.EQ.3) GO TO 118
    IF(JS.EQ.4) GO TO 119
116 CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF1,LDIM,C,IC)
    GO TO 20
117 CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF2,LDIM,C,IC)

```

```

GO TO 20
118 CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF3,LDIM,C,IC)
GO TO 20
119 CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF4,LDIM,C,IC)
GO TO 20
12 TYPE 121,JS
WRITE(1,121) JS
121 FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS RCOSE FILTER')
TYPE 122
122 FORMAT(2X,'INPUT ALPRE')
ACCEPT *,ALPRE
TYPE 123
123 FORMAT(2X,'INPUT GDRE')
ACCEPT *,GDRE
WRITE(1,124)ALPRE,GDRE
124 FORMAT(2X,'ALPRE=',F4.2,2X,'GDRE=',F6.4)
IF(JS.EQ.1) GO TO 126
IF(JS.EQ.2) GO TO 127
IF(JS.EQ.3) GO TO 128
IF(JS.EQ.4) GO TO 129
126 CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF1,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
GO TO 20
127 CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF2,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
GO TO 20
128 CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF3,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
GO TO 20
129 CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF4,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
GO TO 20
13 TYPE 131,JS
WRITE(1,131) JS
131 FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A RCOS FILTER')
TYPE 132
132 FORMAT(2X,'INPUT ALPRC')
ACCEPT *,ALPRC
TYPE 133
133 FORMAT(2X,'INPUT GDRC')
ACCEPT *,GDRC
WRITE(1,134)ALPRC,GDRC
134 FORMAT(2X,'ALPRC=',F4.2,2X,'GDRC=',F6.4)
IF(JS.EQ.1) GO TO 136
IF(JS.EQ.2) GO TO 137
IF(JS.EQ.3) GO TO 138
IF(JS.EQ.4) GO TO 139
136 CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF1,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
137 CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF2,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
GO TO 20
138 CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF3,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
GO TO 20
139 CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF4,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
GO TO 20
14 TYPE 141,JS
WRITE(1,141)JS
141 FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A RCOSR FILTER')
TYPE 142
142 FORMAT(2X,'INPUT ALPRO')
ACCEPT *,ALPRO
TYPE 143

```

```

143   FORMAT(2X,'INPUT GDRO')
      ACCEPT *,GDRO
      WRITE(1,144)ALPRO,GDRO
144   FORMAT(2X,'ALPRO=',F4.2,2X,'GDRO=',F6.4)
      IF(JS.EQ.1) GO TO 146
      IF(JS.EQ.2) GO TO 147
      IF(JS.EQ.3) GO TO 148
      IF(JS.EQ.4) GO TO 149
146   CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF1,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BAUD,
      1LDIM)
      GO TO 20
147   CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF2,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BAUD,
      1LDIM)
      GO TO 20
148   CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF3,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BAUD,
      1LDIM)
      GO TO 20
149   CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF4,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BAUD,
      1LDIM)
      GO TO 20
15   TYPE 151,JS
      WRITE(1,151) JS
151   FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A MEASUR FILTER')
      TYPE 152
152   FORMAT(2X,'INPUT CA(N),N=1,14')
      ACCEPT *,(CA(N),N=1,14)
      TYPE 153
153   FORMAT(2X,'INPUT CP(N),N=1,14')
      ACCEPT *,(CP(N),N=1,14)
      WRITE(1,*)(CA(N),N=1,14)
      WRITE(1,*)(CP(N),N=1,14)
      IF(JS.EQ.1) GO TO 156
      IF(JS.EQ.2) GO TO 157
      IF(JS.EQ.3) GO TO 158
      IF(JS.EQ.4) GO TO 159
156   CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF1,LDIM,CA,CP)
      GO TO 20
157   CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF2,LDIM,CA,CP)
      GO TO 20
158   CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF3,LDIM,CA,CP)
      GO TO 20
159   CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF4,LDIM,CA,CP)
20   CONTINUE
      WRITE(1,201)FBW
201   FORMAT(2X,'THE 3DB BANDWIDTH IS:',F6.1)
      DO 202 I=1,11
202   C(I)=0.
      DO 203 I=1,14
      CA(I)=0.
203   CP(I)=0.
25   CONTINUE
C

```

```
CALL HHGG(TF4,PNOISE,LSAMPL,LDIM,SBANDW)
CALL LOADQ(DATA,IPNI,IPNQ,LSAMPL,LDIM)
CALL FILTER(DATA,TF1,LDIM)
CALL POWER(DATA,LDIM,MP1)
CALL HPA(DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIF1,MP1)
CALL FILTER(DATA,TF2,LDIM)
CALL POWER(DATA,LDIM,MP2)
CALL TWT(DATA,LDIM,BAKOFT,PSHIF2,MP2)
CALL FILTER(DATA,TF3,LDIM)
CALL ENERGY(DATA,EB,BIRATE,LDIM)
CALL FILTER(DATA,TF4,LDIM)
PSHIFT=PSHIF1+PSHIF2
DO 50 I=1,LDIM
50 DATA1(I)=DATA(I)
CALL SYNC(DATA1,DATA,PSHIFT,TF1,TF2,TF3,TF4,
1LSAMPL,LDIM)
CALL DECODQ(DATA,LSAMPL,PNOISE,IPNI,IPNQ,NSYMB,EBNOQ,
1PEIQ,NSNR,EB)
90 STOP
C
C
END
```

```

PROGRAM SIMO
C
C
C THIS PROGRAM IS TO SIMULATE THE QPSK SYSTEM PERFORMANCE.
C
VIRTUAL TF1(2048),TF2(2048),TF3(2048),TF4(2048)
VIRTUAL DATA(2048),DATA1(2048)
COMPLEX TF1,TF2,TF3,TF4,DATA,DATA1
DIMENSION IPNI(128),IPNQ(128),EBNOD(25),FEID(25)
DIMENSION C(11),CA(14),CF(14)
DATA NSNR,NSYMB,LSAMPL,LDIM/25,127,16,2048/
C
TYPE 1
WRITE(1,1)
1 FORMAT(2X,'SIMULATION OF QPSK SYSTEM')
TYPE 2
2 FORMAT(2X,'INPUT BIRATE')
ACCEPT *,BIRATE
BAUD=.5*BIRATE
TYPE 3
3 FORMAT(2X,'INPUT BAKOFH AND BAKOFT')
ACCEPT *,BAKOFH,BAKOFT
WRITE(1,6) BIRATE,BAKOFH,BAKOFT
6 FORMAT(2X,'BIRATE=',F5.1,2X,'BAKOFH=',F4.1,2X,
1'BAKOFT=',F4.1)
SBANDW=BAUD*LSAMPL
DO 25 JS=1,4
TYPE 7,JS
7 FORMAT(2X,'DECIDE THE TYPE OF FILTER',I2,2X,'ID=1 CHEB,
1=2 RCOSE,=3 RCOS,=4 RCSR,=5 MEASUR')
ACCEPT *,ID
TYPE 8
8 FORMAT(2X,'INPUT FBW')
ACCEPT *,FBW
IF(ID.EQ.1) GO TO 11
IF(ID.EQ.2) GO TO 12
IF(ID.EQ.3) GO TO 13
IF(ID.EQ.4) GO TO 14
IF(ID.EQ.5) GO TO 15
11 TYPE 111,JS
WRITE(1,111) JS
111 FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A CHEB FILTER')
TYPE 112
112 FORMAT(2X,'INPUT IC=')
ACCEPT *,IC
TYPE 113
113 FORMAT(2X,'INPUT C(N),N=1,IC')

```

```

ACCEPT *,(C(N),N=1,IC)
WRITE(1,114) IC
114  FORMAT(2X,'THE NUMBER OF POLES IC=',I2)
      WRITE(1,115)
115  FORMAT(2X,'THE COEFFICIENTS OF POLY.ARE:')
      WRITE(1,*)(C(N),N=1,IC)
      IF(JS.EQ.1) GO TO 116
      IF(JS.EQ.2) GO TO 117
      IF(JS.EQ.3) GO TO 118
      IF(JS.EQ.4) GO TO 119
116  CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF1,LDIM,C,IC)
      GO TO 20
117  CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF2,LDIM,C,IC)
      GO TO 20
118  CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF3,LDIM,C,IC)
      GO TO 20
119  CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF4,LDIM,C,IC)
      GO TO 20
12   TYPE 121,JS
      WRITE(1,121) JS
121  FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS RCOSE FILTER')
      TYPE 122
122  FORMAT(2X,'INPUT ALPRE')
      ACCEPT *,ALPRE
      TYPE 123
123  FORMAT(2X,'INPUT GDRE')
      ACCEPT *,GDRE
      WRITE(1,124)ALPRE,GDRE
124  FORMAT(2X,'ALPRE=',F4.2,2X,'GDRE=',F6.4)
      IF(JS.EQ.1) GO TO 126
      IF(JS.EQ.2) GO TO 127
      IF(JS.EQ.3) GO TO 128
      IF(JS.EQ.4) GO TO 129
126  CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF1,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
      GO TO 20
127  CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF2,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
      GO TO 20
128  CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF3,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
      GO TO 20
129  CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF4,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
      GO TO 20
13   TYPE 131,JS
      WRITE(1,131) JS
131  FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A RCOS FILTER')
      TYPE 132
132  FORMAT(2X,'INPUT ALPRC')
      ACCEPT *,ALPRC

```

```

TYPE 133
133  FORMAT(2X,'INPUT GDRC')
      ACCEPT *,GDRC
      WRITE(1,134)ALPRC,GDRC
134  FORMAT(2X,'ALPRC=',F4.2,2X,'GDRC=',F6.4)
      IF(JS.EQ.1) GO TO 136
      IF(JS.EQ.2) GO TO 137
      IF(JS.EQ.3) GO TO 138
      IF(JS.EQ.4) GO TO 139
136  CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF1,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BAUD,
            1LDIM)
      GO TO 20
137  CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF2,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BAUD,
            1LDIM)
      GO TO 20
138  CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF3,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BAUD,
            1LDIM)
      GO TO 20
139  CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF4,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BAUD,
            1LDIM)
      GO TO 20
14  TYPE 141,JS
      WRITE(1,141)JS
141  FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A RCOSR FILTER')
      TYPE 142
142  FORMAT(2X,'INPUT ALPRO')
      ACCEPT *,ALPRO
      TYPE 143
143  FORMAT(2X,'INPUT GDRO')
      ACCEPT *,GDRO
      WRITE(1,144)ALPRO,GDRO
144  FORMAT(2X,'ALPRO=',F4.2,2X,'GDRO=',F6.4)
      IF(JS.EQ.1) GO TO 146
      IF(JS.EQ.2) GO TO 147
      IF(JS.EQ.3) GO TO 148
      IF(JS.EQ.4) GO TO 149
146  CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF1,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BAUD,
            1LDIM)
      GO TO 20
147  CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF2,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BAUD,
            1LDIM)
      GO TO 20
148  CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF3,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BAUD,
            1LDIM)
      GO TO 20
149  CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF4,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BAUD,
            1LDIM)
      GO TO 20
15  TYPE 151,JS
      WRITE(1,151) JS
151  FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A MEASUR FILTER')

```

```

TYPE 152
152  FORMAT(2X,'INPUT CA(N),N=1,14')
      ACCEPT *,(CA(N),N=1,14)
      TYPE 153
153  FORMAT(2X,'INPUT CP(N),N=1,14')
      ACCEPT *,(CP(N),N=1,14)
      WRITE(1,*)(CA(N),N=1,14)
      WRITE(1,*)(CP(N),N=1,14)
      IF(JS.EQ.1) GO TO 156
      IF(JS.EQ.2) GO TO 157
      IF(JS.EQ.3) GO TO 158
      IF(JS.EQ.4) GO TO 159
156  CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF1,LDIM,CA,CP)
      GO TO 20
157  CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF2,LDIM,CA,CP)
      GO TO 20
158  CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF3,LDIM,CA,CP)
      GO TO 20
159  CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF4,LDIM,CA,CP)
20   CONTINUE
      WRITE(1,201)FBW
201  FORMAT(2X,'THE 3DB BANDWIDTH IS:',F6.1)
      DO 202 I=1,11
202  C(I)=0.
      DO 203 I=1,14
      CA(I)=0.
203  CP(I)=0.
25   CONTINUE
C
      CALL HHGG(TF4,PNOISE,LSAMPL,LDIM,SBANDW)
      CALL LOADO(DATA,IPNI,IPNQ,LSAMPL,LDIM)
      CALL FILTER(DATA,TF1,LDIM)
      CALL POWER(DATA,LDIM,MP1)
      CALL HPA(DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIF1,MP1)
      CALL FILTER(DATA,TF2,LDIM)
      CALL POWER(DATA,LDIM,MP2)
      CALL TWT(DATA,LDIM,BAKOFT,PSHIF2,MP2)
      CALL FILTER(DATA,TF3,LDIM)
      CALL ENERGY(DATA,EB,BIRATE,LDIM)
      CALL FILTER(DATA,TF4,LDIM)
      PSHIFT=PSHIF1+PSHIF2
      DO 50 I=1,LDIM
50   DATA1(I)=DATA(I)
      CALL SYNC(DATA1,DATA,PSHIFT,TF1,TF2,TF3,TF4,
              1LSAMPL,LDIM)
      CALL DECODO(DATA,LSAMPL,PNOISE,IPNI,IPNQ,NSYMB,EBNOO,
              1FEID,NSNR,EB)
90   STOP
      END
C
C

```



## PROGRAM SIMM

C  
C  
C  
C

THIS PROGRAM IS TO SIMULATE THE MSK SYSTEM PERFORMANCE.

```

VIRTUAL TF1(2048),TF2(2048),TF3(2048),TF4(2048)
VIRTUAL DATA(2048),DATA1(2048)
COMPLEX TF1,TF2,TF3,TF4,DATA,DATA1
DIMENSION IPNI(128),IPNQ(128),EBNOM(25),PEIM(25)
DIMENSION C(11),CA(14),CP(14)
DATA NSNR,NSYMB,LSAMPL,LDIM/25,127,16,2048/

```

C

TYPE 1

WRITE(1,1)

1

FORMAT(2X,'SIMULATION OF MSK SYSTEM')

TYPE 2

2

FORMAT(2X,'INPUT BIRATE')

ACCEPT \*,BIRATE

BAUD=.5\*BIRATE

TYPE 3

3

FORMAT(2X,'INPUT BAKOFH AND BAKOFT')

ACCEPT \*,BAKOFH,BAKOFH

WRITE(1,6) BIRATE,BAKOFH,BAKOFH

6

```

FORMAT(2X,'BIRATE=',F5.1,2X,'BAKOFH=',F4.1,2X,
1'BAKOFH=',F4.1)

```

GBANDW=BAUD\*LSAMPL

DO 25 JS=1,4

TYPE 7,JS

7

```

FORMAT(2X,'DECIDE THE TYPE OF FILTER',I2,2X,'ID=1 CHEB,
1=2 RCOSE,=3 RCOS,=4 RCOSR,=5 MEASUR')

```

ACCEPT \*,ID

TYPE 8

8

FORMAT(2X,'INPUT FBW')

ACCEPT \*,FBW

IF(ID,EQ.1) GO TO 11

IF(ID,EQ.2) GO TO 12

IF(ID,EQ.3) GO TO 13

IF(ID,EQ.4) GO TO 14

IF(ID,EQ.5) GO TO 15

11

TYPE 111,JS

WRITE(1,111) JS

111

FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A CHEB FILTER')

TYPE 112

112

FORMAT(2X,'INPUT IC=')

ACCEPT \*,IC

TYPE 113

113

FORMAT(2X,'INPUT C(N),N=1,IC')

```

ACCEPT *,(C(N),N=1,IC)
WRITE(1,114) IC
114  FORMAT(2X,'THE NUMBER OF POLES IC=',I2)
WRITE(1,115)
115  FORMAT(2X,'THE COEFFICIENTS OF POLY.ARE:')
WRITE(1,*)(C(N),N=1,IC)
IF(JS.EQ.1) GO TO 116
IF(JS.EQ.2) GO TO 117
IF(JS.EQ.3) GO TO 118
IF(JS.EQ.4) GO TO 119
116  CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF1,LDIM,C,IC)
GO TO 20
117  CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF2,LDIM,C,IC)
GO TO 20
118  CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF3,LDIM,C,IC)
GO TO 20
119  CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF4,LDIM,C,IC)
GO TO 20
12  TYPE 121,JS
WRITE(1,121) JS
121  FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS RCOSE FILTER')
TYPE 122
122  FORMAT(2X,'INPUT ALPRE')
ACCEPT *,ALPRE
TYPE 123
123  FORMAT(2X,'INPUT GDRE')
ACCEPT *,GDRE
WRITE(1,124)ALPRE,GDRE
124  FORMAT(2X,'ALPRE=',F4.2,2X,'GDRE=',F6.4)
IF(JS.EQ.1) GO TO 126
IF(JS.EQ.2) GO TO 127
IF(JS.EQ.3) GO TO 128
IF(JS.EQ.4) GO TO 129
126  CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF1,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
GO TO 20
127  CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF2,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
GO TO 20
128  CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF3,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
GO TO 20
129  CALL RCOSE(SBANDW,FBW,TF4,ALPRE,GDRE,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
GO TO 20
13  TYPE 131,JS
WRITE(1,131) JS
131  FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A RCOS FILTER')
TYPE 132
132  FORMAT(2X,'INPUT ALPRC')
ACCEPT *,ALPRC

```

```
TYPE 133
133  FORMAT(2X,'INPUT GDRC')
      ACCEPT *,GDRC
      WRITE(1,134)ALPRC,GDRC
134  FORMAT(2X,'ALPRC=',F4.2,2X,'GDRC=',F6.4)
      IF(JS.EQ.1) GO TO 136
      IF(JS.EQ.2) GO TO 137
      IF(JS.EQ.3) GO TO 138
      IF(JS.EQ.4) GO TO 139
136  CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF1,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BAUD,
      1LDIM)
      GO TO 20
137  CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF2,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BAUD,
      1LDIM)
      GO TO 20
138  CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF3,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BAUD,
      1LDIM)
      GO TO 20
139  CALL RCOS(SBANDW,FBW,TF4,ALPRC,GDRC,LSAMPL,BAUD,
      1LDIM)
      GO TO 20
14  TYPE 141,JS
      WRITE(1,141)JS
141  FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A RCOSR FILTER')
      TYPE 142
142  FORMAT(2X,'INPUT ALPRO')
      ACCEPT *,ALPRO
      TYPE 143
143  FORMAT(2X,'INPUT GDRO')
      ACCEPT *,GDRO
      WRITE(1,144)ALPRO,GDRO
144  FORMAT(2X,'ALPRO=',F4.2,2X,'GDRO=',F6.4)
      IF(JS.EQ.1) GO TO 146
      IF(JS.EQ.2) GO TO 147
      IF(JS.EQ.3) GO TO 148
      IF(JS.EQ.4) GO TO 149
146  CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF1,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BAUD,
      1LDIM)
      GO TO 20
147  CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF2,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BAUD,
      1LDIM)
      GO TO 20
148  CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF3,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BAUD,
      1LDIM)
      GO TO 20
149  CALL RCOSR(SBANDW,FBW,TF4,ALPRO,GDRO,LSAMPL,BAUD,
      1LDIM)
      GO TO 20
15  TYPE 151,JS
      WRITE(1,151) JS
151  FORMAT(2X,'THE FILTER',I2,2X,'IS A MEASUR FILTER')
```

```

TYPE 152
152  FORMAT(2X,'INPUT CA(N),N=1,14')
      ACCEPT *,(CA(N),N=1,14)
      TYPE 153
153  FORMAT(2X,'INPUT CF(N),N=1,14')
      ACCEPT *,(CF(N),N=1,14)
      WRITE(1,*)(CA(N),N=1,14)
      WRITE(1,*)(CF(N),N=1,14)
      IF(JS.EQ.1) GO TO 156
      IF(JS.EQ.2) GO TO 157
      IF(JS.EQ.3) GO TO 158
      IF(JS.EQ.4) GO TO 159
156  CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF1,LDIM,CA,CF)
      GO TO 20
157  CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF2,LDIM,CA,CF)
      GO TO 20
158  CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF3,LDIM,CA,CF)
      GO TO 20
159  CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF4,LDIM,CA,CF)
20   CONTINUE
      WRITE(1,201)FBW
201  FORMAT(2X,'THE 3DB BANDWIDTH IS:',F6.1)
      DO 202 I=1,11
202  C(I)=0.
      DO 203 I=1,14
      CA(I)=0.
203  CF(I)=0.
25   CONTINUE
C
      CALL HHGG(TF4,PNOISE,LSAMPL,LDIM,SBANDW)
      CALL LOADM(DATA,IPNI,IPNQ,LSAMPL,LDIM)
      CALL FILTER(DATA,TF1,LDIM)
      CALL POWER(DATA,LDIM,MP1)
      CALL HPA(DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIF1,MP1)
      CALL FILTER(DATA,TF2,LDIM)
      CALL POWER(DATA,LDIM,MP2)
      CALL TWT(DATA,LDIM,BAKOFT,PSHIF2,MP2)
      CALL FILTER(DATA,TF3,LDIM)
      CALL ENERGY(DATA,EB,BIRATE,LDIM)
      CALL FILTER(DATA,TF4,LDIM)
      PSHIFT=PSHIF1+PSHIF2
      DO 50 I=1,LDIM
50   DATA1(I)=DATA(I)
      CALL SYNC(DATA1,DATA,PSHIFT,TF1,TF2,TF3,TF4,
      1LSAMPL,LDIM)
      CALL DECODM(DATA,LSAMPL,PNOISE,IPNI,IPNQ,NSYMB,EBNOM,
      1PEIM,NSNR,EB)
90   STOP
      END
C
C

```

```
C      PROGRAM DRAW,FTN
C THIS PROGRAM CAN READ DATA FROM FOUR FILES WHICH ARE THE
C RESULTS OF RUNNING SIMB,SIMQ,SIMO,SIMM AND DRAW THE
C CURVES OF PE VS. EBNO.IT ALSO DRAWS THE IDEAL CURVES.
      DIMENSION EBNOB(25),PEIB(25),EBNOQ(25),PEIQ(25)
      DIMENSION EBNOO(25),PEIO(25),EBNOM(25),PEIM(25)
      DATA NSNR/25/

C
      READ(01,15)
15     FORMAT(28(/))
      READ(01,20)(EBNOB(I),PEIB(I),I=1,NSNR)
20     FORMAT(5X,F5.1,10X,E13.6)
      READ(02,20)(EBNOQ(I),PEIQ(I),I=1,NSNR)
      READ(03,20)(EBNOO(I),PEIO(I),I=1,NSNR)
      READ(04,20)(EBNOM(I),PEIM(I),I=1,NSNR)

C
      CALL DRAW(EBNOB,PEIB,EBNOQ,PEIQ,EBNOO,PEIO,
1EBNOM,PEIM,NSNR)
      CALL LEGEND
      STOP
      END
```

C

```
C      PROGRAM DRAW1.FTN
C THIS PROGRAM CAN READ DATA FROM FOUR FILES WHICH ARE THE
C RESULTS OF RUNNING SIMB,SIMQ,SIMD,SIMM AND DRAW THE
C CURVES OF PE US, EBNO.IT ALSO DRAWS THE IDEAL CURVES,
      DIMENSION EBNOB(25),PEIB(25),EBNOQ(25),PEIQ(25)
      DIMENSION EBNOO(25),PEIO(25),EBNOM(25),PEIM(25)
      DATA NSNR/25/
C
      READ(01,15)
15      FORMAT(20(/))
      READ(01,20)(EBNOB(I),PEIB(I),I=1,NSNR)
D      TYPE *,(EBNOB(I),PEIB(I),I=1,NSNR)
20      FORMAT(5X,F5.1,10X,E13.6)
      READ(02,20)(EBNOQ(I),PEIQ(I),I=1,NSNR)
D      TYPE *,(EBNOQ(I),PEIQ(I),I=1,NSNR)
      READ(03,20)(EBNOO(I),PEIO(I),I=1,NSNR)
D      TYPE *,(EBNOO(I),PEIO(I),I=1,NSNR)
      READ(04,20)(EBNOM(I),PEIM(I),I=1,NSNR)
C
      CALL DRAW(EBNOB,PEIB,EBNOQ,PEIQ,EBNOO,PEIO,
1EBNOM,PEIM,NSNR)
      CALL LEGEND
      STOP
      END
C
```

PARTIE 2 DU PROGRAMME

PROGRAM DSP

```

C
C
C THIS PROGRAM IS TO SIMULATE THE EFFECT OF EVERY UNIT OF
C THE SYSTEM TO THE POWER SPECTRUM AND EYE DIAGRAM OF
C BPSK,QPSK,QQPSK AND MSK SIGNALS.
C
  VIRTUAL DATA(2048),TF(2048)
  COMPLEX DATA,TF
  DIMENSION C(11),CA(14),CF(14)
  DATA LDIM,LSAMPL,NSYMB/2048,16,127/
C
  TYPE 1
1  FORMAT(2X,'INPUT BIRATE')
  ACCEPT *,BIRATE
  BAUD=BIRATE
  TYPE 2
2  FORMAT(2X,'INPUT IS.=1 BPSK,=2 QPSK,=3 QQPSK,
  1=4 MSK')
  ACCEPT *,IS
  IF(IS.GT.1) BAUD=.5*BIRATE
  SBANDW=BAUD*LSAMPL
  IF(IS.EQ.1) CALL LOADB(DATA,LSAMPL,LDIM)
  IF(IS.EQ.2) CALL LOADQ(DATA,LSAMPL,LDIM)
  IF(IS.EQ.3) CALL LOADQ(DATA,LSAMPL,LDIM)
  IF(IS.EQ.4) CALL LOADM(DATA,LSAMPL,LDIM)

  CALL INITT(240)
  CALL SPECT(DATA,LDIM,2)
D  CALL LEGEND
  CALL IDWAIT(5)
  CALL ERASE
  CALL DEYE(DATA,LSAMPL,NSYMB)
D  CALL LEGEND
  CALL IDWAIT(5)
  CALL ERASE
  M=1
3  TYPE 4
4  FORMAT(2X,'INPUT ID.=1 RCOS FILTER,=2 RCOS,
  1=3 RCOSR,=4 CHEBY,=5 MEASUR.')
```

```

5  ACCEPT *,ID
  TYPE 5
  FORMAT(2X,'INPUT FBW')
  ACCEPT *,FBW
  IF(ID.EQ.1) GO TO 11
  IF(ID.EQ.2) GO TO 12
  IF(ID.EQ.3) GO TO 13
  IF(ID.EQ.4) GO TO 14

```

```

IF(ID,EQ,5) GO TO 15
11 TYPE 111
111 FORMAT(2X,'INPUT ALPHA AND GD')
ACCEPT *,ALPHA,GD
CALL RC0SE(SBANDW,FBW,TF,ALPHA,GD,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
GO TO 20
12 TYPE 121
121 FORMAT(2X,'INPUT ALPHA AND GD')
ACCEPT *,ALPHA,GD
CALL RC0S(SBANDW,FBW,TF,ALPHA,GD,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
GO TO 20
13 TYPE 131
131 FORMAT(2X,'INPUT ALPHA AND GD')
ACCEPT *,ALPHA,GD
CALL RC0SR(SBANDW,FBW,TF,ALPHA,GD,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
GO TO 20
14 TYPE 141
141 FORMAT(2X,'INPUT IC')
ACCEPT *,IC
TYPE 142
142 FORMAT(2X,'INPUT C(N),N=1,IC')
ACCEPT *,(C(N),N=1,IC)
CALL CHEBY(SBANDW,FBW,TF,LDIM,C,IC)
GO TO 20
15 TYPE 151
151 FORMAT(2X,'INPUT CA(I),I=1,14')
ACCEPT *,(CA(I),I=1,14)
TYPE 153
153 FORMAT(2X,'INPUT CP(I),I=1,14')
ACCEPT *,(CP(I),I=1,14)
CALL MEASUR(SBANDW,FBW,TF,LDIM,CA,CP)
20 CONTINUE
CALL FILTER(DATA,TF,LDIM)
CALL SPECT(DATA,LDIM,2)
D CALL LEGEND
CALL IOWAIT(5)
CALL ERASE
CALL DEYE(DATA,LSAMPL,NSYMB)
D CALL LEGEND
CALL IOWAIT(5)
CALL ERASE
M=M+1
IF(M,EQ,3) GO TO 30
IF(M,EQ,4) GO TO 3
IF(M,EQ,5) GO TO 40
TYPE 21
21 FORMAT(2X,'INPUT BAKOFH')
ACCEPT *,BAKOFH

```



```
CALL POWER(DATA,LDIM,MP1)
CALL HPA(DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIF1,MP1)
CALL SPECT(DATA,LDIM,2)
D CALL LEGEND
CALL IQWAIT(5)
CALL ERASE
CALL DEYE(DATA,LSAMPL,NSYMB)
D CALL LEGEND
CALL IQWAIT(5)
CALL ERASE
GO TO 3
30 TYPE 31
31 FORMAT(2X,'INPUT BAKOFT')
ACCEPT *,BAKOFT
CALL POWER(DATA,LDIM,MP2)
CALL TWT(DATA,LDIM,BAKOFT,PSHIF2,MP2)
CALL SPECT(DATA,LDIM,2)
D CALL LEGEND
CALL IQWAIT(5)
CALL ERASE
CALL DEYE(DATA,LSAMPL,NSYMB)
D CALL LEGEND
CALL IQWAIT(5)
CALL ERASE
GO TO 3
40 STOP
END
```

#### 4. DESCRIPTION DES SOUS-ROUTINES.

Cette section va décrire les différentes sous-routines utilisées dans le programme.

##### 4.1 FILTRE DE TYPE "RACINE CARREE DU COSINUS ELEVE" AVEC EGALISATION $x/\sin x$ (RCOSE)

La caractéristique d'amplitude de ce filtre est donnée par:

$$TF(f) = \begin{cases} \frac{\pi f T}{\sin(\pi f T)} & 0 < f < f_N - f_X \\ \frac{\pi f T}{\sin(\pi f T)} \sqrt{\frac{1}{2} (1 - \sin \frac{\pi}{2\alpha} (\frac{f}{f_N} - 1))} & f_N - f_X < f < f_N + f_X \\ 0 & f > f_N + f_X \end{cases}$$

avec  $\alpha = f_X/f_N$  facteur de pondération

$$T = 0.5/f_N$$

La caractéristique de délai de groupe est supposée parabolique:

$$\tau = g f^2$$

avec  $g$  la constante du délai de groupe. On peut donc réécrire:

$$-\frac{d\phi}{d\omega} = g f^2 \quad \text{ou}$$

$$\phi = -\frac{2\pi}{3} g f^3 \times 10^{-3} \text{ radians}$$

dans laquelle  $g$  est en  $\mu\text{sec}/\text{KHz}^2$  et  $f$  est en KHz.

Comme la caractéristique d'amplitude est une fonction paire de la fréquence et que la caractéristique de phase est une fonction impaire, les échantillons de TF(1) pour LDIM/2 + 1 = 1025 jusqu'à LDIM(2048) sont obtenus en prenant le conjugué des échantillons 2 à 1024. Sommaire:

NOM : RCOSE (SBANDW, FBW, TF, ALPHA, GA, LSAMPL, BAUD, LDIM)

PAR. D'ENTREE : SBANDW, FBW, ALPRE, GDRE, LSAMPL, BAUD, LDIM

PAR. DE SORTIE : TF(1) (I = 1, 2048).

```

SUBROUTINE RCOSE(SBANDW,FBW,TF,ALPHA,GA,LSAMPL,
1BAUD,LDIM)

```

```

C
C
C
C
C

```

```

C THIS IS THE TRANSFER FUNCTION OF A ROOT RAISED COSINE
C FILTER WITH REVERSE SINC FUNCTION EQUALIZATION.

```

```

C
C     VIRTUAL TF(1)
C     COMPLEX TF
C     NO=LDIM/2
C     NO1=NO+1
C     IF(ALPHA.EQ.0.)ALPHA=.0001
C     FN=LDIM*(FBW/SBANDW)
C     F1=(1.-ALPHA)*FN
C     F2=(1.+ALPHA)*FN
C     IFN=IFIX(FN)
C     IF1=IFIX(F1)+1
C     IF2=IFIX(F2)+1
C     A1=3.141593/(2.*FLOAT(IFN))
C     DO 1 I=2,IF1
C     TF(I)=CMPLX(1.,0.)
C     J=I-1
C     A2=(FLOAT(J)*A1)/SIN(FLOAT(J)*A1)
C     TF(I)=CMPLX(A2,0.)
1  CONTINUE
C     JK=IF1+1
C     DO 2 J=JK,IF2
C     I=J-1
C     A3=(FLOAT(I)*A1)/SIN(FLOAT(I)*A1)
C     A=(3.141593/(2.*ALPHA))*((FLOAT(I)/FLOAT(IFN))-1.)
C     TF(J)=CMPLX(SQRT(.5*(1.-SIN(A))),0.)
C     TF(J)=TF(J)*CMPLX(A3,0.)
2  CONTINUE
C     JF=IF2+1
C     DO 3 I=JF,NO1
C     TF(I)=CMPLX(0.,0.)
3  CONTINUE
C     C=((-2.*3.141593)/(3.*10.**3))*GA
C     B=BAUD*FLOAT(LSAMPL)/FLOAT(LDIM)
C     DO 4 I=1,NO1
C     AI=B*FLOAT(I)
C     PHI=C*(AI**3)
C     TF(I)=TF(I)*CMPLX(COS(PHI),SIN(PHI))
4  CONTINUE
C     NO2=NO1+1
C     DO 5 I=NO2,LDIM
5  TF(I)=CONJG(TF(LDIM+2-I))
C     RETURN
C     END

```

```

C

```

#### 4.2 FILTRE DE TYPE "COSINUS ELEVE" (RCOS)

La caractéristique d'amplitude est donnée par:

$$TF(f) = \begin{cases} 1 & 0 < f < f_N - f_X \\ \frac{1}{2} \left(1 - \sin \frac{\pi}{2\alpha} \left(\frac{f}{f_N}\right)\right) & f_N - f_X < f < f_N + f_X \\ 0 & f > f_N + f_X \end{cases}$$

avec  $\alpha = f_X/f_N$ ,  $f_N = 0.5/T$

La caractéristique de délai de groupe est encore parabolique.

La fonction de transfert complexe discrète est calculée par la sous-routine (RCOS). En résumé:

NOM : RCOS (SBANDW, FBW, TF, ALPHA, GA, LSAMPL, BAUD, LDIM)

PAR. D'ENTREE : SBANDW, FBW, ALPRC, GDRC, LSAMPL, BAUD, LDIM

PAR. DE SORTIE : TF(I) (I = 1,2048).

```
SUBROUTINE RCOS(SBANDW,FBW,TF,ALPHA,GA,LSAMPL,BAUD,
1LDIM)
```

```
C
C
C
C
```

```
THIS IS A TRANSFER FUNCTION OF A RAISED COSINE FILTER.
```

```

VIRTUAL TF(1)
COMPLEX TF
NO=LDIM/2
NO1=NO+1
IF(ALPHA.EQ.0.)ALPHA=.0001
FN=LDIM*(FBW/SBANDW)
F1=(1.-ALPHA)*FN
F2=(1.+ALPHA)*FN
IFN=IFIX(FN)
IF1=IFIX(F1)+1
IF2=IFIX(F2)+1
A1=3.141593/(2.*(FLOAT(IFN)))
TF(1)=CMPLX(1.,0.)
DO 1 I=2,IF1
1 TF(I)=CMPLX(1.,0.)
JK=IF1+1
DO 2 J=JK,IF2
I=J-1
2 A=(3.141593/(2.*ALPHA))*((FLOAT(I)/FLOAT(IFN))-1.)
TF(J)=CMPLX((.5*(1.-SIN(A))),0.)
JF=IF2+1
DO 3 I=JF,NO1
3 TF(I)=CMPLX(0.,0.)
C=GA*(-2*3.141593)/(3.*10.**3)
B=BAUD*FLOAT(LSAMPL)/FLOAT(LDIM)
DO 4 I=1,NO1
AI=B*FLOAT(I)
PHI=C*(AI**3)
4 TF(I)=TF(I)*CMPLX(COS(PHI),SIN(PHI))
NO2=NO1+1
DO 5 I=NO2,LDIM
5 TF(I)=CONJG(TF(LDIM+2-I))
RETURN
END
```

### 4.3 FILTRE DU TYPE "RACINE CARREE DE COSINUS ELEVE" (RCOSR)

La caractéristique d'amplitude est donnée par:

$$TF(f) = \begin{cases} 1 & 0 < f < f_N - f_X \\ \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \sin \frac{\pi}{2\alpha} \left(\frac{f}{f_N} - 1\right)\right)} & f_N - f_X < f < f_N + f_X \\ 0 & f > f_N + f_X \end{cases}$$

avec  $\alpha = f_X/f_N$ ,  $f_N = 0.5/T$

La caractéristique de délai de groupe est encore ici parabolique. La fonction de transfert discrète est calculée par la sous-routine (RCOSR). En résumé:

NOM : RCOSR (SBANDW, FBW, TF, ALPHA, GA, LSAMPL, BAUD, LDIM

PAR. D'ENTREE : SBANDW, FBW, ALPRO, GDRO, LSAMPL, BAUD, LSIM

PAR. DE SORTIE : TF(1) (I = 1,2048).

```

C
C      SUBROUTINE RCOSR(SBANDW,FBW,TF,ALPHA,GA,LSAMPL,BAUD,
C      1LDIM)
C
C      THIS IS A TRANSFER FUNCTION OF A ROOT RAISED COSINE FILTER.
C
C      VIRTUAL TF(1)
C      COMPLEX TF
C      NO=LDIM/2
C      NO1=NO+1
C      IF(ALPHA.EQ.0.)ALPHA=.0001
C      FN=LDIM*(FBW/SBANDW)
C      F1=(1.-ALPHA)*FN
C      F2=(1.+ALPHA)*FN
C      IFN=IFIX(FN)
C      IF1=IFIX(F1)+1
C      IF2=IFIX(F2)+1
C      A1=3.141593/(2.*FLOAT(IFN))
C      TF(1)=CMPLX(1.,0.)
C      DO 1 I=2,IF1
1      TF(I)=CMPLX(1.,0.)
C      JK=IF1+1
C      DO 2 J=JK,IF2
C      I=J-1
2      A=(3.141593/(2.*ALPHA))*((FLOAT(I)/FLOAT(IFN))-1.)
C      TF(J)=CMPLX(SQRT(.5*(1.-SIN(A))),0.)
C      JF=IF2+1
C      DO 3 I=JF,NO1
3      TF(I)=CMPLX(0.,0.)
C      C=GA*(-2.*3.141593)/(3.*10.**3)
C      R=BAUD*FLOAT(LSAMPL)/FLOAT(LDIM)
C      DO 4 I=1,NO1
C      AI=R*FLOAT(I)
C      PHI=C*(AI**3)
4      TF(I)=TF(I)*CMPLX(COS(PHI),SIN(PHI))
C      NO2=NO1+1
C      DO 5 I=NO2,LDIM
5      TF(I)=CONJG(TF(LDIM+2-I))
C      RETURN
C      END

```



#### 4.4 FILTRE DU TYPE "CHEBYSHEV" (CHEBY)

La fonction de transfert d'un filtre Chebyshev (ou Butterworth, etc...) peut se représenter sous forme polynômiale dans le plan S ( $S = \sigma + j\omega$ ), par exemple:

$$TF(S) = \frac{1}{\sum_{i=1}^M C_i S^{i-1}}$$

de sorte que, si les  $C_i$  sont connus, la fonction TF(S) est déterminée. En représentant TF(S) par l'axe imaginaire du plan S, on obtient la réponse en fréquence. Ainsi, par exemple, pour un filtre Chebyshev de type 1, de 5ième ordre (4 pôles) et avec 0.5 dB d'ondulation, les coefficients sont:

$$C_1 = 0.37905, \quad C_2 = 1.02546, \quad C_3 = 1.71687, \quad C_4 = 1.19739, \quad C_5 = 1$$

la sous-routine CHEBY accepte des polynômes jusqu'au 11ième ordre ( $M_{max} = 11$ ).  $C_M$  doit toujours être unitaire.

NOM : CHEBY(SBANDW, FBW, TF, LDIM, C, IC)

PAR. D'ENTREE : SBANDW, FBW, LDIM, C, IC

PAR. DE SORTIE : TF(1) (I = 1.2048).

C  
C  
C  
C  
C

SUBROUTINE CHEBY(SBANDW,FBW,TF,LDIM,C,IC)

THIS IS A TRANSFER FUNCTION OF A CHEBYSHEV FILTER.

```

1  VIRTUAL TF(1)
    COMPLEX TF
    DIMENSION C(1)
    C(IC+1)=1.
    JK=IC+2
    DO 1 I=JK,11
      C(I)=0.
      DW=(SBANDW/FBW)/FLOAT(LDIM/2)
      NO=LDIM/2
      DO 2 I=2,NO
        W=DW*FLOAT(I-1)
        SX=((( (-C(11)*W**2+C(9))*W**2-C(7))*W**2+
          1C(5))*W**2-C(3))*W**2+C(1)
        SY=(((C(10)*W**3-C(8)*W)*W**2+C(6)*W)*W**2-
          1C(4)*W)*W**2+C(2)*W
        TF(I)=C(1)*CMPLX(SX,-SY)/(SX**2+SY**2)
      I2=LDIM+2-I
2  TF(I2)=CONJG(TF(I))
    TF(1)=CMPLX(1.,0.)
    TF(NO+1)=CMPLX(0.,0.)
    RETURN
  END

```

#### 4.5 FILTRE DONT LES CARACTERISTIQUES SONT SPECIFIEES (MEASUR)

Pour un filtre qui n'est pas standard, on peut mesurer les caractéristiques d'amplitude et de phase et, à l'aide de techniques d'ajustement de courbes, obtenir deux ensembles de coefficients  $CA(I)$ ,  $CP(I)$ , ( $I = 1, 2, \dots, M$ ), pour former un polynôme pour chacune des caractéristiques:

$$A(f) = \sum_{I=1}^M CA(I) f^I + CA(0)$$

$$P(f) = \sum_{I=1}^M CP(I) f^I$$

A partir de ces deux polynômes la sous-routine MEASUR calcule la fonction de transfert complexe discrète pour un  $M_{\max} = 13$ . Sommaire:

NOM : MEASUR (SBANDW, FBW, TF, LDIM, CA, CP)

PAR. D'ENTREE : SBANDW, FBW, LDIM, CA, CP)

PAR. DE SORTIE : TF(1), (I = 1.2048).

C  
C  
C  
C  
C

SUBROUTINE MEASUR(SBANDW,FBW,TF,LDIM,CA,CP)

THIS IS A TRANSFER FUNCTION OF A MEASURED FILTER.

VIRTUAL TF(1)  
COMPLEX TF  
DIMENSION CA(1),CP(1)  
NH=LDIM/2  
DW=(SBANDW/FBW)/FLOAT(LDIM/2)  
DO 4 I=2,NH  
W=DW\*FLOAT(I-1)  
F1=W  
F2=F1\*F1  
F3=F2\*F1  
F4=F2\*F2  
F5=F4\*F1  
F6=F3\*F3  
F7=F6\*F1  
F8=F4\*F4  
F9=F8\*F1  
F10=F9\*F1  
F11=F10\*F1  
F12=F6\*F6  
F13=F12\*F1  
X=CA(1)\*F1+CA(2)\*F2+CA(3)\*F3+CA(4)\*F4+CA(5)\*F5+  
1CA(6)\*F6+CA(7)\*F7+CA(8)\*F8+CA(9)\*F9+CA(10)\*F10+  
2CA(11)\*F11+CA(12)\*F12+CA(13)\*F13+CA(14)  
Y=CP(1)\*F1+CP(2)\*F2+CP(3)\*F3+CP(4)\*F4+CP(5)\*F5+  
1CP(6)\*F6+CP(7)\*F7+CP(8)\*F8+CP(9)\*F9+CP(10)\*F10+  
2CP(11)\*F11+CP(12)\*F12+CP(13)\*F13  
IF(X.LT.0.)GO TO 5  
Y=Y/57.2957795  
XX=X\*COS(Y)  
YY=X\*SIN(Y)  
SS=CA(14)  
XX=XX/SS  
YY=YY/SS  
TF(I)=CMPLX(XX,-YY)  
I2=LDIM+2-I  
TF(I2)=CONJG(TF(I))  
CONTINUE  
TF(1)=CMPLX(1.,0.)  
TF(NH+1)=CMPLX(0.,0.)  
RETURN  
END

4  
5  
C

#### 4.6 SOUS-ROUTINES DE CHARGEMENT DES SIGNAUX

Pour la simulation de systèmes de communication, les codes devant représenter les signaux complexes dans la bande de base devraient satisfaire au moins les deux critères suivants:

1. Ils devraient être représentatifs de toutes les séquences possibles.
2. Ils devraient être d'une longueur compatible avec les facilités de traitement disponibles.

A cause des limites du système PDP-11/60 utilisé, on choisit une séquence PN d'une longueur de 127 symboles. Cette séquence est générée au moyen de 7 étages de registres à décalage bouclés une seule fois comme l'indique la figure 6.

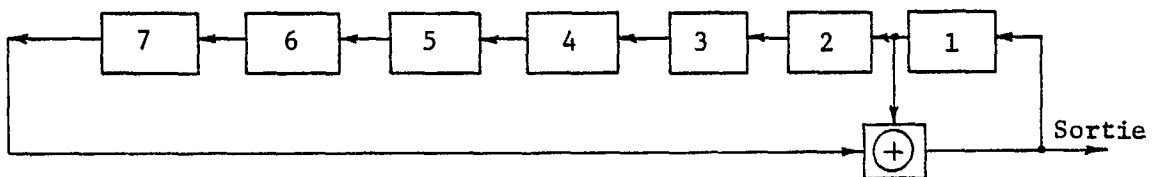


Fig. 6. Générateur de séquence PN.

Avec 16 échantillons par symbole le nombre total d'échantillons vaut 2032; mais, comme le nombre d'échantillons doit être une puissance entière de 2 pour les opérations de FFT, le premier symbole est additionné aux 16 derniers échantillons de sorte que le nombre total d'échantillons atteigne 2048.

Le signal modulé s'exprime comme:

$$S(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (4.6.1)$$

dans laquelle  $A(t)$  représente l'information dans le cas d'une modulation d'amplitude,  $\phi(t)$  l'information pour une modulation de phase et  $\omega_c$  est la fréquence angulaire de la porteuse. Sous forme équivalente:

$$S(t) = X(t) \cos \omega_c t - Y(t) \sin \omega_c t \quad (4.6.2)$$

avec  $X(t) = A(t) \cos \phi(t) \quad (4.6.3)$

$$Y(t) = A(t) \sin \phi(t) \quad (4.6.4)$$

$X(t)$  et  $Y(t)$  sont des fonctions orthogonales et on définit le signal complexe équivalent dans la bande de base comme:

$$U(t) = X(t) + jY(t) \quad (4.6.5)$$

Le bloc diagramme de la figure 7 représente le modulateur qui réalise cette fonction. Comme la fréquence porteuse n'apporte aucune information, celle-ci peut être éliminée du processus. La partie réelle

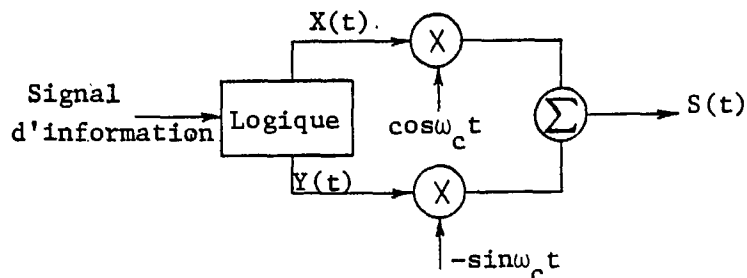


Fig. 7. Modulateur.

du signal complexe dans la bande de base est entrée dans la branche du modulateur en phase avec la porteuse et qu'on appelle canal I, alors que la partie imaginaire est entrée dans la branche en quadrature qu'on appelle canal Q. Les signaux présents dans les canaux I et Q vont différer en fonction des méthodes de modulation.

4.6.1 BPSK

La phase peut assumer deux valeurs  $0^\circ$  et  $180^\circ$  et se représente ainsi par un nombre binaire, i.e. à partir des séquences PN. Si on normalise à l'unité la puissance de signal:

$$A^2(t)/2 = 1 \quad \text{et} \quad A(t) = \sqrt{2}$$

et, comme  $\phi(t) = 0^\circ$  ou  $180^\circ$ ,  $\sin\phi(t) = 0$  et la composante en quadrature est toujours nulle. La composante en phase prendra donc les valeurs  $\pm\sqrt{2}$ . La table 3 résume les valeurs de  $X(t)$  et  $Y(t)$  en fonction des données binaires.

$\phi(t)$	$X(t)$	$Y(t)$	PN Séquence
$0^\circ$	$\sqrt{2}$	0	1
$180^\circ$	$-\sqrt{2}$	0	-1

Table 3. Signaux BPSK.

4.6.2 QPSK

Dans ce cas-ci, l'alphabet comporte quatre éléments et les valeurs possibles sont choisies comme  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  et  $315^\circ$  de sorte que  $\cos\phi(t)$  et  $\sin\phi(t)$  peuvent prendre les seules valeurs  $\pm 1/\sqrt{2}$ . On génère le signal QPSK à partir de deux ensembles de registres à décalage identiques mais dont l'état initial diffère; l'un génère  $X(t)$ , l'autre  $Y(t)$ . La table 4 montre les relations entre  $X(t)$ ,  $Y(t)$  et  $PN_1$ ,  $PN_2$ .

$\phi(t)$	X(t)	Y(t)	PN <sub>1</sub>	PN <sub>2</sub>
45°	1	1	1	1
135°	-1	1	-1	1
225°	-1	-1	-1	-1
315°	1	-1	1	-1

Table 4. Signaux QPSK.

#### 4.6.3 OQPSK

La procédure est la même qu'en QPSK, sauf que l'on décale le signal Y(t) d'un demi symbole par rapport à X(t).

#### 4.6.4 MSK

C'est la même chose que le OQPSK, à l'exception que l'on donne à chaque symbole la forme d'une fonction sinusoïdale.

#### 4.6.5 Identification des sous-routines

Les sous-routines utilisées sont:

LOADB(DATA, IPNI, LSAMPL, LDIM)      pour le BPSK  
 LOADQ(DATA, IPNI, IPNQ, LSAMPL, LDIM)      pour le QPSK  
 LOADO(DATA, IPNI, IPNQ, LSAMPL, LDIM)      pour le OQPSK  
 LOADM(DATA, IPNI, IPNQ, LSAMPL, LDIM)      pour le MSK

PAR. D'ENTREE : LSAMPL, LDIM

PAR. DE SORTIE : DATA(I), IPNI(K), IPNQ(K), (I = 1,2048)  
 (K = 1,127)



avec DATA(I) le signal complexe dans la boucle de base comportant 2048 échantillons et IPNI(K), IPNQ(K) les signaux X(t) et Y(t) respectivement.

```

SUBROUTINE LOADB(DATA,IPNI,LSAMPL,LDIM)
C
C
C THIS SUBROUTINE IS TO LOAD THE BPSK SIGNAL TO THE
C SYSTEM.
C
VIRTUAL DATA(1)
COMPLEX DATA
DIMENSION NX(7),IPNI(1)
DATA NX/-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1/
DATA JLAST,JTAP/7,1/
KKK=2**JLAST
RT2=SQRT(2.)
I=0
DO 1 K=1,KKK
IF(I,EQ.JLAST)I=0
I=I+1
J=I-JTAP
IF(I,LE.JTAP)J=J+JLAST
NX(I)=NX(J)*NX(I)
IPNI(K)=NX(I)
J1=(K-1)*LSAMPL+1
J2=K*LSAMPL
X=RT2*FLOAT(NX(I))
DO 2 J3=J1,J2
2 DATA(J3)=CMPLX(X,0.)
1 CONTINUE
RETURN
END

```

```

SUBROUTINE LOADQ(DATA,IPNI,IPNQ,LSAMPL,LDIM)
C
C
C THIS SUBROUTINE GENERATES AN EQUIVALENT BASEBAND QPSK SIGNAL.
C
    VIRTUAL DATA(1)
    COMPLEX DATA
    DIMENSION IPNI(1),IPNQ(1),NX(7),NY(7)
    DATA NX(1),NX(2),NX(3),NX(4),NX(5),NX(6),NX(7)/-1,-1,
    1-1,-1,-1,-1,-1/
    DATA NY(1),NY(2),NY(3),NY(4),NY(5),NY(6),NY(7)/-1,-1,
    11,1,1,1,-1/
    DATA JLAST,JTAP/7,1/
    KKK=2**JLAST
    I=0
    DO 1 K=1,KKK
C
C GENERATING ONE SYMBOL
C
        IF(I.EQ.JLAST)I=0
        I=I+1
        J=I-JTAP
        IF(I.LE.JTAP)J=J+JLAST
        NX(I)=NX(I)*NX(J)
        NY(I)=NY(I)*NY(J)
        IPNI(K)=NX(I)
        IPNQ(K)=NY(I)
C
C LOAD INTO THE ARRAY TO BE FOURIER TRANSFORMED
C
        J1=(K-1)*LSAMPL+1
        J2=K*LSAMPL
        DO 2 J3=J1,J2
2          DATA(J3)=CMPLX(FLOAT(NX(I)),FLOAT(NY(I)))
1          CONTINUE
        RETURN
    END

```

```

SUBROUTINE LOAD0(DATA,IPNI,IPNQ,LSAMPL,LDIM)
C
C THIS SUBROUTINE GENERATES AN EQUIVALENT QPSK SIGNAL.
C
VIRTUAL DATA(1)
COMPLEX DATA
DIMENSION NX(7),NY(7),IPNI(1),IPNQ(1)
DATA NX(1),NX(2),NX(3),NX(4),NX(5),NX(6),NX(7)/-1,
1-1,-1,-1,-1,-1,-1/
DATA NY(1),NY(2),NY(3),NY(4),NY(5),NY(6),NY(7)/-1,
1-1,1,1,1,1,-1/
DATA JLAST,JTAP/7,1/
KKK=2**JLAST
I=0
DO 1 K=1,KKK
C GENERATION ONE SYMBOL
IF(I.EQ.JLAST)I=0
I=I+1
J=I-JTAP
IF(I.LE.JTAP)J=J+JLAST
NX(I)=NX(I)*NX(J)
NY(I)=NY(I)*NY(J)
IPNI(K)=NX(I)
IPNQ(K)=NY(I)
C LOAD INTO THE ARRAY TO BE FOURIER TRANSFORMED
J1=(K-1)*LSAMPL+1
J2=K*LSAMPL
DO 2 J3=J1,J2
2 DATA(J3)=CMPLX(FLOAT(NX(I)),FLOAT(NY(I)))
1 CONTINUE
IOFF=LSAMPL/2
LL=LDIM-1
DO 3 I=1,IOFF
XX=AIMAG(DATA(1))
DO 4 K=1,LL
4 DATA(K)=CMPLX(REAL(DATA(K)),AIMAG(DATA(K+1)))
3 DATA(LDIM)=CMPLX(REAL(DATA(LDIM)),XX)
RETURN
END)

```

```

SUBROUTINE LOADM(DATA,IPNI,IPNQ,LSAMPL,LDIM)
C
C THIS SUBROUTINE GENERATES AN EQUIVALENT MSK SIGNAL.
C
VIRTUAL DATA(1)
COMPLEX DATA
DIMENSION IPNI(1),IPNQ(1),SINL(16),NX(7),NY(7)
DATA NX(1),NX(2),NX(3),NX(4),NX(5),NX(6),NX(7)/-1,
1-1,-1,-1,-1,-1,-1/
DATA NY/-1,-1,1,1,1,1,-1/
DATA JLAST,JTAP/7,1/
KKK=2**JLAST
RT2=SQRT(2.)
L1=LSAMPL
DELTA=3.141593/LSAMPL
DO 1 L=1,L1
1 SINL(L)=SIN(L*DELTA)
I=0
DO 3 K=1,KKK
C GENERATING ONE SYMBOL
IF(I.EQ.JLAST)I=0
I=I+1
J=I-JTAP
IF(I.LE.JTAP)J=J+JLAST
NX(I)=NX(I)*NX(J)
NY(I)=NY(I)*NY(J)
IPNI(K)=NX(I)
IPNQ(K)=NY(I)
X=NX(I)
Y=NY(I)
C LOAD INTO THE ARRAY TO BE FOURIER TRANSFORMED
J1=(K-1)*LSAMPL+1
DO 2 JJ=1,L1
2 DATA(J2)=CMPLX(X*SINL(JJ),Y*SINL(JJ))
3 CONTINUE
IOFF=LSAMPL/2
LL=LDIM-1
DO 4 I=1,IOFF
XX=AIMAG(DATA(1))
DO 5 K=1,LL
5 DATA(K)=CMPLX(REAL(DATA(K)),AIMAG(DATA(K+1)))
4 DATA(LDIM)=CMPLX(REAL(DATA(LDIM)),XX)
RETURN
END

```

4.7 FILTRAGE DES SIGNAUX (FILTER)

La figure 8 représente le processus impliqué.

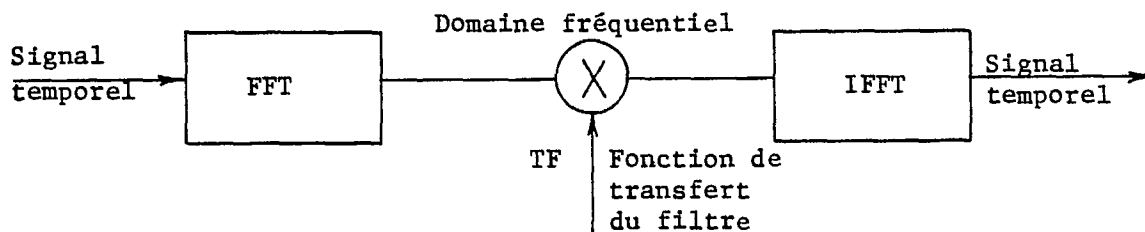


Fig. 8. Filtrage des signaux.

Un programme simplifié FOUREA extrait de "The Programs for Digital Processing" (IEEE Press, 1979), est utilisé pour le calcul des FFT et IFFT. En résumé:

NOM : FILTER (SIGNAL, TF, LDIM)

PAR. D'ENTREE : SIGNAL, TF, LDIM

PAR. DE SORTIE : SIGNAL

SOUS-ROUTINE REQUISE : FOUREA (SIGNAL, LDIM, ISI)

ISI = -1 FFT  
 = 1 IFFT

```
C
C
C      SUBROUTINE FILTER(SIGNAL,TF,LDIM)
C
C      FILTERING THE SIGNAL.
C
C      VIRTUAL SIGNAL(1),TF(1)
C      COMPLEX SIGNAL,TF
C      CALL FOUREA(SIGNAL,LDIM,-1)
C      DO 1 I=1,LDIM
1     SIGNAL(I)=SIGNAL(I)*TF(I)
C      CALL FOUREA(SIGNAL,LDIM,1)
C      RETURN
C      END
C
```

```

C
      SUBROUTINE FOUREA(A,N,ISI)
C
C
C   FAST FOURIER TRANSFORM OF A.
C
      VIRTUAL A(1)
      COMPLEX A,TEMP,W
      PI=4.*ATAN(1.)
      FN=N
      J=1
      DO 80 I=1,N
      IF(I-J)30,40,40
30     TEMP=A(J)
      A(J)=A(I)
      A(I)=TEMP
      40     M=N/2
      50     IF(J-M)70,70,60
      60     J=J-M
      M=(M+1)/2
      GO TO 50
      70     J=J+M
      80     CONTINUE
      MMAX=1
      90     IF(MMAX-N)100,130,130
      100    ISTEP=2*MMAX
      DO 120 M=1,MMAX
      THETA=PI*FLOAT(ISI*(M-1))/FLOAT(MMAX)
      W=CMPLX(COS(THETA),SIN(THETA))
      DO 110 I=M,N,ISTEP
      J=I+MMAX
      TEMP=W*A(J)
      A(J)=A(I)-TEMP
      A(I)=A(I)+TEMP
      110    CONTINUE
      120    CONTINUE
      MMAX=ISTEP
      GO TO 90
      130    IF(ISI)160,140,140
      140    DO 150 I=1,N
      A(I)=A(I)/FN
      150    CONTINUE
      160    RETURN
      END
C
C

```



4.8 CALCUL DE LA PUISSANCE MOYENNE (POWER)

La puissance moyenne du signal modulé est donnée par:

$$MP = \frac{X^2(t) + Y^2(t)}{2} \quad (4.8.1)$$

et comme le nombre total d'échantillons vaut LDIM:

$$MP = \sum_{I=1}^{LDIM} \frac{[X^2(I) + Y^2(I)]}{2 \times LDIM} \quad (4.8.2)$$

avec  $t = I\Delta t$  et  $\Delta t = 1$ , l'espacement temporel. En résumé:

NOM : POWER (DATA, LDIM, MP)

PAR. D'ENTREE : DATA, LDIM

PAR. DE SORTIE : MP

```
C
      SUBROUTINE POWER(DATA,LDIM,MP)
C
C
C   COMPUTE THE MEAN POWER OF SIGNAL.
C
      VIRTUAL DATA(1)
      COMPLEX DATA
      REAL MP
      MP=0.
      DO 10 I=1,LDIM
      MP=MP+((CABS(DATA(I)))**2)
10    CONTINUE
      MP=MP/FLOAT(LDIM)/2.
      RETURN
      END
C
```

#### 4.9 MODELISATION DES NON-LINEARITES: HPA et TWT

Afin de modéliser les non-linéarités du canal par satellite, on a utilisé pour le HPA et le TWT des caractéristiques tirées d'un document Intelsat [Intelsat TDMA/DSI System Specifications, 8G-42-65E, June 1980]. En général, les non-linéarités dans un système peuvent être représentées par une composante non-linéaire en phase et une composante non-linéaire en quadrature [E19]. Ainsi, si le signal complexe dans la bande de base est:

$$S(t) = X(t) + jY(t) \quad (4.9.1)$$

à la sortie d'un élément non-linéaire, on obtiendra:

$$S_o(t) = X'(t) + jY'(t) \quad (4.9.2)$$

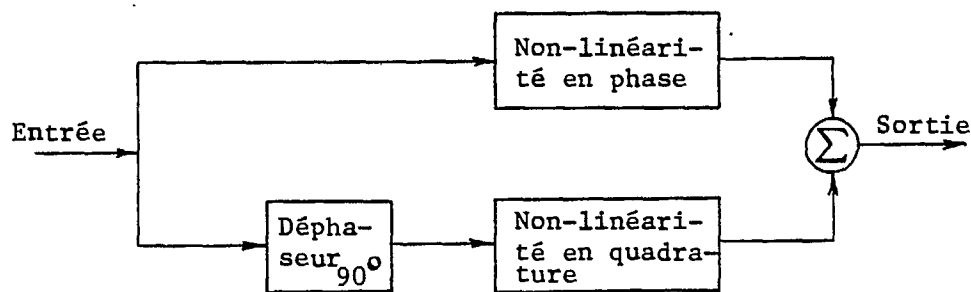


Fig. 9. Modèle des non-linéarités.

avec 
$$X'(t) = X(t)p(t) - Y(t)q(t) \quad (4.9.3)$$

$$Y'(t) = X(t)q(t) + Y(t)p(t) \quad (4.9.4)$$

$p(t)$  étant la non-linéarité en phase et  $q(t)$  la non-linéarité en quadrature; ces deux non-linéarités provoqueront des effets de conversion AM/AM et AM/PM. On peut aussi les exprimer comme:

$$r(t)p[r(t)] = \sum_{i=1}^M a_{2i-1} [r(t)]^{2i-1} \quad (4.9.5)$$

$$r(t)q[r(t)] = \sum_{i=1}^M b_{2i-1} [r(t)]^{2i-1} \quad (4.9.6)$$

$$r(t) = \sqrt{X^2(t) + Y^2(t)} \quad (4.9.7)$$

Dans ces expressions M représente l'ordre des polynômes et tous les coefficients ( $a_i$ ,  $b_i$ ) pairs sont nuls. On obtient la valeur des coefficients par ajustement de courbes.

Pour rendre la simulation indépendante de la puissance absolue de saturation des éléments non-linéaires, on normalise par rapport à la puissance moyenne en supposant que la puissance est unitaire lorsque le point de "back off" est à 0 dB. Si on opère à B dB de "back-off", le signal d'entrée normalisé s'écrira donc:

$$Si. \text{ norm.}(t) = \frac{Si.(t)}{\sqrt{MP}} 10^{-B/20} \quad (4.9.8)$$

Enfin, il faut aussi calculer le déphasage à la sortie  $\tan^{-1} \left[ \frac{q(r)}{p(r)} \right]$  de façon à pouvoir le compenser plus tard à l'aide de la sous-routine SYNC. En résumé:

NOM : HPA(DATA, LDIM, BACKOFH, PSH1FH, MP1)  
TWT(DATA, LDIM, BAKOFT, PSH1FT, MP2)

PAR. D'ENTREE : DATA, LDIM, BAKOFH, BAKOFT, MP1, MP2

PAR. DE SORTIE : DATA, PSH1FH, PSH1FT.

C  
C  
C  
C

SUBROUTINE HPA(DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,MP1)

COMPUTE THE HPA OUTPUT.

VIRTUAL DATA(1)

COMPLEX DATA

REAL MP1,MPH

DATA ZPMAX,ZQMAX,VMAX,VO/1.068,.928,1.414,1./

DATA A1,A3,A5,A7,A9,A11,A13,A15,A17/1.916288,

1-9.358132E-1,1.942392E-1,-2.332262E-2,1.840305E-2,

2-4.282407E-3,0.,0.,0./

DATA B1,B3,B5,B7,B9,B11,B13,B15,B17/-5.9659E-2,

11.907669,-1.846724,8.615552E-1,-1.990954E-1,

21.815157E-2,0.,0.,0./

P(X)=((((((A17\*X\*\*2+A15)\*X\*\*2+A13)\*X\*\*2+A11)\*X\*\*2+  
1A9)\*X\*\*2+A7)\*X\*\*2+A5)\*X\*\*2+A3)\*X\*\*2+A1

ZP(X)=P(X)\*X

Q(X)=((((((B17\*X\*\*2+B15)\*X\*\*2+B13)\*X\*\*2+B11)\*X\*\*2+  
1B9)\*X\*\*2+B7)\*X\*\*2+B5)\*X\*\*2+B3)\*X\*\*2+B1

ZQ(X)=Q(X)\*X

Z(X)=SQRT(ZP(X)\*\*2+ZQ(X)\*\*2)

TWTIN=VO\*10.\*\*(-BAKOFH/20.)

TWTOUT=Z(TWTIN)

PSHIFT=ATAN(ZQ(TWTIN\*1.414)/ZP(TWTIN\*1.414))

WRITE(1,1)TWTIN,TWTOUT,PSHIFT

1     FORMAT(5X,'THE HPA'S TWTIN=',F10.6,2X,'TWTOUT=',  
1F10.6,2X,'PSHIFT=',F10.6)

FNORMI=TWTIN/SQRT(MP1)

DO 2 I=1,LDIM

2     DATA(I)=DATA(I)\*FNORMI

CALL POWER(DATA,LDIM,MPH)

WRITE(1,3)MPH

3     FORMAT(5X,'THE HPA'S NORMAL INPUT POWER=',F15.6)

DO 5 I=1,LDIM

X=REAL(DATA(I))

Y=AIMAG(DATA(I))

R=SQRT(X\*\*2+Y\*\*2)

IF(R.GT.VMAX)GO TO 4

DATA(I)=CMPLX(P(R)\*X-Q(R)\*Y,P(R)\*Y+Q(R)\*X)

GO TO 5

4     DATA(I)=CMPLX(ZPMAX\*X-ZQMAX\*Y,ZQMAX\*X+ZPMAX\*Y)/R

5     CONTINUE

RETURN

END

```

C
      SUBROUTINE TWT(DATA,LDIM,BAKOFT,PSHIFT,MP2)
C
C
C COMPUTE THE TWT OUTPUT.
C
      VIRTUAL DATA(1)
      COMPLEX DATA
      REAL MP2,MPT
      DATA ZFMAX,ZQMAX,VMAX,UO/.986,1.017,1.414,1./
      DATA A1,A3,A5,A7,A9,A11,A13,A15,A17/2.185509,
      1-1.934083,9.807836E-1,-2.313386E-1,1.963266E-2,
      20.,0.,0.,0./
      DATA B1,B3,B5,B7,B9,B11,B13,B15,B17/2.641891E-1,
      11.338875,-9.973087E-1,2.675812E-1,-2.400961E-2,
      20.,0.,0.,0./
      F(X)=(((((((A17*X**2+A15)*X**2+A13)*X**2+A11)*X**2+
      1A9)*X**2+A7)*X**2+A5)*X**2+A3)*X**2+A1
      ZF(X)=F(X)*X
      Q(X)=(((((((B17*X**2+B15)*X**2+B13)*X**2+B11)*X**2+
      1B9)*X**2+B7)*X**2+B5)*X**2+B3)*X**2+B1
      ZQ(X)=Q(X)*X
      Z(X)=SQRT(ZF(X)**2+ZQ(X)**2)
      TWTIN=UO*10.**(-BAKOFT/20.)
      TWTOUT=Z(TWTIN)
      PSHIFT=ATAN(ZQ(TWTIN*1.414)/ZF(TWTIN*1.414))
      WRITE(1,1)TWTIN,TWTOUT,PSHIFT
1     FORMAT(5X,'THE TWT'S TWTIN=',F10.6,2X,'TWTOUT=',
      1F10.6,2X,'PSHIFT=',F10.6)
      FNORMI=TWTIN/SQRT(MP2)
2     DO 2 I=1,LDIM
      DATA(I)=DATA(I)*FNORMI
      CALL POWER(DATA,LDIM,MPT)
      WRITE(1,3)MPT
3     FORMAT(5X,'THE TWT'S NORMAL INPUT POWER=',F15.6)
      DO 5 I=1,LDIM
      X=REAL(DATA(I))
      Y=AIMAG(DATA(I))
      R=SQRT(X**2+Y**2)
      IF(R.GT,VMAX)GO TO 4
      DATA(I)=CMPLX(F(R)*X-Q(R)*Y,F(R)*Y+Q(R)*X)
      GO TO 5
4     DATA(I)=CMPLX(ZFMAX*X-ZQMAX*Y,ZQMAX*X+ZFMAX*Y)/R
5     CONTINUE
      RETURN
      END
C

```

4.10 CALCUL DE L'ENERGIE PAR SYMBOLE (ENERGY)

L'énergie par symbole vaut:

$$EB = \frac{\text{Puissance moyenne du signal}}{\text{BAUD}}$$

dans laquelle BAUD est le taux de transmission des symboles. En résumé:

NOM : ENERGY(DATA, EB, BAUD, LDIM)

PAR. D'ENTREE : DATA, BAUD, LDIM

PAR. DE SORTIE : EB

#### 4.11 CALCUL DE LA PUISSANCE DE BRUIT (HHGG)

La puissance de bruit à la sortie du filtre F4 est donnée

par:

$$\text{PNOISE} = \int_{-\infty}^{\infty} N_{\text{in}}(f) |TF4(f)|^2 df \quad (4.11.1)$$

où  $N_{\text{in}}(f)$  est la densité spectrale de puissance du bruit que l'on assume blanc et de valeur  $\frac{1}{2}$ . Ainsi

$$\text{PNOISE} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |TF4(f)|^2 df \quad (4.11.2)$$

En résumé:

NOM : HHGG(TF, PNOISE, LSAMPL, LDIM, SBANDW)

PAR. D'ENTREE : TF, LSAMPL, LDIM, SBANDW

PAR. DE SORTIE : PNOISE



```
C      SUBROUTINE ENERGY(DATA,EB,BAUD,LDIM)
C
      VIRTUAL DATA(1)
      COMPLEX DATA
      WATTS=0.
      DO 1 I=1,LDIM
1      WATTS=WATTS+((CABS(DATA(I)))**2)
      WATTS=WATTS/FLOAT(LDIM)
      EB=WATTS/BAUD
      RETURN
      END
C
```

```
                SUBROUTINE HHGG(TF,PNOISE,LSAMPL,LDIM,SBANDW)
C
C THIS SUBROUTINE COMPUTES THE EFFECTIVE NOISE(PNOISE) AT
C THE OUTPUT OF THE RECEIVER FILTER.
    VIRTUAL TF(1)
    COMPLEX TF
    SUM=0.
    DO 1 L=1,LDIM
    HH=(CABS(TF(L)))*2
1    SUM=SUM+HH
    PNOISE=SUM*SBANDW/FLOAT(LDIM)/2.
    WRITE(1,2)PNOISE
2    FORMAT(2X,'PNOISE=',F7.3)
    RETURN
    END
```

#### 4.12 SYNCHRONISATION DES DONNEES (SYNC)

Les délais causés par les filtres et les déphasages dûs aux non-linéarités doivent être compensés au récepteur si l'on veut décoder correctement les signaux.

A cette fin, on génère les 16 échantillons d'un seul symbole et on les passe à travers les 4 filtres; les échantillons sont alors sommés à partir de différents points de départ et la position de départ qui donne la somme maximum est choisie pour représenter le délai. Ce délai est donc exprimé en termes de nombre d'échantillons. On l'annule par une rotation appropriée des données.

Pour le déphasage, la procédure est immédiate. En résumé:

NOM : SYNC(DATAI, DATAO, PSHIFT, TF1, TF2, TF3, TF4,  
LSAMPL, LDIM)  
PAR. D'ENTREE : DATAI, PSHIFT, TF1, TF2, TF3, TF4, LSAMPL, LDIM  
PAR DE SORTIE : DATAO  
SOUS-ROUTINES : FILTER, FOUREA  
APP.

```

SUBROUTINE SYNC(DATAI,DATAO,PSHIFT,TF1,TF2,TF3,TF4,
1LSAMPL,LDIM)
C
C THIS SUBROUTINE SYNCHRONIZES THE TRANSMITTED AND RECEIVED
C DATA.
C
VIRTUAL DATAI(1),DATAO(1),DATA(2048)
VIRTUAL TF1(1),TF2(1),TF3(1),TF4(1),TF(2048)
COMPLEX TF1,TF2,TF3,TF4,TF,EPS
COMPLEX DATAI,DATAO,DATA
DO 1 I=1,LSAMPL
1 DATA(I)=CMPLX(1.,0.)
L1=LSAMPL+1
DO 2 I=L1,LDIM
2 DATA(I)=CMPLX(0.,0.)
DO 3 I=1,LDIM
3 TF(I)=TF1(I)*TF2(I)*TF3(I)*TF4(I)
CONTINUE
CALL FILTER(DATA,TF,LDIM)
SUM=0.
DO 5 K=1,LDIM
I2=K+LSAMPL-1
TSUM=0.
DO 4 I=K,I2
J=I
4 IF(J.GT,LDIM)J=J-LDIM
TSUM=TSUM+REAL(DATA(J))
IF(TSUM,LT,SUM) GO TO 5
SUM=TSUM
NDELAY=K
CONTINUE
5
C
C PERFORM PHASE SHIFT COMPENSATION
C
EPS=CMPLX(COS(PSHIFT),-SIN(PSHIFT))
DO 6 I=1,LDIM
6 DATAO(I)=DATAI(I)*EPS
C
C PERFORM DELAY COMPENSATION
C
DO 9 K=1,NDELAY
DO 7 I=2,LDIM
7 DATA(I-1)=DATAO(I)
DATA(LDIM)=DATAO(1)
DO 8 I=1,LDIM
8 DATAO(I)=DATA(I)
9 CONTINUE
WRITE(1,10) NDELAY
10 FORMAT(5X,'THE TIME DELAY=',I4)
RETURN
END
C

```

4.13 DECODAGE PAR ECHANTILLONNAGE (DECQDB, DECQDQ, DECQDM)

Au décodeur, chaque symbole reçu est échantillonné à l'instant qui correspond à l'ouverture maximale du diagramme de l'oeil; il est alors comparé avec les séquences originales IPNI et IPNQ et on détecte ainsi les erreurs causées uniquement par l'interférence entre symboles. C'est l'amplitude de  $A_1$  de ces échantillons qui sera utilisée pour le calcul de la probabilité d'erreur de ce symbole.

Règle générale, un bruit gaussien à bande étroite peut être représenté par ses composantes en phase et un quadrature:

$$n(t) = n_X(t) \cos \omega_c t - n_Y(t) \sin \omega_c t \quad (4.13.1)$$

dans laquelle  $n_X(t)$  et  $n_Y(t)$  sont des processus identiques, gaussiens et indépendants:

$$p(n_X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-n_X^2/2\sigma^2} \quad (4.13.2)$$

$$p(n_Y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-n_Y^2/2\sigma^2} \quad (4.13.3)$$

avec  $\sigma^2 =$  la variance de  $n_X$  et  $n_Y =$  la puissance du bruit si le signal reçu est:

$$S(t) = S_X(t) \cos \omega_c t - S_Y(t) \sin \omega_c t \quad (4.13.4)$$

en présence de bruit on aura:

$$\begin{aligned} S_r(t) &= [S_X(t) + n_X(t)] \cos \omega_c t - [S_Y(t) + n_Y(t)] \sin \omega_c t \\ &= X(t) \cos \omega_c t - Y(t) \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (4.13.5)$$

où

$$X(t) = S_X(t) + n_X(t) \quad (4.13.6)$$

$$Y(t) = S_Y(t) + n_Y(t) \quad (4.13.7)$$

Sur la figure 10 qui représente le diagramme de phase on constate que la probabilité qu'un symbole reçu soit en erreur correspond tout simplement à la probabilité que le vecteur résultant (S+N) tombe en dehors de la bonne région.

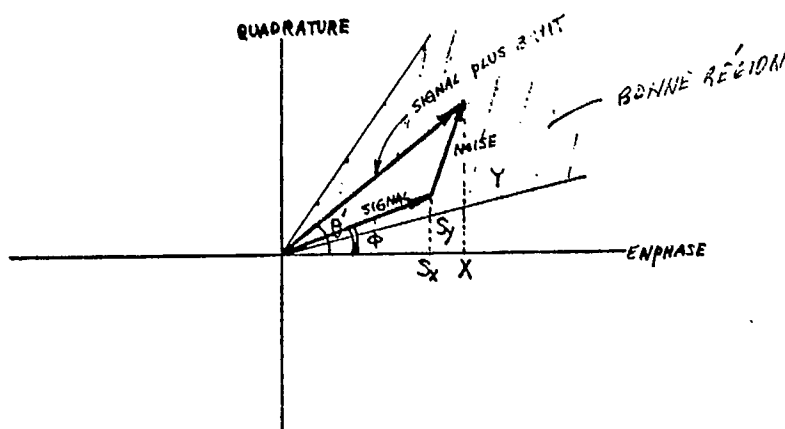


Fig. 10. Diagramme de phase.

La densité de probabilité conjointe de X et de Y est :

$$p(X,Y) = p(X)p(Y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{[(X-S_X)^2 + (Y-S_Y)^2]}{2\sigma^2}} \quad (4.13.8)$$

c'est-à-dire en coordonnées polaires :

$$p(R,\theta') = \frac{R}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{[R^2+A^2-2RA \cos(\theta'-\phi)]}{2\sigma^2}} \quad (4.13.9)$$

avec

$$R(t) = \sqrt{X^2(t) + Y^2(t)} \quad (4.13.10)$$

$$A(t) = \sqrt{S_X^2(t) + S_Y^2(t)} \quad (4.13.11)$$

$$\phi(t) = \text{Tan}^{-1}[S_Y(t)/S_X(t)] \quad (4.13.12)$$

$$\theta'(t) = \text{Tan}^{-1}[Y(t)/X(t)] \quad (4.13.13)$$

De plus:

$$\begin{aligned} p(\theta') &= \int_0^{\infty} p(R, \theta') dR \\ &= \frac{e^{-\rho}}{2\pi} + \frac{\sqrt{\rho}}{\pi} \cos(\theta' - \phi) \text{erfc}[-\sqrt{\rho} \cos(\theta' - \phi)] \end{aligned}$$

ou bien:

$$p(\theta) = \frac{e^{-\rho}}{2\pi} + \frac{\sqrt{\rho}}{\pi} \cos \theta \text{erfc}[-\sqrt{\rho} \cos \theta] \quad (4.13.14)$$

Dans cette dernière expression:

$$\text{erfc}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_z^{\infty} e^{-u^2} du, \quad \text{la fonction d'erreur complémentaire}$$

$$\theta = \theta' - \phi$$

$$\rho = \frac{A^2}{2\sigma^2}, \quad \text{le rapport signal-à-bruit}$$

La figure 11 montre la densité de probabilité  $p(\theta)$  d'un symbole reçu.

A cause de l'interférence entre symboles, le symbole reçu ne tombera pas exactement au centre de la bonne région mais sera quelque peu déplacé. Les limites entre les régions seront  $\pm \frac{\pi}{L} - \beta$ ,  $L$  représentant le nombre de phases du système et  $\beta$  le déplacement de phase causé par l'interférence entre symboles. La probabilité d'erreur pour un symbole reçu

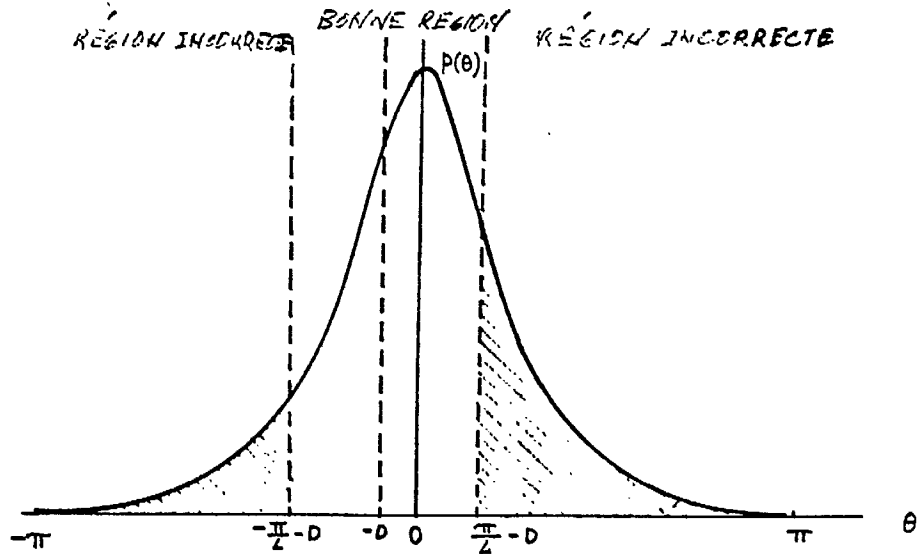


Fig. 11. Densité de phase  $p(\theta)$  pour signal + bruit.

est donc les deux zones hachurées sous la courbe  $p(\theta)$ .

Si l'interférence entre symboles est très prononcée des symboles reçus peuvent se trouver en erreur même en l'absence de bruit gaussien. C'est le cas que l'on représente en figure 12.

Dans ce cas la probabilité d'erreur deviendra:

1- Probabilité (que le bruit ramène le signal dans la bonne région).

S'appuyant sur les principes généraux que l'on vient d'énoncer la probabilité d'erreur pour chaque symbole dans le cas des quatre méthodes de modulation considérées pourra s'écrire:

POUR LE BPSK

$$PE(I) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\rho}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\frac{A(I)}{\sqrt{2\sigma}}\right] \quad (4.13.15)$$



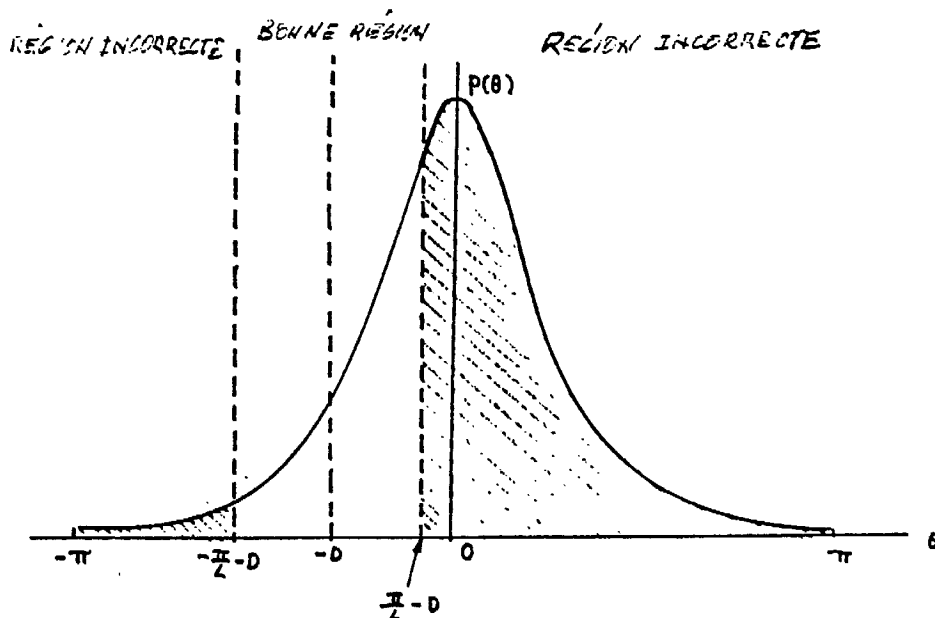


Fig. 12. Effet de l'interférence entre symboles.

POUR LE QPSK, LE OQPSK ET LE MSK

$$PE(I) = PE_I(I) + PE_Q(I) - PE_I(I) \times PE_Q(I) \quad (4.13.16)$$

avec

$$PE_I(I) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{A_I(I)}{\sqrt{2\sigma}} \right] \quad (4.13.17)$$

$$PE_Q(I) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{A_Q(I)}{\sqrt{2\sigma}} \right] \quad (4.13.18)$$

La probabilité d'erreur totale sera donc:

$$PE = \frac{1}{NSYMB} \sum_{I=1}^{NSYMB} PE(I) \quad (4.13.19)$$

Pour les sous-routines:

NOM : DECODB(DATA, LSAMPL, PNOISE, IPNI, NSYMB,  
EBNOB, PEIB, NSNR, EB)

DECODQ(DATA, LSMAPL, PNOISE, IPNI, IPNQ, NSYMB,  
EBNOQ, PEIQ, NSNR, EB)

DECODO(DATA, LSAMPL, PNOISE, IPNI, IPNQ, NSYMB,  
EBNOO, PEIO, SNNR, EB)

DECODM(DATA, LSAMPL, PNOISE, IPNI, IPNQ, NSYMB,  
EBNOM, PEIM, NSNR, EB)

PAR. D'ENTREE : DATA, LSAMPL, PNOISE, IPNI, IPNQ, NSYMB,  
NSNR, EB

PAR. DE SORTIE : EBNOB, PEIB  
EBNOQ, PEIQ  
EBNOO, PEIO  
EBNOM, PEIM

SOUS-ROUTINE APPELEES : ERF(Y,Z) Y: entrée, Z: sortie.

```

SUBROUTINE DECODEB(DATA,LSAMPL,PNOISE,IPNI,NSYMB,
1EBNOB,PEIB,NSNR,EB)

```

```

C
C
C
C

```

```

THIS SUBROUTINE IS TO DECODE THE RECEIVED BPSK SIGNAL.

```

```

VIRTUAL DATA(1)
COMPLEX DATA
DIMENSION EBNOB(1),PEIB(1),IPNI(1)
NERORB=0
DO 1 I=1,NSNR
1  PEIB(I)=0.
MIDDLE=7
DO 2 K=1,NSYMB
DO 3 M=1,NSNR
J1=(K-1)*LSAMPL+1
J2=J1+MIDDLE
AXBAR=(REAL(DATA(J2))+REAL(DATA(J2+1)))/2.
INDEXX=0
IF(SIGN(1.,AXBAR).NE.IPNI(K))INDEXX=1
IF(INDEXX.EQ.1)NERORB=NERORB+1
DO 4 M=1,NSNR
SNR=PNOISE*EB*(10.**(-.1*FLOAT(M)))
SIGMA=SQRT(SNR)
ARG=(ABS(AXBAR))/(SIGMA*SQRT(2.))
IF(ARG.GT.12.)ARG=12.
CALL ERFC(ARG,EX)
EX=.5*EX
IF(INDEXX.EQ.1)EX=1.-EX
IF(EX.LT.1.E-15)EX=0.
4  PEIB(M)=PEIB(M)+EX
2  CONTINUE
DO 5 I=1,NSNR
PEIB(I)=PEIB(I)/FLOAT(NSYMB)
5  EBNOB(I)=FLOAT(I)
WRITE(1,10)
10  FORMAT(5X,'EB/NO,DB',10X,'PROB.OF ERROR')
WRITE(01,20)(EBNOB(I),PEIB(I),I=1,NSNR)
20  FORMAT(5X,F5.1,10X,E13.6)
WRITE(1,25)NERORB
25  FORMAT(5X,'THE ERROR DUE TO ISI:',I5)
TYPE 10
TYPE 20,(EBNOB(I),PEIB(I),I=1,NSNR)
TYPE 25,NERORB
RETURN
END

```

```

SUBROUTINE DECODQ(DATA,LSAMPL,PNOISE,IPNI,IPNQ,
1NSYMB,EBNOQ,FEIQ,NSNR,EB)

```

```

C
C THIS SUBROUTINE DECODES THE RECEIVED QPSK DATA.
C

```

```

VIRTUAL DATA(1)
COMPLEX DATA
DIMENSION EBNOQ(1),FEIQ(1),IPNI(1),IPNQ(1)
NERORQ=0
DO 1 I=1,NSNR
1 FEIQ(I)=0.
MIDDLE=7
DO 3 K=1,NSYMB
J1=(K-1)*LSAMPL+1
J2=J1+MIDDLE
AXBAR=(REAL(DATA(J2))+REAL(DATA(J2+1)))/2.
AYBAR=(AIMAG(DATA(J2))+AIMAG(DATA(J2+1)))/2.
INDEXX=0
IF(SIGN(1.,AXBAR).NE.IPNI(K)) INDEXX=1
INDEXY=0
IF(SIGN(1.,AYBAR).NE.IPNQ(K)) INDEXY=1
IF((INDEXX.EQ.1).OR.(INDEXY.EQ.1)) NERORQ=NERORQ+1

```

```

C
C COMPUTE THE PROBABILITY OF ERROR FOR THIS SYMBOL.
C

```

```

DO 2 M=1,NSNR
SNR=PNOISE*EB*(10.**(-.1*FLOAT(M)))
SIGMA=SQRT(SNR)
ARG=(ABS(AXBAR))/(SIGMA*SQRT(2.))
IF(ARG.GT.12) ARG=12.
CALL ERFC(ARG,EX)
EX=.5*EX
IF(INDEXX.EQ.1)EX=1.-EX
ARG=(ABS(AYBAR))/(SIGMA*SQRT(2.))
IF(ARG.GT.12) ARG=12.
CALL ERFC(ARG,EY)
EY=.5*EY
IF(INDEXY.EQ.1) EY=1.-EY
IF(EX.LT.1.E-15)EX=0.
IF(EY.LT.1.E-15)EY=0.
2 PEIQ(M)=PEIQ(M)+(EX+EY-EX*EY)
3 CONTINUE
DO 5 I=1,NSNR
PEIQ(I)=PEIQ(I)/FLOAT(NSYMB)
5 EBNOQ(I)=FLOAT(I)-3
WRITE(1,10)
10 FORMAT(5X,'EB/NO, DB',10X,'PROB.OF ERROR')
WRITE(01,20)(EBNOQ(I),FEIQ(I),I=1,NSNR)
WRITE(02,20)(EBNOQ(I),FEIQ(I),I=1,NSNR)
20 FORMAT(5X,F5.1,10X,E13.6)
WRITE(1,25) NERORQ
25 FORMAT(5X,'THE ERROR DUE TO ISI IS:',I5)
TYPE 10
TYPE 20,(EBNOQ(I),FEIQ(I),I=1,NSNR)
TYPE 25,NERORQ
RETURN
END

```

```

C

```

SUBROUTINE DECODO(DATA,LSAMPL,PNOISE,IPNI,IPNQ,  
INSYMB,EBNOO,PEIO,NSNR,EB)

216.

```
C
C THIS SUBROUTINE DECODES THE RECEIVED QPSK DATA.
C
      VIRTUAL DATA(1)
      COMPLEX DATA
      DIMENSION EBNOO(1),PEIO(1),IPNI(1),IPNQ(1)
      NERORO=0
      DO 1 I=1,NSNR
1      PEIO(I)=0.
      MIDDLE=7
      DO 20 I=1,8
      XX=AIMAG(DATA(2048))
      DO 10 J=2,2048
10      K=2050-J
      DATA(K)=CMPLX(REAL(DATA(K)),AIMAG(DATA(K-1)))
20      DATA(1)=CMPLX(REAL(DATA(1)),XX)
      DO 4 K=1,NSYMB
      J1=(K-1)*LSAMPL+1
      J2=J1+MIDDLE
      AXBAR=(REAL(DATA(J2))+REAL(DATA(J2+1)))/2.
      AYBAR=(AIMAG(DATA(J2))+AIMAG(DATA(J2+1)))/2.
      INDEXX=0
      IF(SIGN(1.,AXBAR).NE.IPNI(K)) INDEXX=1
      INDEXY=0
      IF(SIGN(1.,AYBAR).NE.IPNQ(K)) INDEXY=1
      IF((INDEXX.EQ.1).OR.(INDEXY.EQ.1))NERORO=NERORO+1
C
C COMPUTE THE PROBABILITY OF ERROR FOR THIS SYMBOL
C
      DO 2 M=1,NSNR
      SNR=PNOISE*EB*(10.**(-.1*FLOAT(M)))
      SIGMA=SQRT(SNR)
      ARG=(ABS(AXBAR))/(SIGMA*SQRT(2.))
      IF(ARG.GT.12) ARG=12.
      CALL ERFC(ARG,EX)
      EX=.5*EX
      IF(INDEXX.EQ.1) EX=1.-EX
      ARG=(ABS(AYBAR))/(SIGMA*SQRT(2.))
      IF(ARG.GT.12.) ARG=12.
      CALL ERFC(ARG,EY)
      EY=.5*EY
      IF(INDEXY.EQ.1) EY=1.-EY
      IF(EX.LT.1.E-15) EX=0.
      IF(EY.LT.1.E-15) EY=0.
2      PEIO(M)=PEIO(M)+(EX+EY-EX*EY)
4      CONTINUE
      DO 5 I=1,NSNR
      PEIO(I)=PEIO(I)/FLOAT(NSYMB)
5      EBNOO(I)=FLOAT(I)-3
      WRITE(1,100)
100     FORMAT(5X,'EB/NO',10X,'PROB.OF ERROR')
      WRITE(01,200)(EBNOO(I),PEIO(I),I=1,NSNR)
      WRITE(03,200)(EBNOO(I),PEIO(I),I=1,NSNR)
200     FORMAT(5X,F5.1,10X,E13.6)
      WRITE(1,250) NERORO
250     FORMAT(5X,'THE ERROR DUE TO ISI IS:',I5)
      TYPE 100
      TYPE 200,(EBNOO(I),PEIO(I),I=1,NSNR)
      TYPE 250,NERORO
      RETURN
      END
```

```

C
C THIS SUBROUTINE DECODES THE RECEIVED MSK DATA.
C
      VIRTUAL DATA(1)
      COMPLEX DATA
      DIMENSION EBNOM(1),PEIM(1),IPNI(1),IPNQ(1)
      RT2=SQRT(2.)
      NERORM=0
      DO 1 I=1,NSNR
1      PEIM(I)=0.
      MIDDLE=7
      DO 4 I=1,8
      XX=AIMAG(DATA(2048))
      DO 2 J=2,2048
2      K=2050-J
      DATA(K)=CMPLX(REAL(DATA(K)),AIMAG(DATA(K-1)))
4      DATA(1)=CMPLX(REAL(DATA(1)),XX)
      DO 6 K=1,NSYMB
      J1=(K-1)*LSAMPL+1
      J2=J1+MIDDLE
      AMPLIX=(REAL(DATA(J2))+REAL(DATA(J2+1)))/2.
      AMPX=AMPLIX
3      AMPLIY=(AIMAG(DATA(J2))+AIMAG(DATA(J2+1)))/2.
      AMPY=AMPLIY
      INDEXX=0
      INDEXY=0
      IF(SIGN(1.,AMPX).NE.IPNI(K))INDEXX=1
      IF(SIGN(1.,AMPY).NE.IPNQ(K))INDEXY=1
      IF((INDEXX.EQ.1).OR.(INDEXY.EQ.1))NERORM=NERORM+1
      DO 5 M=1,NSNR
      SNR=PNOISE*EB*(10.**(-.1*FLOAT(M)))
      SIGMA=SQRT(SNR)
      ARG=(ABS(AMPX))/(SIGMA*RT2)
      IF(ARG.GT.12.)ARG=12.
      CALL ERFC(ARG,EX)
      EX=.5*EX
      IF(INDEXX.EQ.1)EX=1.-EX
      IF(EX.LT.1.E-15)EX=0.
      ARG=(ABS(AMPY))/(SIGMA*RT2)
      IF(ARG.GT.12.)ARG=12.
      CALL ERFC(ARG,EY)
      EY=.5*EY
      IF(INDEXY.EQ.1)EY=1.-EY
      IF(EY.LT.1.E-15)EY=0.
5      PEIM(M)=PEIM(M)+EX+EY-EX*EY
6      CONTINUE
      DO 7 I=1,NSNR
      PEIM(I)=PEIM(I)/FLOAT(NSYMB)
7      EBNOM(I)=FLOAT(I)-3
      WRITE(1,10)
10     FORMAT(5X,'EB/NO',10X,'PROB. OF ERROR')
      WRITE(01,20)(EBNOM(I),PEIM(I),I=1,NSNR)
      WRITE(04,20)(EBNOM(I),PEIM(I),I=1,NSNR)
20     FORMAT(5X,F5.1,10X,E13.6)
      WRITE(1,25)NERORM
25     FORMAT(5X,'THE ERROR DUE TO ISI IS:',I5)
      TYPE 10
      TYPE 20,(EBNOM(I),PEIM(I),I=1,NSNR)
      TYPE 25,NERORM
      RETURN
      END

```

## SUBROUTINE ERFC(Y,Z)

C  
 C THIS SUBROUTINE COMPUTES THE COMPLEMENTARY ERROR FUNCTION.  
 C

```

DIMENSION A(10),F(8),Q(9)
DATA C/1.1283792/
DATA A(1),A(2),A(3),A(4),A(5),A(6),A(7),A(8),A(9),
1A(10)/1.,-.3333333,.1,-.023809238,.46296296E-2,
2-.75757576E-3,1.0683761E-4,-1.327513E-5,
31.4589169E-6,-1.4503855E-7/
DATA F(1),F(2),F(3),F(4),F(5),F(6),F(7),F(8)/
1883.47894,1549.6793,1347.1941,723.04,255.50049,
259.24001,8.3765311,.56418956/
DATA Q(1),Q(2),Q(3),Q(4),Q(5),Q(6),Q(7),Q(8),Q(9)/
1883.47894,2546.5785,3337.2214,2606.712,1333.57,
2460.28512,105.50025,14.847012,1./

```

```

C
5 KRET=1
X=Y
MD=0
10 ISW=2
IF(X.GE.0.) GO TO 15
ISW=1
X=-X
15 IF(KRET.NE.2) GO TO 60
IF(X.LE.5.5) GO TO 20
Z=1.
IF(ISW.EQ.1) Z=-1.
GO TO 100
20 IF(X.LE..47) GO TO 45
KRET=1
25 SN=F(8)
SD=Q(9)
DO 30 J=1,7
I=8-J
SN=SN*X+F(I)
30 CONTINUE
DO 35 J=1,8
I=9-J
SD=SD*X+Q(I)
35 CONTINUE
Z=SN/SD*EXP(-X*X)
IF(KRET.NE.1) GO TO 40
Z=1.-Z
IF(ISW.NE.2)Z=-Z
GO TO 100
40 IF(ISW.NE.2)Z=2.-Z
IF(MD.NE.0)Z=.5*Z

```

```
GO TO 100
45 XX=X*X
   Z=A(10)
   DO 50 J=1,9
   I=10-J
   Z=Z*XX+A(I)
50 CONTINUE
   Z=C*Z*X
   IF(KRET.NE.2) GO TO 55
   IF(ISW.NE.2)Z=-Z
   GO TO 100
55 Z=1.-Z
   GO TO 40
60 IF(X.LE.9.) GO TO 65
   Z=0.
   GO TO 40
65 IF(X.LE..47) GO TO 70
   KRET=2
   GO TO 25
70 IF(X.GT.1.E-15) GO TO 45
   Z=1.
   GO TO 40
100 RETURN
END
C
```



#### 4.14 TRACE DES COURBES $P_e$ vs $E_b/N_0$ (DRAW)

Ce programme lit 4 groupes de données (EBNOB, PEIB), (EBNOQ, PEIQ), (EBNOO, PEIO) et (EBNOM, PEIM) pour tracer les 4 courbes de probabilité d'erreur sur un Tektronix 4015 (ou 4006) et produit des copies permanentes à partir d'un Tektronic 4631. Certaines sous-routines de la librairie PLOT 10 SONT utilisées. En résumé:

NOM : DRAW(EBNOB, PEIB, EBNOQ, PEIQ, EBNOO, PEIO,  
EBNOM, PEIM, NSNR)

PAR. D'ENTREE : Même chose que dans la parenthèse

PAR. DE SORTIE : DRAW

SOUS-ROUTINES APPELEES :

##### 1. En librairie

INITT(240); Départ, vitesse à 240 caractères/seconde

DWINDO(XMIN, XMAX, YMIN, YMAX): fenêtre virtuelle en coordonnées de l'utilisateur

TWINDO(MINX, MAXX, MINY, MAXY): fenêtre de l'écran en coordonnées de l'écran

LOGTRN(2) : Echelle log. en y, échelle linéaire en x

MOVEA(X,Y) : Déplacement en (X,Y) en coordonnées de l'utilisateur

DRAWSA(X,Y) : Dessin jusqu'à (X,Y) en coordonnées de l'utilisateur

DASHSA(X,Y,L) : Dessin jusqu'à (X,Y) en coordonnées polaires transformées. L représente le type de tracé:

L = 1 points

L = 2 points et tirets

L = 3 tirets courts

L = 4 tirets longs

2. Sous-routine écrite

GRID2 : Dessin de la grille de coordonnées

```

C
SUBROUTINE DRAW(EBNOB,PEIB,EBNOQ,PEIQ,EBNOD,PEIO,
1EBNOM,PEIM,NSNR)
C
DIMENSION EBNOB(1),PEIB(1),EBNOQ(1),PEIQ(1)
DIMENSION EBNOD(1),PEIO(1),EBNOM(1),PEIM(1)
DIMENSION X(13),Y(13)
M=NSNR
MB=M
MQ=M
MO=M
MM=M
DO 1 I=1,M
IF(PEIB(I).LE.1.E-10)GO TO 3
GO TO 1
3 MB=I
GO TO 4
1 CONTINUE
4 CONTINUE
DO 2 J=1,M
IF(PEIQ(J).LE.1.E-10)GO TO 5
GO TO 2
5 MQ=J
GO TO 6
2 CONTINUE
6 CONTINUE
DO 7 K=1,M
IF(PEIO(K).LE.1.E-10)GO TO 8
GO TO 7
8 MO=K
GO TO 9
7 CONTINUE
9 CONTINUE
DO 10 L=1,M
IF(PEIM(L).LE.1.E-10)GO TO 11
GO TO 10
11 MM=L
GO TO 12
10 CONTINUE
12 CONTINUE
DO 20 J=1,13
X(J)=FLOAT(J)-3
AJ=SQRT(10.**(.1*J))
CALL ERFC(AJ,EY)
Y(J)=.5*EY
20 CONTINUE
CALL INITT(240)
CALL DWINDO(-2.,25.,1.E-10,1.)
CALL TWINDO(100,600,100,700)
CALL LOGTRN(2)
CALL GRID2
CALL MOVEA(X(1),Y(1))
DO 30 I=2,13

```

```
30    CALL DRAWSA(X(I),Y(I))
      CALL MOVEA(EBNOB(1),PEIB(1))
      DO 40 I=2,MB
40    CALL DASHSA(EBNOB(I),PEIB(I),1)
      CALL MOVEA(EBNOQ(1),PEIQ(1))
      DO 45 I=2,MQ
45    CALL DASHSA(EBNOQ(I),PEIQ(I),2)
      CALL MOVEA(EBNOD(1),PEIOD(1))
      DO 50 I=2,MO
50    CALL DASHSA(EBNOD(I),PEIOD(I),3)
      CALL MOVEA(EBNOM(1),PEIM(1))
      DO 55 I=2,MM
55    CALL DASHSA(EBNOM(I),PEIM(I),4)
      RETURN
      END
```

C

SUBROUTINE GRID2

C

```
      DMIN=1.E-10
      DMAX=1.
      X=0.
      DO 100 I=1,26
      CALL MOVEA(X,DMIN)
      CALL DRAWSA(X,DMAX)
100    X=X+1.
      DMIN=0.
      DMAX=25.
      Y=10.**(-10)
      DO 200 I=1,11
      CALL MOVEA(DMIN,Y)
      CALL DRAWSA(DMAX,Y)
200    Y=10.**(-10+I)
      RETURN
      END
```

C

4.15 MARQUAGE DES FIGURES (LEGEND)

Cette sous-routine fait d'abord appel à SCURSR qui fait apparaître un curseur sur l'écran. Ce curseur peut être positionné au moyen de contrôles sur le terminal. On tape un caractère (à l'exception de S) pour fixer les positions et on peut alors taper les caractères requis. La touche "RETURN" fait apparaître les caractères sur l'écran en même temps que le curseur à nouveau; on peut dès lors recommencer la procédure. Après avoir fait une copie on tape le caractère "S" pour mettre fin à l'opération. En bref:

## SOUS-ROUTINES EN LIBRAIRIE:

- SCURSR(WORD, IX, IY) : Fait apparaître le curseur, localise sa position en (IX, IY). Lorsqu'un mot a été tapé, place ce mot en (IX, IY)
- PNTABS(IX, IY) : Fait apparaître un point en (IX, IY)
- ANMODE : Terminal en mode "caractère"
- CHRSIZ(ICHAR) : Choisit la taille des caractères
- ICHAR = 1 : 35 lignes, 74 caractères/ligne
- " 2 : 38 lignes, 81 caractères/ligne
- " 3 : 58 lignes, 121 caractères/ligne
- " 4 : 64 lignes, 133 caractères/ligne
- ALIN(NCHAR, IARRAY) : Accepte un groupe de caractères du terminal en format Fortran A1
- NCHAR : Nombre maximum de caractères pouvant être entrés
- IARRAY : Identifie le champ où sont emmagasinés les caractères
- ALOUT(NCHAR, IARRAY) : Sortie du groupe de caractères ayant été acceptés à partir du terminal



#### 4.16 CALCUL ET TRACE DU SPECTRE DE PUISSANCE (SPECT)

On utilise ici un programme extrait de "The Programs for Digital Signal Processing" (IEEE Press, 1979).

Pour le calcul de l'estimé du spectre de puissance d'un processus stationnaire dont  $x(n)$  serait une séquence typique, on décompose  $x(n)$  en  $K$  sous-séquences  $x_r(n)$  de longueur  $L$  échantillons et d'espacement  $D$  échantillons. Ainsi:

$$x_r(n) = x[n+(r-1)D], \quad r = 1, 2, \dots, k \quad (4.16.1)$$

Pour chacune des sous-séquences  $x_r(n)$ , on évalue la FFT limitée  $X_r(k)$ :

$$X_r(k) = \sum_{n=0}^{L-1} x_r(n) \omega(n) e^{-j \frac{2\pi}{L} nk} \quad (4.16.2)$$

dans laquelle  $\omega(n)$  représente une fenêtre appropriée. Le périodogramme  $I_r(f_k)$  vaut alors:

$$I_r(f_k) = \frac{1}{u} |X_r(k)|^2 \quad (4.16.3)$$

avec  $f_k = \frac{k}{L} =$  DFT fréquence

$$u = \sum_{n=0}^{L-1} \omega^2(n) = \text{énergie dans la fenêtre.}$$

L'estimé du spectre de puissance  $\hat{S}_X(f_k)$  se calcule:

$$\hat{S}_X(f_k) = \frac{1}{k} \sum_{r=1}^K I_r(f_k) = \frac{1}{Ku} \sum_{r=1}^K |X_r(k)|^2 \quad (4.16.4)$$

L'estimé du spectre de puissance est donc la somme pondérée des périodogrammes de chacune des sous-séquences individuelles. On montre que l'espérance mathématique de l'estimé satisfait l'équation:

$$\begin{aligned}
 E[\hat{S}_X(f_k)] &= \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} H(f) S_X(f_k - f) df \\
 &= H(f) * S_X(f)
 \end{aligned}
 \tag{4.16.5}$$

avec

$$H(f) = |W(e^{j2\pi f})|^2$$

$$W(e^{-j2\pi f}) = \sum_{n=0}^{L-1} \omega(n) e^{-j2\pi f n}$$

$S_X(f)$  est le vrai spectre de puissance du processus et l'équation précédente indique que la moyenne de l'estimé est le vrai spectre de puissance en convolution avec le module au carré de la transformée de la fonction fenêtre.

On peut utiliser deux fenêtres: rectangulaire et de Hamming.

La fenêtre rectangulaire:

$$w_R(n) = \begin{cases} 1, & -\frac{(N-1)}{2} \leq n \leq \frac{N-1}{2} \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases}
 \tag{4.16.6}$$

et dans le domaine des fréquences:

$$W_R(e^{j\omega}) = \frac{\sin\left(\frac{\omega N}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)}
 \tag{4.16.7}$$

Sous forme généralisée, la fenêtre de Hamming:

$$\begin{aligned}
 W_H(n) &= \alpha + (1-\alpha) \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right), & -\frac{(N-1)}{2} \leq n \leq \frac{N-1}{2} \\
 &= 0, & \text{ailleurs}
 \end{aligned}
 \tag{4.16.8}$$

Quand  $\alpha$  vaut 0.54 on a la fenêtre de Hamming et quand  $\alpha$  vaut 0.50 on a la fenêtre de Hanning. Dans le domaine fréquentiel:



$$W_H(e^{j\omega}) = \alpha W_R(e^{j\omega}) + \frac{1-\alpha}{2} W_R[e^{j(\omega - \frac{2\pi}{N})}] + \frac{1-\alpha}{2} W_R[e^{j(\omega + \frac{2\pi}{N})}] \quad (4.16.9)$$

Les propriétés de symétrie de la DFT de séquences réelles permettent le calcul de la DFT de deux séquences à partir d'une seule DFT. Pour une séquence réelle  $x(n)$ , de période  $N$  échantillons, la DFT  $X(k)$  doit satisfaire:

$$\begin{cases} \text{Re}[X(k)] = \text{Re}[X(N-k)] \\ \text{Im}[X(k)] = -\text{Im}[X(N-k)] \end{cases} \quad (4.16.10)$$

Ainsi, pour deux séquences périodiques réelles  $x(n)$  et  $y(n)$ , toutes les deux de période  $N$  échantillons, et possédant des DFT de  $N$  Points  $X(k)$  et  $Y(k)$  respectivement, on peut définir une séquence complexe  $z(n)$ :

$$z(n) = x(n) + jy(n) \quad (4.16.11)$$

de sorte que:

$$\begin{aligned} Z(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} [x(n) + jy(n)] e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} \\ &= X(k) + jY(k) \end{aligned} \quad (4.16.12)$$

et:

$$\begin{cases} Z(k) \cdot Z^*(k) = |X(k)|^2 + |Y(k)|^2 \\ Z(N-k) \cdot Z^*(N-k) = |X(N-k)|^2 + |Y(N-k)|^2 \end{cases} \quad (4.16.13)$$

Cette procédure permet de réduire le temps de calcul. En résumé:

NOM : SPECT(SIGNAL, LDIM, IWIN)

PAR. D'ENTREE : SIGNAL, LDIM, IWIN = 1, rectangulaire  
= 2, Hamming

PAR. DE SORTIE : SIGNAL, PLOT

SOUS-ROUTINES APPELEES:

1. En librairie:

ERASE effaçage de l'écran

DWINDO, TWINDO, MOVEA, DRAWSA

2. Sous-routine écrite:

GRID1 dessin de la grille des coordonnées

```
C
C
C COMPUTE THE POWER SPECTRUM OF SIGNAL USING THE PERIODOGRAM
C METHODE.
C IWIN=1,RECTANGULAR WINDOW;=2 HAMMING WINDOW.
C
    VIRTUAL SIGNAL(1),XA(2048),X(256)
    VIRTUAL SXX(129),WD(128),Y(128),IX(129)
    COMPLEX SIGNAL,X
    DATA L,M/128,256/
    DO 10 I=1,LDIM
10      XA(I)=REAL(SIGNAL(I))
        S=0.
        DO 20 I=1,LDIM
20          S=S+XA(I)
            S=S/FLOAT(LDIM)
            DO 30 I=1,LDIM
30          XA(I)=XA(I)-S
            MHLF=M/2+1
            NSECT=(LDIM-L/2)/(L/2)
            L1=L/2
            L2=L1+1
            KMX=(NSECT+1)/2
            U=FLOAT(L)
            IF(IWIN.NE.2)GO TO 60
            U=0.
            FL=FLOAT(L-1)
            TWOPI=8.*ATAN(1.)
            DO 50 I=1,L
            FI=FLOAT(I-1)
            WD(I)=.54-.46*COS(TWOPI*FI/FL)
50          U=U+WD(I)*WD(I)
60          CONTINUE
            DO 70 I=1,MHLF
70          SXX(I)=0.
            DO 80 I=1,L1
            J=1984+I
            K=64+I
            Y(I)=XA(I)
80          Y(K)=XA(J)
            DO 190 K=1,KMX
            DO 90 I=1,L1
            J=L1+I
90          X(I)=CMPLX(Y(J),0.)
            KL=(K-1)*L
            DO 100 I=1,L
            J=KL+I
100         Y(I)=XA(J)
            DO 110 I=1,L1
            J=I+L1
            X(J)=CMPLX(Y(I),Y(J))
110         X(I)=CMPLX(REAL(X(I)),Y(I))
            IF(IWIN.NE.2)GO TO 150
            DO 140 I=1,L
140         X(I)=X(I)*WD(I)
150         CONTINUE
            LP1=L+1
            DO 160 I=LP1,M
160         X(I)=CMPLX(0.,0.)
            CALL FOUREA(X,M,-1)
            DO 180 I=2,MHLF
            J=M+2-I
```

```

180     SXX(I)=SXX(I)+REAL(X(I)*CONJG(X(I))+
      1X(J)*CONJG(X(J)))
      SXX(1)=SXX(1)+REAL(X(1)*CONJG(X(1)))*2.
190     CONTINUE
      FNORM=2.*U*FLOAT(NSECT)
      DO 200 I=1,MHLF
200     SXX(I)=SXX(I)/FNORM
      SMAX=SXX(1)
      DO 210 I=1,MHLF
      TMP=ALOG10(SXX(I)/SMAX)
210     IX(I)=I
      SXX(I)=10.*TMP
      TYPE 500
      WRITE(1,500)
500     FORMAT(5X,'LOG POWER SPECTRUM')
      TYPE *,(IX(I),SXX(I),I=1,MHLF)
      WRITE(1,510)(IX(I),SXX(I),I=1,MHLF)
510     FORMAT(4(2X,I3,2X,F9.5))
      CALL ERASE
      CALL DWINDO(0.,129.,-60.,10.)
      CALL TWINDO(100,700,100,600)
      CALL GRID1
      XI=FLOAT(IX(1))
      CALL MOVEA(XI,SXX(1))
      DO 530 I=2,MHLF
      XI=FLOAT(IX(I))
      CALL DRAWSA(XI,SXX(I))
530     CONTINUE
540     RETURN
      END

C
      SUBROUTINE GRID1

C
C   DRAW THE COORDINATOR OF THE POWER SPECTRUM CURVE.
C
      DMIN=-60.
      DMAX=10.
      XMIN=0.
      XMAX=129.
      DO 10 I=1,8
      CALL MOVEA(XMIN,DMIN)
      CALL DRAWSA(XMAX,DMIN)
10     DMIN=DMIN+10.
      DMIN=-60.
      DO 20 I=1,9
      CALL MOVEA(XMIN,DMIN)
      CALL DRAWSA(XMIN,DMAX)
20     XMIN=XMIN+16.
      RETURN
      END

C

```

#### 4.17 TRACE DU DIAGRAMME DE L'OEIL (DEYE)

Le diagramme de l'oeil est tracé pendant une durée de 2 symboles pour le canal I. En résumé:

NOM : DEYE(DATA, LSAMPL, NSYMB)

PAR. D'ENTREE : DATA, LSAMPL, NSYMB

PAR. DE SORTIE : PLOT

##### SOUS-ROUTINES APPELEES:

En librairie : DWINDO

TWINDO

MOVEA

DRAWA(X,Y) dessin de (X,Y) en coordonnées de l'usager

DRAWSA

```
                SUBROUTINE DEYE(DATA,LSAMPL,NSYMB)
C
C
C   DRAW THE EYE DIAGRAM OF THE SIGNAL.
C
    VIRTUAL DATA(1)
    COMPLEX DATA
    DIMENSION TIME(32),AMPL(32)
    CALL DWINDO(0.,33.,-2.,2.)
    CALL TWINDO(100,800,100,600)
    CALL MOVEA(0.,0.)
    CALL DRAWA(32.,0.)
    N2=NSYMB/2
    JJ=2*LSAMPL
    DO 3 K=1,N2
    DO 1 I=1,JJ
    II=(K-1)*JJ+I
    AMPL(I)=REAL(DATA(II))
1   TIME(I)=FLOAT(I)
    CALL MOVEA(TIME(1),AMPL(1))
    DO 2 M=2,JJ
2   CALL DRAWSA(TIME(M),AMPL(M))
3   CONTINUE
    RETURN
    END
```

## 5. UTILISATION DES PROGRAMMES

Pour la première partie du programme, on utilisera un terminal VT-51 lorsque l'on ne désire que des résultats numériques; pour le tracé des courbes  $P_e$  vs  $E_b/N_0$ , il faut aller au terminal Tektronix.

A noter cependant que, si toutes les données de sorties devant être imprimées sont mémorisées sur un même disque, il n'en va pas de même pour les données qui serviront au tracé des courbes. En effet, ces données sont mémorisées dans des unités différentes, et ceci implique que si l'on désire les quatre courbes de  $P_e$  vs  $E_b/N_0$  sur un même graphe, il faudra faire tourner le programme pour le BPSK en dernier.

La table 5 illustre l'utilisation du programme SIMM. Après avoir tapé RUN SIMM, le programme affiche "SIMULATION OF MSK SYSTEM" et demande le INPUT BIRATE; l'utilisateur entre alors la valeur désirée, puis l'ordinateur demande BAKOFH, BAKOFT, et ainsi de suite. Quand tous les paramètres et caractéristiques ont été spécifiés, le calcul de la probabilité d'erreur s'effectue et les résultats sont affichés sur l'écran. Le calcul requiert environ 10 minutes.

La deuxième étape consiste à entrer DRAW ou DRAW1 pour le tracé des courbes  $P_e$  vs  $E_b/N_0$ . On utilise DRAW pour des filtres exprimés sous forme polynômiale (Chebyshev, Non-standard, etc...) et DRAW1 pour les filtres de type "Cosinus élevé".

Dans la deuxième partie du programme, la procédure est essentiellement la même sauf que le spectre de puissance et le diagramme de l'oeil sont tracés après chaque étape.

Après chaque tracé, un curseur apparaît, et, si on ne désire pas ajouter de caractères au graphe, il faut taper un "S" et la clé RETURN pour continuer le programme.

```

>RUN SIMM
SIMULATION OF RSK SYSTEM
INPUT BIRATE
2.4
INPUT BAKOFH AND BAKOFT
7.2
DECIDE THE TYPE OF FILTER 1 ID=1 CHEB,-2 RCOSE,-3 RCOS,-4 RCOSR,-5 MEASUR
2
INPUT FBV
4.
THE FILTER 1 IS RCOSE FILTER
INPUT ALPRE
-4.0.
INPUT GDRE
0
DECIDE THE TYPE OF FILTER 2 ID=1 CHEB,-2 RCOSE,-3 RCOS,-4 RCOSR,-5 MEASUR
3
INPUT FBV
4.
THE FILTER 2 IS A RCOS FILTER
INPUT ALPRC
-1
INPUT GDRC
0
DECIDE THE TYPE OF FILTER 3 ID=1 CHEB,-2 RCOSE,-3 RCOS,-4 RCOSR,-5 MEASUR
3
INPUT FBV
4.
THE FILTER 3 IS A RCOS FILTER
INPUT ALPRC
-2
INPUT GDRC
0
DECIDE THE TYPE OF FILTER 4 ID=1 CHEB,-2 RCOSE,-3 RCOS,-4 RCOSR,-5 MEASUR
4
INPUT FBV
4.
THE FILTER 4 IS A RCOSR FILTER
INPUT ALPRO
-4
INPUT GDRO
0.

EB/NO          PROB. OF ERROR
-2.0           0.365924E+00
-1.0           0.321534E+00
0.0            0.274929E+00
1.0            0.227293E+00
2.0            0.180245E+00
3.0            0.135757E+00
4.0            0.959318E-01
5.0            0.626443E-01
6.0            0.370981E-01
7.0            0.194633E-01
8.0            0.878581E-02
9.0            0.328914E-02
10.0           0.974907E-03
11.0           0.215739E-03
12.0           0.330936E-04
13.0           0.320487E-06
14.0           0.174032E-06
15.0           0.457027E-08
16.0           0.481420E-10
17.0           0.160836E-12
18.0           0.000000E+00
19.0           0.000000E+00
20.0           0.000000E+00
21.0           0.000000E+00
22.0           0.000000E+00
THE ERROR DUE TO ISI IS: 0
TT11 -- STOP

```

Table 5.



## CONCLUSION

Tout au long de cette étude, il nous est apparu clairement que certains axes de recherches devraient être prévilégiés dans le futur au détriment d'autres ne présentant qu'un intérêt mitigé. Nous dégagerons donc dans les lignes qui vont suivre les sujets de recherche majeurs sur lesquels une attention particulière devrait être portée.

La modulation analogique de type NBFM occupant 30 KHz de largeur de bande ne nous apparaît pas comme étant la meilleure solution pour un système radio-mobile relayé par satellite. Sa seule justification serait celle d'être compatible avec les systèmes cellulaires terrestres. Dégagée de cette contrainte, la modulation analogique de type NBFM occupant 10 KHz de largeur de bande et utilisant le companding syllabique serait plus avantageuse. Il serait recommandé toutefois, avant d'adopter une telle technique, de vérifier à l'aide de tests subjectifs la conclusion théorique à laquelle nous sommes arrivés, à savoir qu'un système NBFM avec companding est moins performant qu'un système NBFM sans companding lorsque son point d'opération se situe en-dessous du seuil de dégradation rapide.

Pour sa part, la technique de modulation SSB avec tonalité pilote offre un attrait certain. Contrairement au NBFM, les performances subjectives de cette technique de modulation se dégradent de façon plus graduelle lorsque le rapport signal sur bruit se détériore. Nous sommes de plus convaincus qu'un pré-traitement non-linéaire judicieux du signal vocal avant modulation résulterait en une amélioration substantielle des performances actuellement rapportées avec l'utilisation du companding syllabique.

Les efforts de recherches futurs devraient donc porter sur le traitement du signal vocal lui-même et non uniquement sur les techniques de modulation.

Les techniques les plus usuelles d'encodage numérique de la voix, comme le ADM ou le ADPCM, permettent d'obtenir une bonne qualité à des débits numériques de l'ordre de 16 à 32 Kbits/sec. De plus, les convertisseurs A/D et D/A requis existent maintenant souvent sous forme d'un simple circuit intégré.

D'autre part, des méthodes plus récentes, comme le LPC et plusieurs de ses variantes, permettent d'abaisser le débit jusqu'à 1 ou 2 Kbits/sec. à condition d'accepter une certaine détérioration dans la qualité et, surtout, le naturel de la voix. Mais une technique relativement nouvelle de quantification, soit la quantification vectorielle, promet des améliorations sensibles des performances en même temps qu'une plus grande immunité au bruit. Enfin, l'évolution très rapide de la technologie amène sur le marché des processeurs de signal spécialisés de plus en plus rapides et on peut espérer trouver, d'ici trois ou quatre ans, des vocodeurs de type LPC n'utilisant que quelques circuits intégrés à très haute densité; ces réalisations se prêteraient bien à des applications en radio-mobile par satellite.

Nous croyons qu'il est prématuré de recommander le MSK comme technique de modulation digitale. Bien qu'il soit certain que la mise en oeuvre de cette technique soit des plus simples, il n'est pas du tout certain que les performances de cette dernière soient des meilleures. Une étude sérieuse des divers autres types de modulation à enveloppe constante nous semble essentielle. Cette étude comparative devrait être effectuée sur or-

dinateur et tenir compte de l'effet des non-linéarités du canal ainsi que de l'interférence entre canaux. Ce n'est que par la suite qu'une décision plus éclairée pourra être prise.

Il reste beaucoup de place pour l'innovation technologique dans le secteur de la radio-mobile relayée par satellite. Non seulement les efforts d'innovation doivent porter sur la recherche de nouvelles formes de modulation de plus en plus performantes tant du point de vue taux d'erreurs que d'occupation minimale de largeur de bande, mais aussi sur les matérialisations de plus en plus simples et peu coûteuses de concepts théoriques connus depuis des années; tel est le cas des vocodeurs de type LPC et des décodeurs utilisant des algorithmes de type Viterbi. Ce qui n'est pas économiquement rentable aujourd'hui le deviendra demain.

