



Library Canada
Bibliothèque Queen
JUL 17 1998
Industrie Canada
Bibliothèque Queen

APPLICATION DES SATELLITES AU
DOMAINE DE LA RADIO-MOBILE CANADIENNE:
ETUDE DE SYSTEMES DE MODULATION

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
1983
v.5-6

Queen
P
91
C655
A66
1983
v.5-6

CENTRE DE RECHERCHES SUR LES COMMUNICATIONS

Faculté des Sciences Appliquées
Université de Sherbrooke

Industry Canada
Library Queen
JUL 17 1998
Industrie Canada
Bibliothèque Queen

**APPLICATION DES SATELLITES AU
DOMAINE DE LA RADIO-MOBILE CANADIENNE:
ETUDE DE SYSTEMES DE MODULATION**

pour
Ministère des Communications du Canada, Ottawa
Pour la réalisation complète du contrat no. OSU82-00209
du Ministère des Approvisionnements et Services, réalisé
du 24 août 1982 au 31 mars 1983

CRCS-83-02

Sherbrooke, Québec
27 avril 1983

~~COMMUNICATIONS CANADA
JAN 4 1984
LIBRARY BIBLIOTHÈQUE~~

Chercheur principal:
Roger Goulet
Chercheurs associés:
Noël Boutin
Koffi Defly
Sarto Morissette
Directeur CRCS

SOMMAIRE

Cette étude propose une série de programmes développés pour permettre une analyse des performances des méthodes de modulation BPSK, OQPSK et MSK sur un canal de transmission par satellite.

Le modèle permet la simulation d'un transmetteur linéaire ou non-linéaire, d'un filtre de transmission, d'un transpondeur linéaire ou non-linéaire, d'un filtre de réception et d'un détecteur cohérent. Les débits binaires peuvent être variés à volonté de même que les caractéristiques des filtres et des non-linéarités. De plus, la simulation de deux canaux adjacents a été incorporée et on peut obtenir le tracé du spectre de puissance des signaux et du diagramme de l'oeil après le passage à travers chacune des composantes du canal, de sorte qu'il est très facile d'évaluer l'influence individuelle de chaque composante. Enfin, on fait tracer directement les courbes de P_e vs E_b/N_0 en présence de bruit gaussien pour chaque méthode de modulation considérée.

Alors que la première partie de ce rapport décrit les différents programmes développés de même que leur mode d'utilisation, le second chapitre présente les résultats de simulation pour les trois méthodes de modulation, BPSK, OQPSK et MSK, dans un environnement linéaire avec ou sans interférence et dans un environnement non-linéaire, simple ou cascadié, encore une fois en présence ou non de canaux adjacents interférents.

S'il n'est pas possible de tirer de cette étude des conclusions très générales, on en dégage quand même certaines tendances, particulièrement en ce qui concerne la supériorité du BPSK dans des environnements plus difficiles. De toutes façons, notre objectif était surtout de démontrer la validité et la flexibilité du modèle de simulation proposé et nous croyons avoir atteint cet objectif.

TABLE DES MATIERES

SOMMAIRE.....	ii
TABLE DES MATIERES.....	iii
INTRODUCTION.....	iv
1. SIMULATION SUR ORDINATEUR DES PERFORMANCES SUR UN CANAL DE TRANSMISSION PAR SATELLITES EN PRESENCE DE 2 CANAUX ADJACENTS	1
1. Démarche générale.....	2
2. Première partie du programme.....	4
3. Seconde partie du programme.....	12
4. Description des sous-routines.....	37
4.1 Filtre de type "Racine carrée du cosinus élevé" avec égalisation $x/\sin x$ (RCOSE).....	37
4.2 Filtre de type "cosinus élevé" (RCOS).....	40
4.3 Filtre du type "racine carré de cosinus élevé" (RCOSR).....	42
4.4 Filtre de Gauss.....	44
4.5 Sous-routines de chargement des signaux.....	46
4.6 Filtrage des signaux (Filter).....	54
4.7 Calcul de la puissance moyenne (power).....	57
4.8 Modélisation des non-linéarités THP (transistor de puissance).....	59
4.9 Calcul de l'interférence entre canaux.....	63
4.10 Calcul de l'énergie par symbole (energy).....	71
4.11 Calcul de la puissance de bruit (HHGG).....	73
4.12 Synchronisation des données (SYNC).....	75
4.13 Décodage par échantillonnage (DECODB, DECODQ, DECODM).....	77
4.14 Tracé des courbes P_e vs E_b/N_o (DRAW).....	90
4.15 Marquage des figures (LEGEND).....	95
4.16 Calcul et tracé du spectre de puissance (SPECT).....	97
4.17 Tracé du diagramme de l'oeil (DEYE).....	104
5. Utilisation des programmes.....	106
2. RESULTATS DE LA SIMULATION.....	108
1. Absence de non-linéarité.....	109
1.1 1 seul canal.....	109
1.2 1 canal + 2 canaux adjacents.....	114
2. Présence de non-linéarités.....	118
2.1 1 canal - 1 non-linéarité.....	122
2.2 1 canal - 2 non-linéarité en cascade.....	126
2.3 1 canal + 2 canaux adjacents.....	130
CONCLUSION.....	156
BIBLIOGRAPHIE	

INTRODUCTION

Dans ce rapport, nous allons discuter d'un modèle de simulation représentant une liaison par satellite appliquée au domaine de la radio-mobile.

L'utilisation du concept de bande de base équivalente permet la simulation de différentes méthodes de modulation, quoique nous soyons limités pour cette année à trois méthodes distinctes, soit le BPSK, le OQPSK et le MSK. Dans une phase ultérieure, nous pourrions tout aussi bien représenter du TFM, diverses variantes du MSK ou de FSK, etc...

Le modèle permet la représentation de deux liaisons adjacentes d'un canal principal de sorte qu'il est aussi possible d'évaluer les performances de la liaison considérée en présence d'interférence.

Enfin, comme on peut varier à volonté différents paramètres, tels les types de filtres utilisés, le débit numérique et les non-linéarités inhérentes au transmetteur terrestre aussi bien qu'au satellite, le modèle de simulation devient suffisamment flexible pour pouvoir être adapté à la plupart des conditions normales d'opération dans un réseau mobile.

Le premier chapitre a pour but de faire comprendre à l'utilisateur l'ensemble du modèle de simulation et les procédures à suivre pour pouvoir l'utiliser correctement. Une première section explique d'abord la démarche générale qui a été suivie dans le développement du modèle alors que les deux sections suivantes décrivent l'ensemble du programme. Une quatrième section porte sur les sous-routines et une dernière de l'utilisation des programmes.

Le deuxième chapitre analyse les résultats de la simulation. Il est divisé en deux sections principales, la première ne considérant que le

cas de canaux linéaires, avec ou sans interférence, alors que la seconde est consacrée à l'effet d'un ou deux non-linéarités en cascade, encore une fois, avec ou sans interférence de canaux adjacents.

Dans ce chapitre on précise aussi la caractéristique de la non-linéarité considérée et des filtres utilisés.

CHAPITRE 1

SIMULATION SUR ORDINATEUR DES PERFORMANCES SUR UN CANAL DE TRANSMISSION PAR SATELLITES EN PRESENCE DE 2 CANAUX ADJACENTS

Une série de programmes ont été développés pour permettre une analyse des performances des méthodes de modulation BPSK, OQPSK et MSK sur un canal de transmission par satellite, et c'est ce dont il sera question dans cette section. 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. De plus le modèle permet la simulation de deux canaux adjacents et on peut aussi 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 faire tracer directement les courbes de P_e vs E_b/N_0 dans un environnement de bruit gaussien pour chacune des trois 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. Démarche générale

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 transistor de puissance THP (un pour le transmetteur et un pour le satellite) 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.

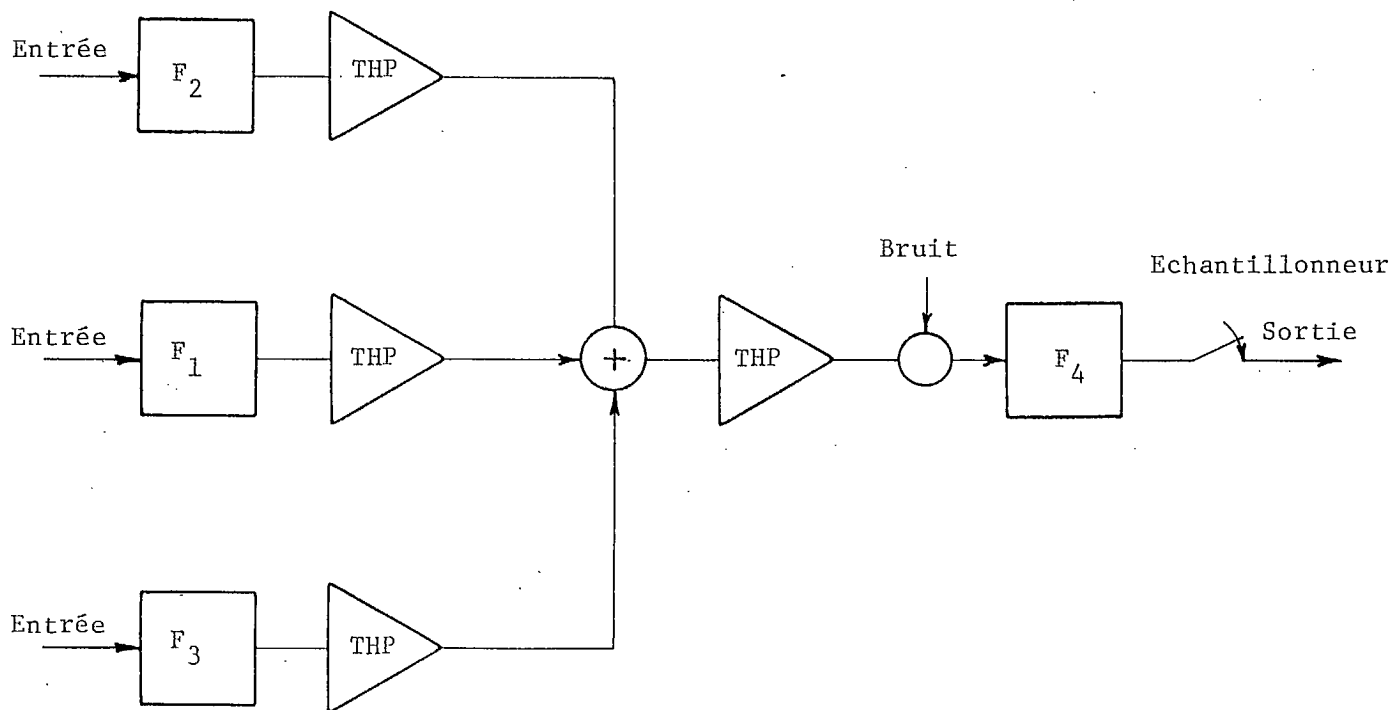


Fig. Fig. 1. Modèle de simulation.

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 les THP 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, et 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 de la probabilité d'erreur pour les trois méthodes de modulation considérées et comprend trois programmes (BPSK, OQPSK, MSK) ainsi que plusieurs sous-routines.

Le second sous-ensemble permet le tracé des diverses courbes (notamment celles des probabilités d'erreur, des diagrammes de l'oeil, etc...)

De même aussi on fait usage de certaines sous-routines appartenant à la librairie PLOT 10 de TEKTRONIC.

2. Première 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.

Les paramètres du modèle à simuler sont les suivants:

- Le débit binaire *: BIRATE (en Kbits/s),

* Le débit binaire est transformé en taux de transmission de symboles (BAUD) et on calcule la bande de traitement nécessaire pour la simulation: SBANDW = BAUD x LSAMPL, avec LSAMPL signifiant le nombre d'échantillons qui vont représenter chaque symbole.

- Le "back-off" du THP au niveau du sol: BAKOFH (#0),
- Le "back-off" du THP au niveau du satellite: BAKOFT (#0),
- L'index d'identification des filtres à la transmission ITRANS puis à la réception IRECEP,
- L'écartement entre le canal principal et le canal adjacent EKK; (en fraction du "baudrate": BAUD) EKK = 2 signifie écartement = 2 BAUD,
- La largeur de la bande du filtre: BT en fraction de la bande de Nyquist; BT = 1 signifie: largeur de bande = 1, bande Nyquist
BT'T pour la transmission, BTR pour la réception,
- Le "roll-off" du filtre: ALPHAT pour la transmission ALPHAR pour la réception.

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 α (ALPHAR ou ALPHAT), la caractéristique du délai de groupe étant supposée nulle
4. Le filtre de Gauss.

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

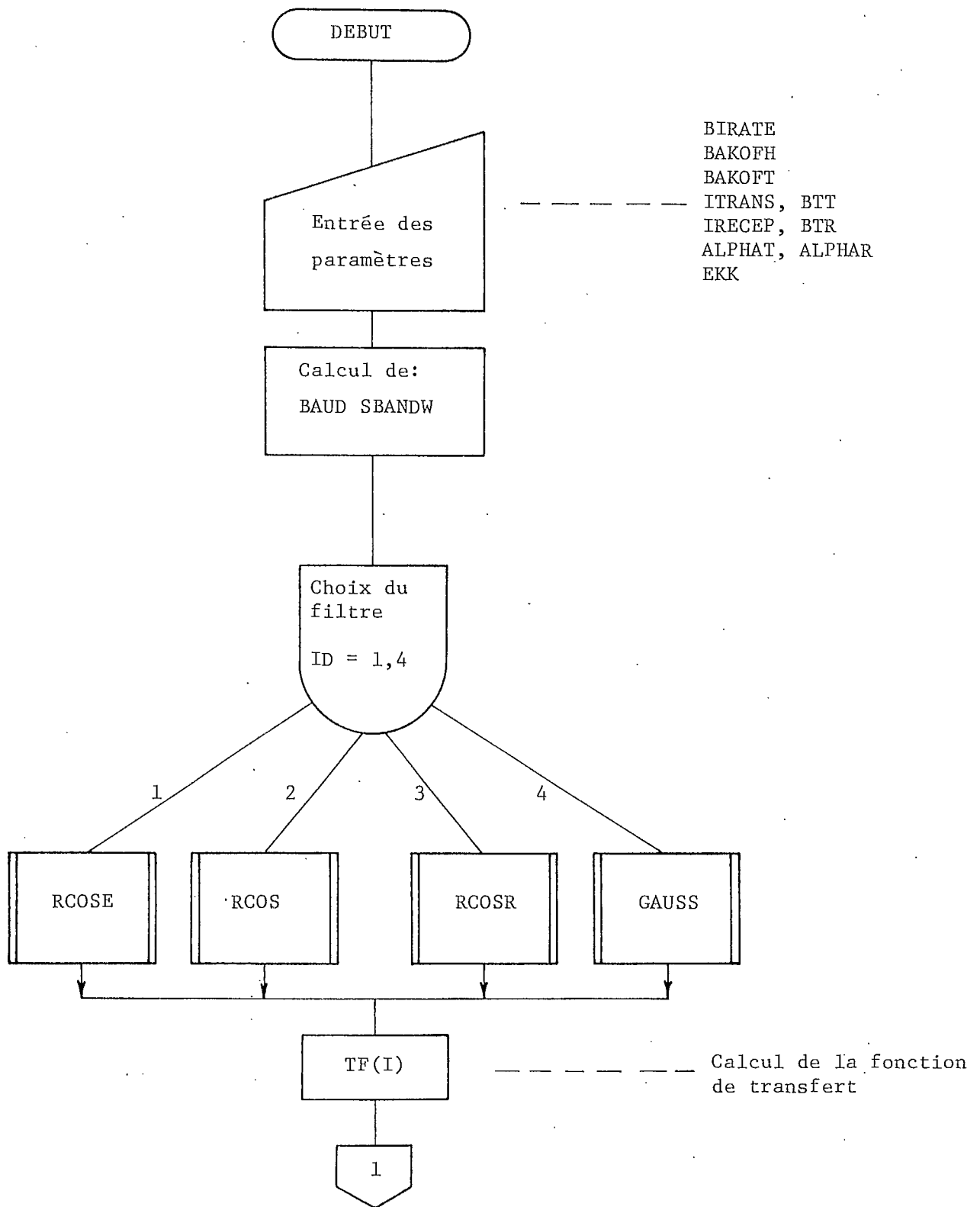


Fig. 2. Organigramme du premier sous-ensemble.

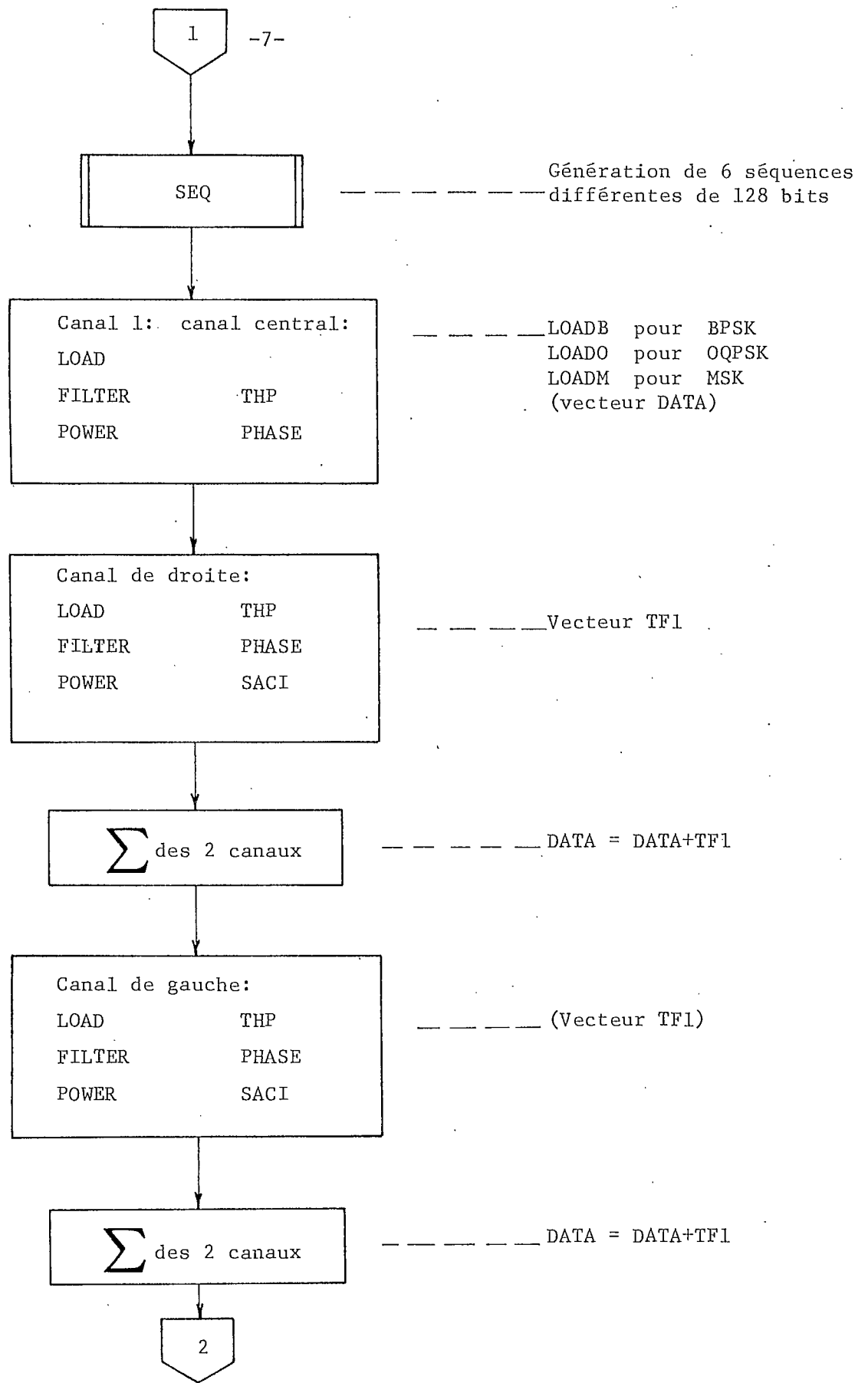


Fig. 2b. Organigramme du premier sous-ensemble (suite).

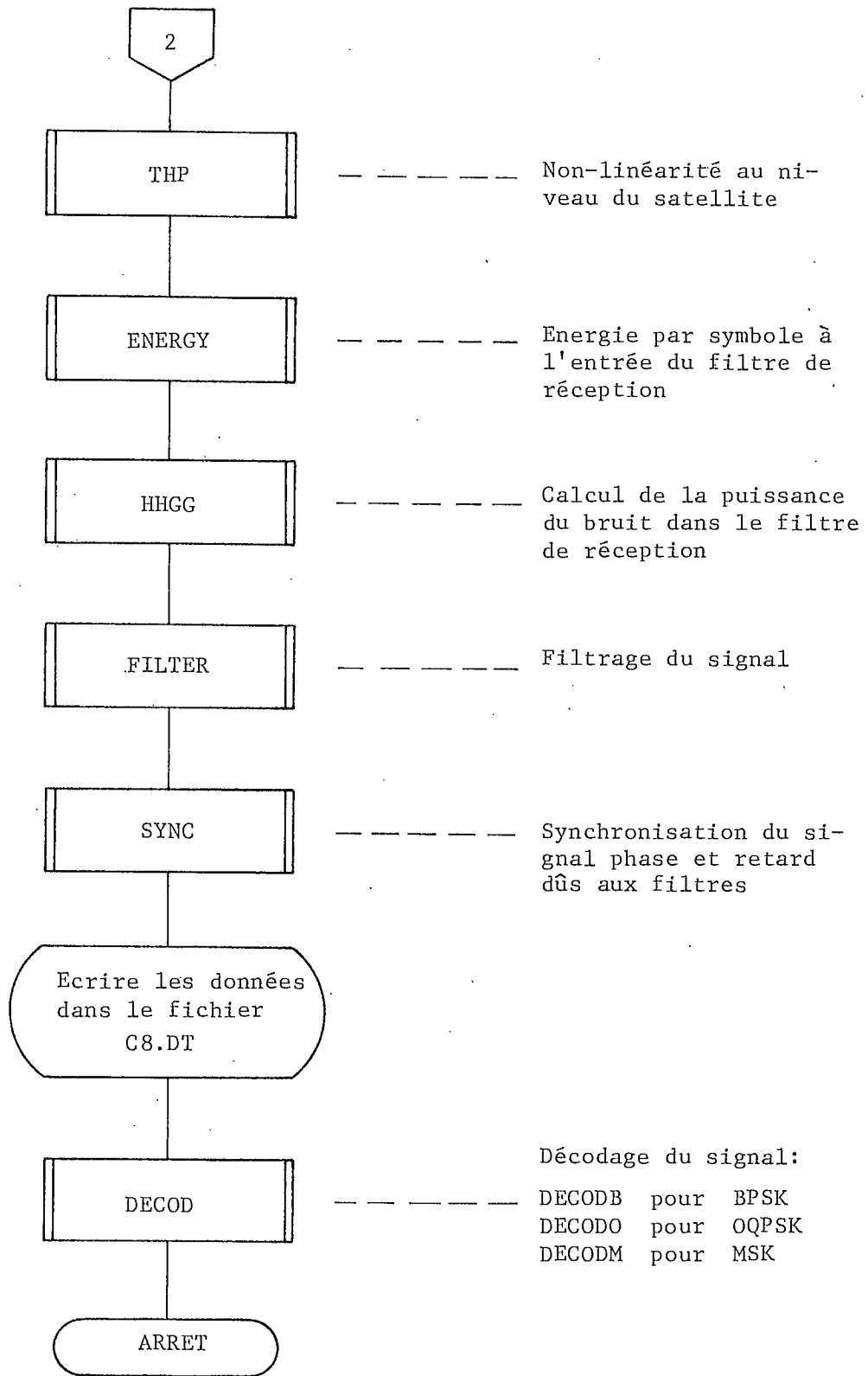


Fig. 2c. Organigramme du premier sous-ensemble (suite)

La même séquence est suivie pour traiter les deux canaux adjacents, sauf qu'il faut ajouter la routine SACI (EKK) pour tenir compte de l'écartement de chacun de ces canaux par rapport au canal central.

La somme de ces trois signaux est passée à travers le THP (la non-linéarité) au niveau du satellite. L'étape qui suit fait appel à ENERGY (EB) 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 compensation du délai occasionné par les filtres et du déphasage provoqué par les non-linéarités. Finalement, on décode les signaux reçus grâce à DECODB (ou 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 le tableau 1.

Pour un débit binaire donné, le passage dans l'ordinateur de chacun des trois programmes BPSK, OQPSK et MSK séparément va générer à la sortie trois tables de P_e vs E_b/N_0 ; l'exécution du programme PROBA 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 DU MSK

-10-

RIRATE= 1.000E LIRANS= 1
 ALPHAT=0.60 BIT=1.00 BAKOEH=2.00 en db
 IRECEP= 3 ALPHAR=0.60 BTR=1.00
 BAKOFT=2.00 en db ECARTEMENT=1.40RAUD

CANAL PRINCIPAL

THE TRANSISTOR's TRIN= 1.2709
 TROUT= 0.9697 PSHIFT= 44.3257 degre

CANAL DE DROITE

THE TRANSISTOR's TRIN= 1.2709
 TROUT= 0.9697 PSHIFT= 44.3257 degre

CANAL DE GAUCHE

THE TRANSISTOR's TRIN= 1.2709
 TROUT= 0.9697 PSHIFT= 44.3257 degre
 THE TRANSISTOR's TRIN= 1.2709
 TROUT= 0.9697 PSHIFT= 44.3257 degre

PNOISE= 0.252

EB/NO	PROB. OF ERROR
1.0	0.885029E-01
2.0	0.684485E-01
3.0	0.512648E-01
4.0	0.371783E-01
5.0	0.261534E-01
6.0	0.179190E-01
7.0	0.120410E-01
8.0	0.801604E-02
9.0	0.535489E-02
10.0	0.363699E-02
11.0	0.253440E-02
12.0	0.191211E-02
13.0	0.131536E-02
14.0	0.951643E-03
15.0	0.671720E-03
16.0	0.452898E-03
17.0	0.285857E-03
18.0	0.165533E-03
19.0	0.860158E-04
20.0	0.390481E-04
21.0	0.149694E-04
22.0	0.464162E-05
23.0	0.110297E-05
24.0	0.187915E-06
25.0	0.211392E-07

ERREUR DANS CANAL I: 0

ERREUR DANS CANAL Q: 0

THE ERROR DUE TO ISI IS: 0

Tableau 1. Sortie générée par le programme MSK.

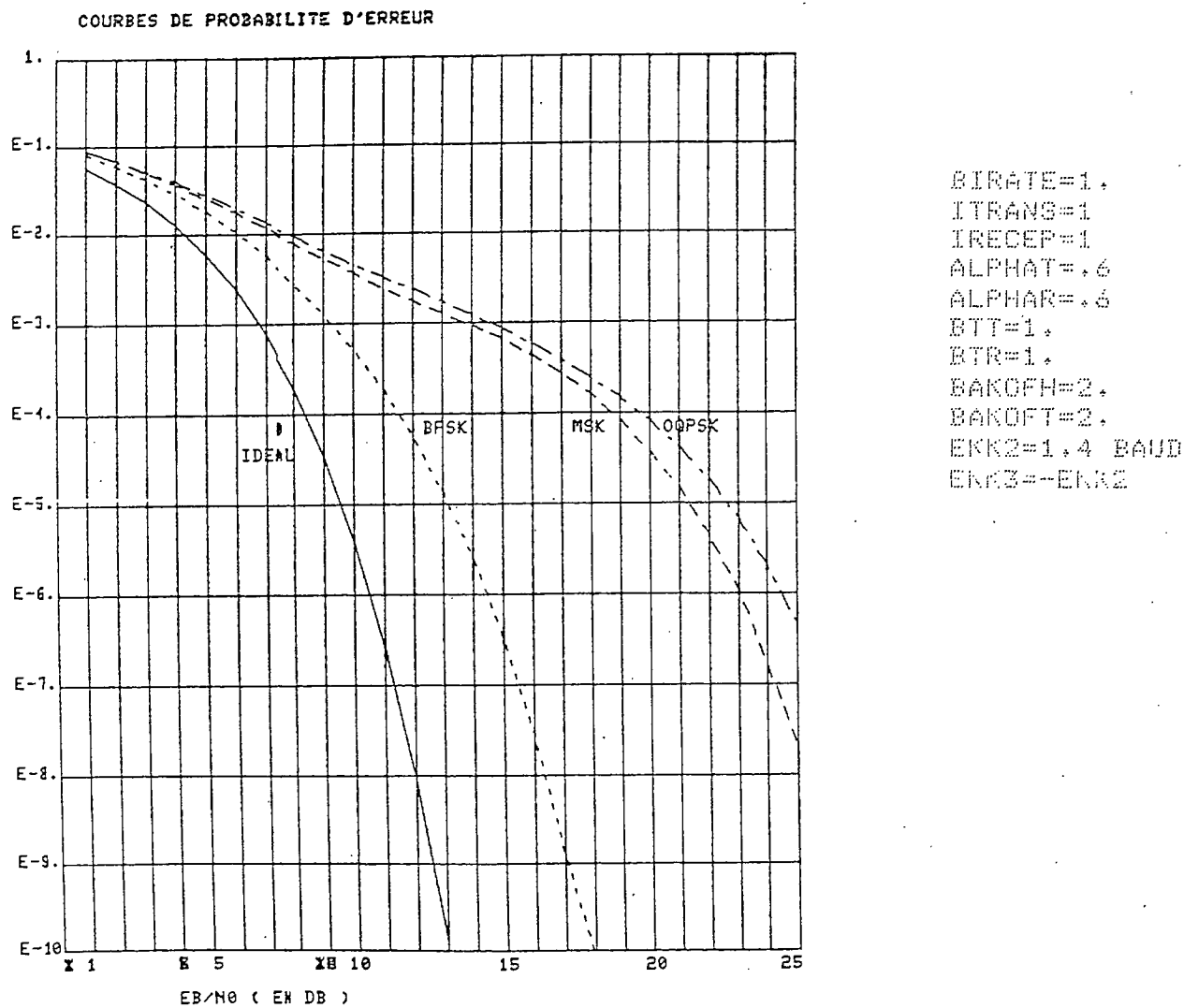


Fig. 3. Exemple de courbes P_e vs E_b/N_0 .

3. Seconde partie du programme

Le deuxième sous-ensemble de programmes sert essentiellement à dessiner les courbes de probabilités d'erreur (PROBA), celles du diagramme de l'oeil (DEYE), de même que le spectre du signal (SPECTR).

Ces programmes utilisent les fichiers créés durant l'exécution du MSK (ou OQPSK, BPSK).

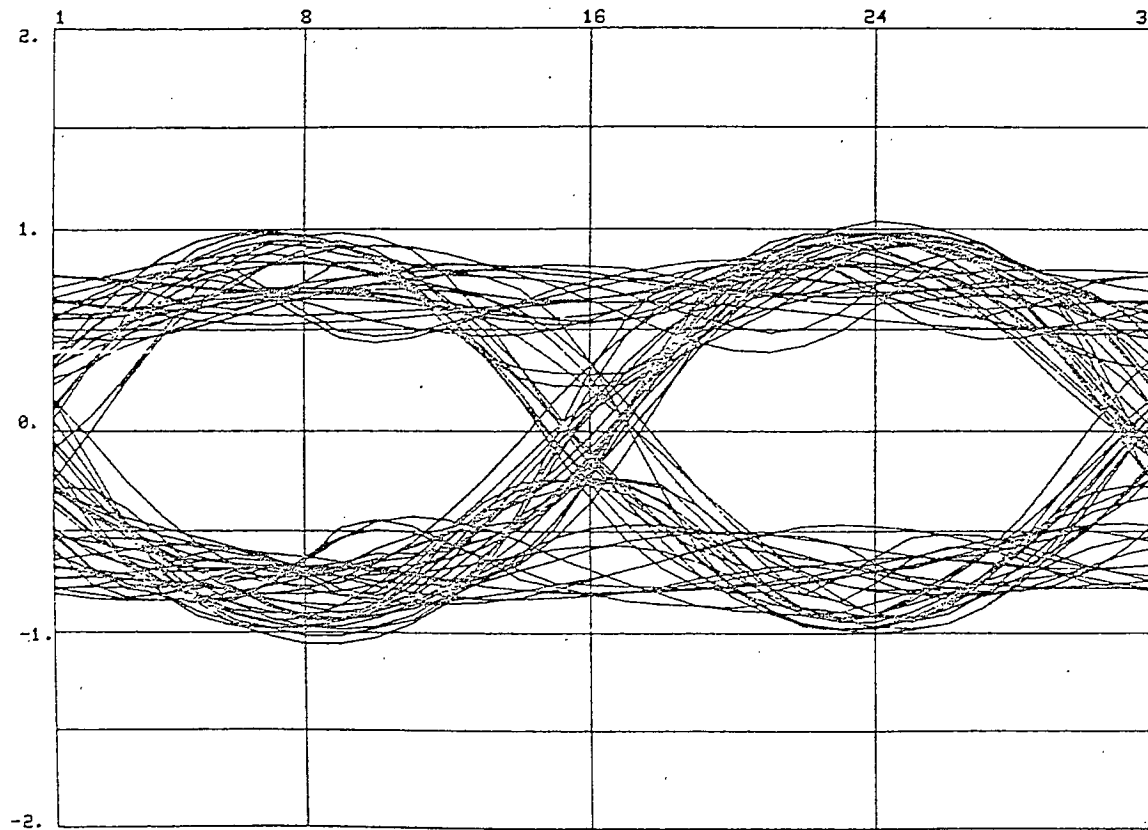
Pour PROBA les calculs sont écrits dans FOROOL.DAT. Pour SPECTR et pour DEYE dans C8.DT.

D'autres fichiers sont créés en même temps que C8.DT permettant ainsi de suivre l'évolution du signal sous l'effet des canaux adjacents.

La figure 4 illustre le genre de courbes qu'il est possible d'obtenir grâce à cette seconde partie.

Enfin, on trouvera un "listing" des programmes de la première et de la seconde partie tout de suite après l'ensemble des figures 4.

DIAGRAMME DE L'OEIL DU MSK (CANAL 1 A LA TRANSMISSION)

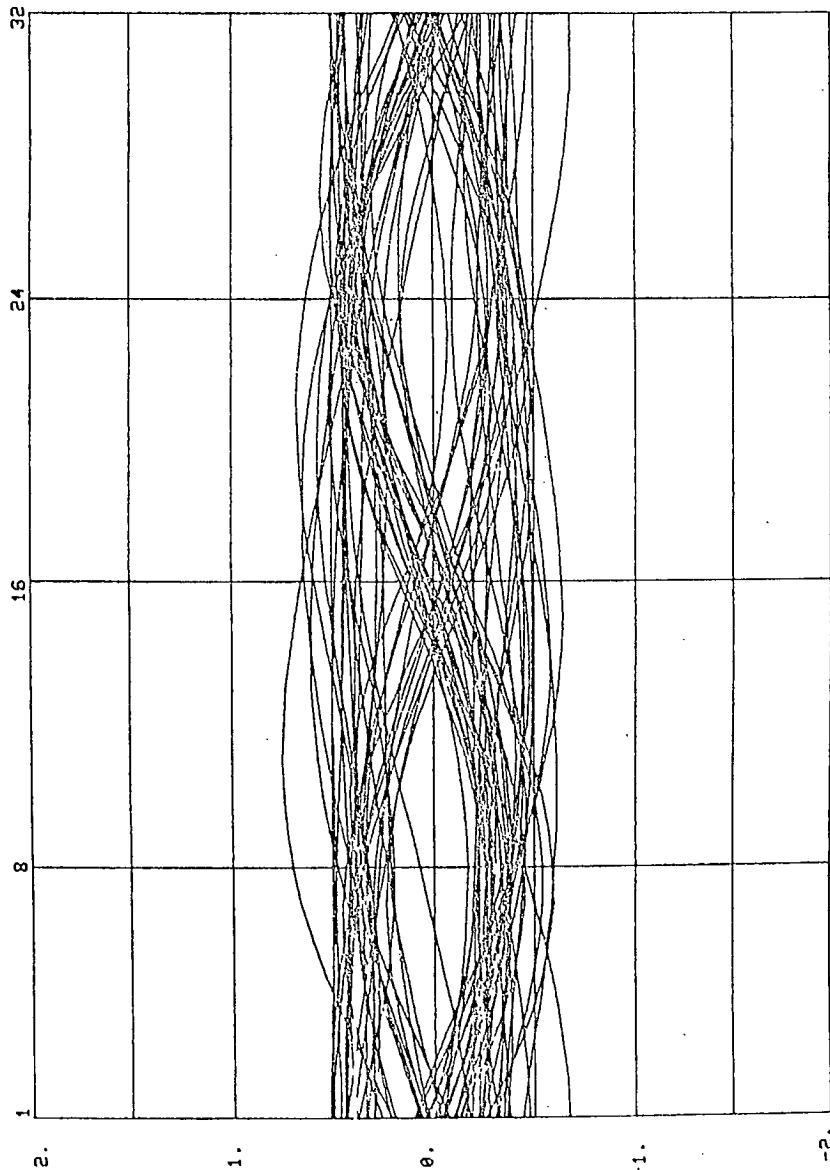


```
BIRATE=1.  
ITRANS=1  
IRECEP=1  
ALPHAT=.6  
ALPHAR=.6  
BTT=1.  
BTR=1.  
BAKOFH=2.  
BAKOFT=2.  
EKK2=1.4 BAUD  
EKK3=-EKK2
```

(FICHER C4.DT)

Fig. 4a.

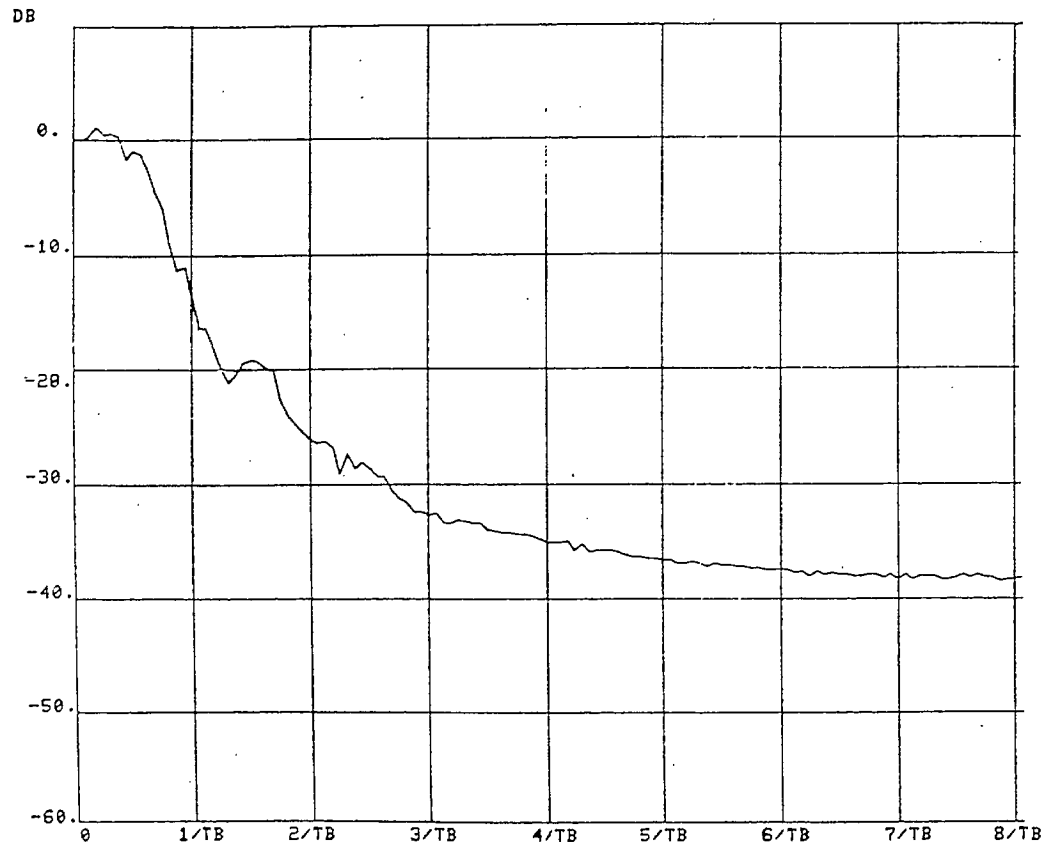
DIAGRAMME DE L'OEIL DU MSK APRES SYNCRONISATION



```
BIRATE=1,  
ITRANS=1  
IRECEP=1  
ALPHAF=.6  
ALPHAR=.6  
BTT=1,  
BTR=1,  
BAKOFH=2,  
BAKOFF=2,  
EKK2=1,4 BAUD  
EKK3=-EKK2
```

Fig. 4b.

SPECTRE DU MSK (CANAL 1)

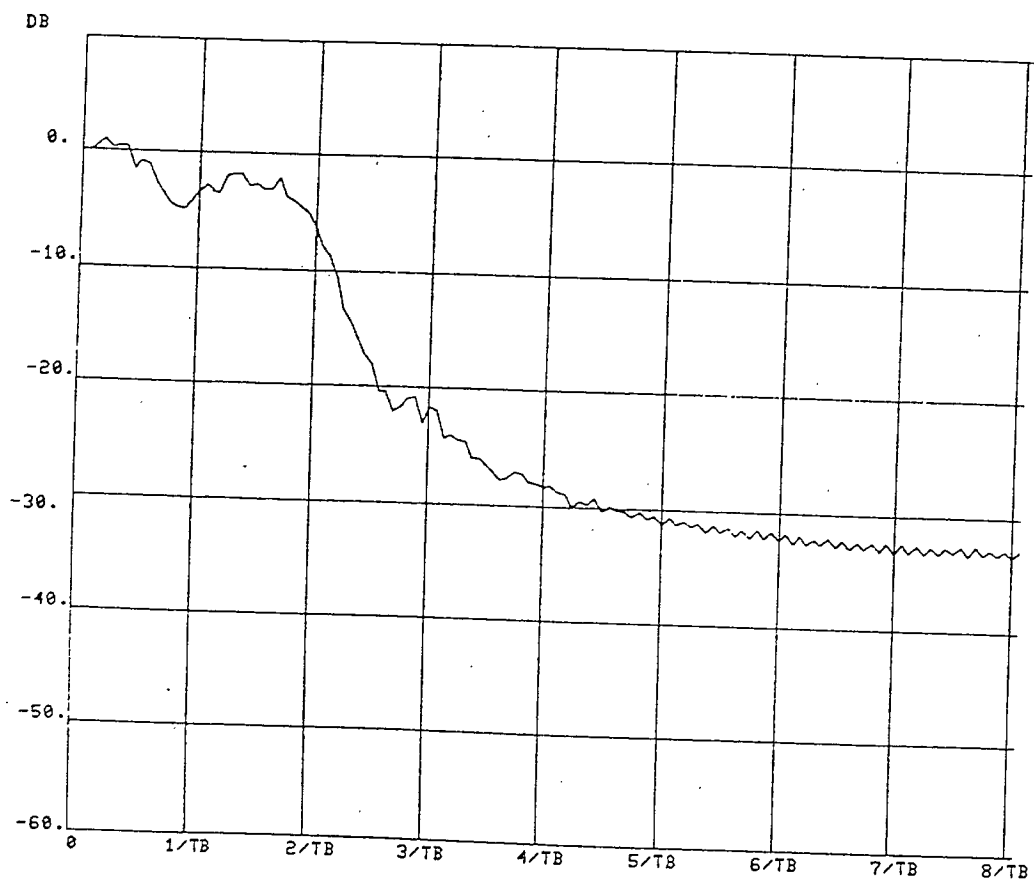


```
BIRATE=1.  
ITRANS=1  
IRECEP=1  
ALPHAT=.6  
ALPHAR=.6  
BTT=1.  
BTR=1.  
BAKOFH=2.  
BAKOFI=2.  
EKK2=1.4 BAUD  
EKK3=-EKK2
```

(FICHIER C4.DT)

Fig. 4c.

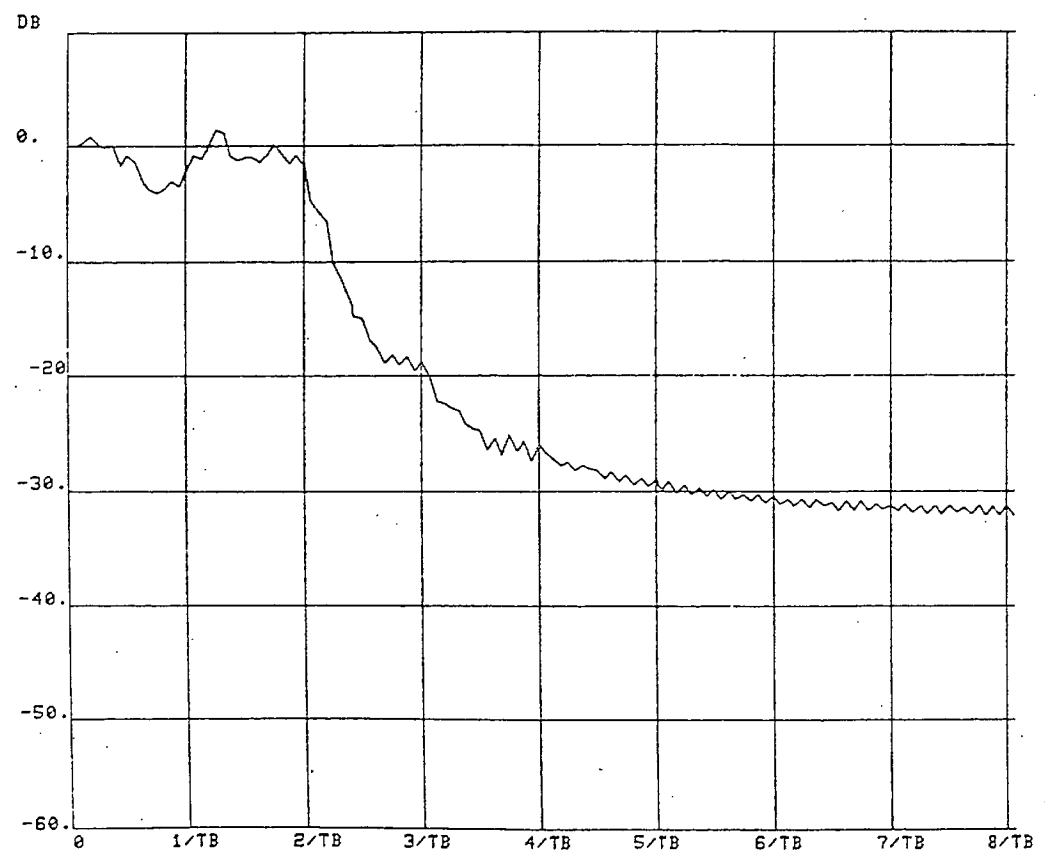
SPECTRE DU CANAL 1 + 2 (MSK)



(FICHIER C5.DT)

Fig. 4d.

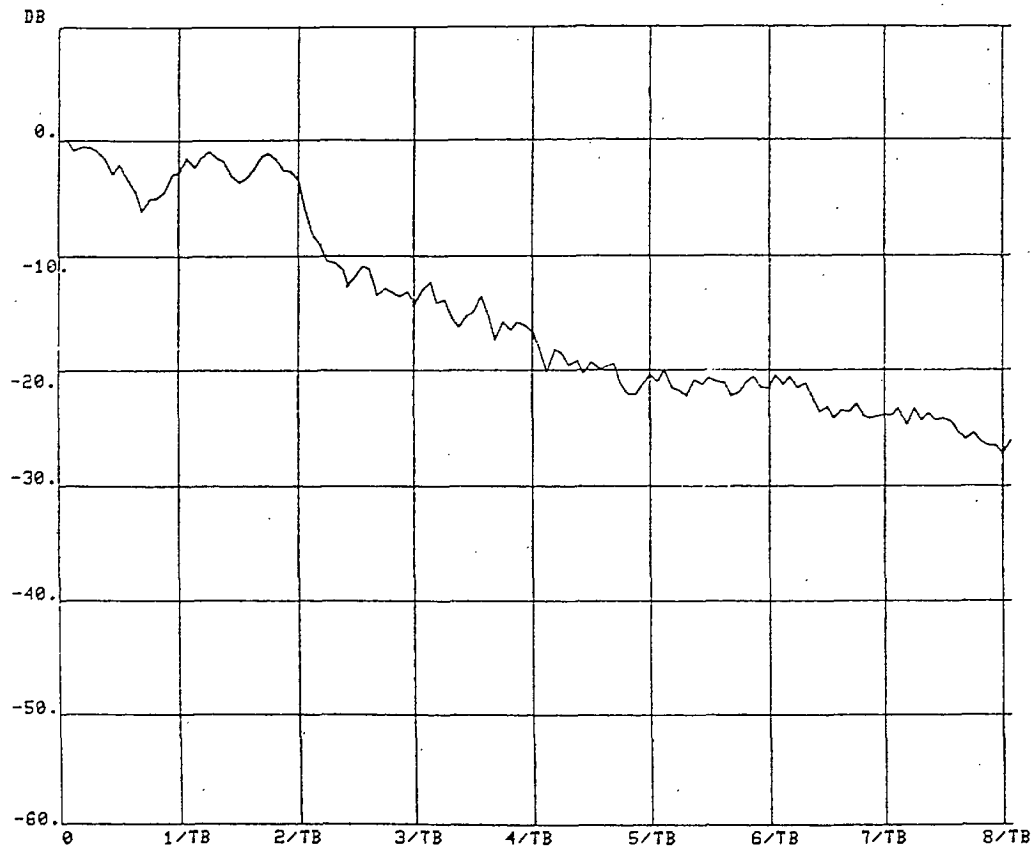
SPECTRE DU CANAL 1 & 2 & 3 (MSK)



(FICHER C6.DT)

Fig. 4e.

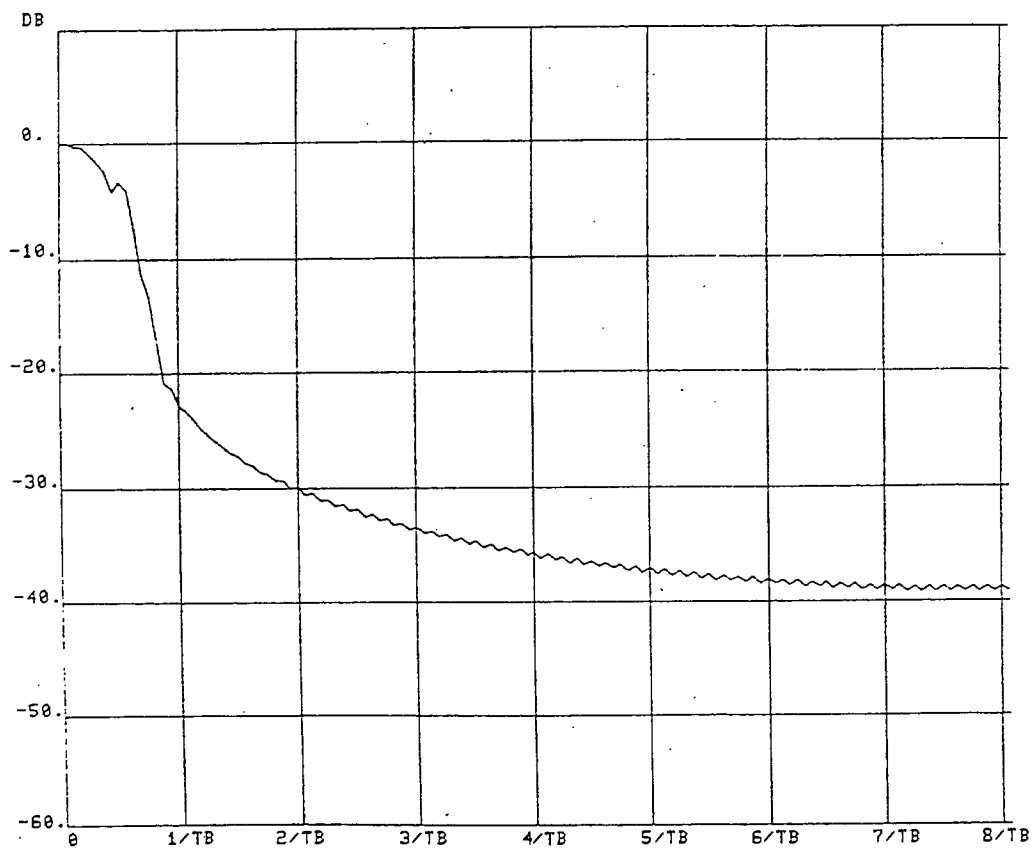
SPECTRE DU SIGNAL COMPOSITE AVANT LE FILTRE DE RECEPTION (MSK)



(FICHER C7.DT)

Fig. 4f.

SPECTRE DU SIGNAL APRES LE FILTRE DE RECEPTION (MSK)



```
BIRATE=1.  
ITRANS=1  
IRECEP=1  
ALPHAT=.6  
ALPHAR=.6  
BTT=1.  
BTR=1.  
BAKOFH=2.  
BAKOFT=2.  
EKK2=1.4 BAUD  
EKK3=-EKK2
```

(FICIER CB.DT)

Fig. 4g.

LISTING

Partie 1 du programme

Trois différents programmes sont utilisés pour l'étude d'un canal non-linéaire en présence d'interférence de canaux adjacents pour les trois systèmes de modulation considérés.

Ces programmes sont:

- BPSK : pour simuler le MSK,
- OQPSK : pour le OQPSK,
- MSK : pour le MSK.

Les sous-routines utilisées sont dans 3 fichiers différents avec lesquels on constitue la librairie de la simulation: ces fichiers sont:

POP qui contient:

- POWER pour la puissance moyenne du signal,
- HPA la non-linéarité de l'amplificateur de puissance au sol,
- FILTER pour filtrer le signal,
- FOUREA pour la FFT du signal (transformée de Fourier rapide),
- RCOSE filtre à racine carrée élevée avec égalisation $\frac{x}{\sin x}$,
- RCOS cosinus élevé,
- RCOSR racine carrée élevée,
- GAUSS filtre de Gauss.

SUBG qui contient:

- LOADB pour mettre le signal BPSK dans un vecteur,
- LOADO pour le OQPSK,
- LOADM pour le MSK,

- SEQ, GENERE : pour générer 6 différentes séquences de 128 bits,
- THP pour la non-linéarité de l'amplificateur de puissance,
- DECODM pour décoder le MSK
- DECODO pour le OQPSK,
- DECODB pour le BPSK,
- ERFC pour la fonction $\text{erfc}(x)$,
- ENERGY pour le calcul de l'énergie par symbole,
- HHGG pour le bruit à la sortie du filtre récepteur,

INTERF relatif à l'interférence des canaux adjacents:

- SACI décalage du signal en fonction de l'écartement de fréquence,
- PHASE pour la compensation de phase,
- SHIFTD, SHIFTG: décalage à droite ou à gauche,
- SYNCR pour la synchronisation du signal à la réception.

Pour les courbes de probabilité d'erreur (PROBA), et de diagramme de l'oeil (DEYE), quelques routines de la librairie PLOT10 ont été utilisées.

Les programmes sont écrits en FORTRAN-IV-PLUS. Des vecteurs virtuels ont été utilisés. La technique d'OVERLAY a été mise à profit pour la construction de la tâche.

DEFINITION DES SYMBOLES.

ALPHAR: roll-off du filtre de reception
ALPHAT: ----- de transmission

BAKOFH: Backoff au niveau du mobile
BAKOFT: Backoff au niveau du satellite

BAUD: debit de symboles
BIRATE: debit de bits

BT: coefficient de la bande de NYQUIST
DATA: vecteur contenant le signal traite
DF: frequence d'echantillonnage
EB: energie par symbole

FBW: bande passante du filtre
FNYQ: bande de NYQUIST

IBACK: registre de retour
IECH: point d'echantillonnage du signal

IFI1,IFI2,IFNI: vecteur des sequences en phase
IFQ1,IFQ2,IFNQ: vecteur des sequences en quadrature

IRECEP: indice du filtre de reception
ISORT: registre de sortie
ITRANS: indice du filtre de transmission
LDIM: longueur du vecteur signal (DATA)
LSAMPL: nombre d'echantillons par symbole
MP1,MP2,MP3,MP4: puissance moyenne du signal
NDELAY: retard occasionne par les filtres
(en nombre d'echantillons)

NERORB,O,M: nombre de symboles en erreur
NSNR: nombre de rapport signal sur bruit a
calculer .

NSYMB: nombre total de symboles
PEIB,O,M : vecteur contenant les rapport S/N
PNOISE: puissance de bruit a la reception
PSHIF1,PSHIF2,PSHIFT: dephasage introduit par
les non-linearites.

SBANDW: bande de simulation du systeme
TF,TF1: vecteurs contenant soit le signal soit
les fonctions de transfert des filtres.

TRIN,TROUT: point d'entree et de sortie de la
non-linearite.

```

C
C SIMULATION DE LA MODULATION QSK AVEC L'INTERFERENCE
C DES CANAUX ADJACENTS.
C

```

```

VIRTUAL DATA(2048),TF(2048),TF1(2048)
DIMENSION IPNI(128),IPNQ(128),IPI1(128),IPQ1(128)
DIMENSION IPI2(128),IPQ2(128),EBNOM(128),PEIM(25)
COMPLEX DATA,TF,TF1,EPS
DATA NSNR,LSAMPL,LDIM,NSYMB/25,16,2048,127/

```

```

C
C-----PARAMETRES DE SIMULATION-----

```

```

TYPE 1
1 FORMAT(' BIRATE (en KBS/S)')
ACCEPT *,BIRATE

```

```

TYPE 2
2 FORMAT(' FILTRE TRANSMISSION:1=RCOSE,2=RCOS,3=RCOSR,4=GAUSS')
ACCEPT *,ITRANS

```

```

C
TYPE 3
3 FORMAT(' ROLL-OFF(=0. pour GAUSS) et BT(bande*periode)')
ACCEPT *,ALPHAT,BTT

```

```

C
TYPE 4
4 FORMAT(' FILTRE RECEPTION:1=RCOSE,2=RCOS,3=RCOSR,4=GAUSS')
ACCEPT *,IRECEP

```

```

C
TYPE 5
5 FORMAT(' ROLL-OFF(=0. pour GAUSS),et BT RECEPTION')
ACCEPT *,ALPHAR,BTR

```

```

C
TYPE 55
55 FORMAT(' BAKOFH (au sol) , BAKOFT (au satellite): en db ')
ACCEPT *,BAKOFH,BAKOPT

```

```

C
TYPE 56
56 FORMAT(' EKK:( ecartement en fraction de BAUD)')
ACCEPT *,EKK2

```

```

C
EKK3=-EKK2
WRITE(1,100)
100 FORMAT('/' .SIMULATION DU MSK'/)

```

```

C
WRITE(1,101) BIRATE,ITRANS,ALPHAT,BTT,BAKOFH
101 FORMAT(' BIRATE=',F5.2,' DB', ' ITRANS=',I3,'/', ' ALPHAT=',
1F4.2,' BTT=',F4.2,' BAKOFH=',F4.2,' en db')

```

```

C
WRITE(1,102) IRECEP,ALPHAR,BTR,BAKOFH,EKK2
102 FORMAT(' IRECEP=',I3,' ALPHAR=',F4.2,' BTR=',F4.2,'/',
1' BAKOPT=',F4.2,' en db ', ' ECARTEMENT=',F4.2,' BAUD')

```

```

C
BAUD=,5*BIRATE
SBANDW=LSAMPL*BAUD
C-----

```

```
C
C-----generation des sequences
C
      CALL      SEQ(IPNI,IPNQ,IFI1,IFQ1,IFI2,IFQ2)
C
C
      GO TO (11,12,13,14),ITRANS
C
11      CALL      RCOSQ(SBANDW,BTT,TF,ALPHAT,LSAMPL,BAUD,LDIM)
      GO TO 15
12      CALL      RCOS(SBANDW,BTT,TF,ALPHAT,LSAMPL,BAUD,LDIM)
      GO TO 15
13      CALL      RCOSR(SBANDW,BTT,TF,ALPHAT,LSAMPL,BAUD,LDIM)
      GO TO 15
14      CALL      GAUSS(SBANDW,BTT,TF,LSAMPL,BAUD,LDIM)
C
15      WRITE(1,103)
103     FORMAT(/          CANAL PRINCIPAL '/')
C
C----- canal 1 (Principal)-----
C
      CALL      LOADM3(DATA,IPNI,IPNQ,LSAMPL,LDIM)
      CALL      FILTER(DATA,TF,LDIM)
      CALL      POWER(DATA,LDIM,PM1)
      CALL      THP(DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIF1,PM1)
      CALL      PHASE(DATA,PSHIF1,LDIM)
C
C-----ecrire dans fichier C4.DT
      OPEN(UNIT=9,NAME='C4.DT',TYPE='NEW')
      DO 106 I=1,LDIM
106     WRITE(9,200) DATA(I)
200     FORMAT(2(F15.6))
      CLOSE(UNIT=9,DISP='SAVE')
C
      WRITE(1,104)
104     FORMAT(/          CANAL DE DROITE '/')
C
C-----CANAL 2 ie de droite: EKK2 >0-----
C
      CALL      LOADM3(TF1,IFI1,IFQ1,LSAMPL,LDIM)
      CALL      FILTER(TF1,TF,LDIM)
      CALL      POWER(TF1,LDIM,PM2)
      CALL      THP(TF1,LDIM,BAKOFH,PSHIF2,PM2)
      CALL      PHASE(TF1,PSHIF2,LDIM)
      CALL      SACI(TF1,EKK2,LDIM,SBANDW,BAUD)
C
C-----Somme du canal 1 et du canal 2
      DO 10 I=1,LDIM
10      DATA(I)=DATA(I)+TF1(I)
C
C-----ecrire dans fichier C5.DT
      OPEN(UNIT=9,NAME='C5.DT',TYPE='NEW')
      DO 107 I=1,LDIM
107     WRITE(9,200) DATA(I)
      CLOSE(UNIT=9,DISP='SAVE')
```

```
C
      WRITE(1,105)
105   FORMAT(/'          CANAL DE GAUCHE'/)
C-----Canal 3 ie de sauche : ekk3 <0 -----
C
      CALL    LOADM3(TF1,IFI2,IF02,LSANPL,LDIM)
      CALL    FILTER(TF1,TF,LDIM)
      CALL    POWER(TF1,LDIM,PM3)
      CALL    THP(TF1,LDIM,BAKOFH,PSHIF3,PM3)
      CALL    PHASE(TF1,PSHIF3,LDIM)
      CALL    SACI(TF1,EKK3,LDIM,SBANDW,BAUD)
C
C-----Somme du canal 1 et du canal 3
      DO 111 I=1,LDIM
111   DATA(I)=DATA(I)+TF1(I)
C
C-----ecrire dans fichier C6.DT
      OPEN(UNIT=9,NAME='C6.DT',TYPE='NEW')
      DO 108 I=1,LDIM
108   WRITE(9,200) DATA(I)
      CLOSE(UNIT=9,DISP='SAVE')
C----- Niveau du satellite-----
C
      CALL    POWER(DATA,LDIM,PM4)
      CALL    THP(DATA,LDIM,BAKOFI,PSHIFT,PM4)
C
C-----ecrire dans fichier C7.DT
      OPEN(UNIT=9,NAME='C7.DT',TYPE='NEW')
      DO 109 I=1,LDIM
109   WRITE(9,200) DATA(I)
      CLOSE(UNIT=9,DISP='SAVE')
C
C-----RECEPTION AU SOL -----
C-----calcul de EB et de FNOISE
C
      CALL    ENERGY(DATA,EB,BAUD,LDIM)
      EB=EB/3,
C
      GO TO (16,17,18,19),IRECEP
C
16   CALL    RCOS(SBANDW,BTR,TF1,ALPHAR,LSANPL,BAUD,LDIM)
      GO TO 20
17   CALL    RCOS(SBANDW,BTR,TF1,ALPHAR,LSANPL,BAUD,LDIM)
      GO TO 20
18   CALL    RCOSR(SBANDW,BTR,TF1,ALPHAR,LSANPL,BAUD,LDIM)
      GO TO 20
19   CALL    GAUSS(SBANDW,BTR,TF1,LSANPL,BAUD,LDIM)
C
20   CALL    HHGG(TF1,FNOISE,LSANPL,LDIM,SBANDW)
C
      CALL    FILTER(DATA,TF1,LDIM)
```

```
C
C-----decodage et calcul de Pe
C
C          CALL      SYNCR(DATA,PSHIFT,(F,TF1,LSAMPL,LDIM)
C
C-----ecrire dans fichier CS.DT
OPEN(UNIT=9,NAME='CS.DT',TYPE='NEW')
DO 110 I=1,LDIM
110 WRITE(9,200) DATA(I)
CLOSE(UNIT=9,DISP='SAVE')
C
IECH=8
CALL      DECODM(DATA,LSAMPL,PNOISE,IFNI,IFNQ,NSYMB,
1  EBNO,PEIM,NSNR,EB,IECH)
C
STOP
END
```


SIMULATION DE LA MODULATION QPSK AVEC L'INTERFERENCE
DES CANAUX ADJACENTS.

VIRTUAL DATA(2048),TF(2048),TF1(2048)
DIMENSION IPNI(128),IPNO(128),IFI1(128),IFI(128)
DIMENSION IFI2(128),IFO2(128),FRNOH(128),PEIN(25)
COMPLEX DATA,TF,TF1,EPS
DATA NSNR,LSANPL,LDIM,NSYMB/25,16,2048,127/

C-----PARAMETRES DE SIMULATION-----
C
C TYPE 1
1 FORMAT(' BIRATE (en KBS/S)')
ACCEPT *,BIRATE

C TYPE 2
2 FORMAT(' FILTRE TRANSMISSION:1=RCOSE,2=RCOS,3=RCOSR,4=GAUSS')
ACCEPT *,ITRANS

C TYPE 3
3 FORMAT(' ROLL-OFF(=0. pour GAUSS) et BT(bande*periode)')
ACCEPT *,ALPHAT,BTT

C TYPE 4
4 FORMAT(' FILTRE RECEPTION:1=RCOSE,2=RCOS,3=RCOSR,4=GAUSS')
ACCEPT *,IRECEP

C TYPE 5
5 FORMAT(' ROLL-OFF(=0. pour GAUSS),et BT RECEPTION')
ACCEPT *,ALPHAR,BTR

C TYPE 55
55 FORMAT(' BAKOFH (au sol) , BAKOFT (au satellite): en db ')
ACCEPT *,BAKOFH,BAKOPT

C TYPE 56
56 FORMAT(' EKK!(ecartement en fraction de BAUD)')
ACCEPT *,EKK2

C EKK3=-EKK2
WRITE(1,100)
100 FORMAT('// SIMULATION DU QPSK'/)

C WRITE(1,101) BIRATE,ITRANS,ALPHAT,BTT,BAKOFH
101 FORMAT(' BIRATE=',F5.2,'DB', ' ITRANS=',I3,'/', ' ALPHAT=',
1F4.2,' BTT=',F4.2,' BAKOFH=',F4.2,' en db')

C WRITE(1,102) IRECEP,ALPHAR,BTR,BAKOFH,EKK2
102 FORMAT(' IRECEP=',I3,' ALPHAR=',F4.2,' BTR=',F4.2,'/',
1' BAKOPT=',F4.2,' en db ': ' ECARTEMENT=',F4.2,' BAUD')

C
C BAUD=.5*BIRATE
C SBANDW=LSANFL*BAUD
C-----

C
C-----generation des sequences
C

CALL SEQ(IPNI,IPNQ,IPI1,IPQ1,IPI2,IPQ2)

GO TO (11,12,13,14),ITRANS

11 CALL RCOSE(SBANDW,BTT,TF,ALPHAT,LSAMPL,BAUD,LDIM)
GO TO 15

12 CALL RCOS(SBANDW,BTT,TF,ALPHAT,LSAMPL,BAUD,LDIM)
GO TO 15

13 CALL RCOSR(SBANDW,BTT,TF,ALPHAT,LSAMPL,BAUD,LDIM)
GO TO 15

14 CALL GAUSS(SBANDW,BTT,TF,LSAMPL,BAUD,LDIM)

15 WRITE(1,103)

103 FORMAT('/' CANAL PRINCIPAL '/')
C

C----- canal 1 (principal)-----
C

CALL LOAD03(DATA,IPNI,IPNQ,LSAMPL,LDIM)

CALL FILTER(DATA,TF,LDIM)

CALL POWER(DATA,LDIM,PM1)

CALL THP(DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIF1,PM1)

CALL PHASE(DATA,PSHIF1,LDIM)

C-----ecrire dans fichier C4.DT

OPEN(UNIT=9,NAME='C4.DT',TYPE='NEW')

DO 106 I=1,LDIM

106 WRITE(9,200) DATA(I)

200 FORMAT(2(F15.6))

CLOSE(UNIT=9,DISP='SAVE')

WRITE(1,104)

104 FORMAT('/' CANAL DE DROITE'/')

C-----CANAL 2 ie de droite: EKK2 >0-----
C

CALL LOAD03(TF1,IPI1,IPQ1,LSAMPL,LDIM)

CALL FILTER(TF1,TF,LDIM)

CALL POWER(TF1,LDIM,PM2)

CALL THP(TF1,LDIM,BAKOFH,PSHIF2,PM2)

CALL PHASE(TF1,PSHIF2,LDIM)

CALL SACL(TF1,EKK2,LDIM,SBANDW,BAUD)

C-----Somme du canal 1 et du canal 2

DO 10 I=1,LDIM

10 DATA(I)=DATA(I)+TF1(I)

C-----ecrire dans fichier C5.DT

OPEN(UNIT=9,NAME='C5.DT',TYPE='NEW')

DO 107 I=1,LDIM

107 WRITE(9,200) DATA(I)

CLOSE(UNIT=9,DISP='SAVE')

```

C
WRITE(1,105)
105 FORMAT(/'          CANAL DE GAUCHE'/)
C-----Canal 3 ie de gauche : ekk3 <0 -----
C
CALL    LOADQ3(TF1,IP12,IPQ2,LSAMPL,LDIM)
CALL    FILTER(TF1,TF,LDIM)
CALL    POWER(TF1,LDIM,PM3)
CALL    THP(TF1,LDIM,BAKOPH,PSHIF3,PM3)
CALL    PHASE(TF1,PSHIF3,LDIM)
CALL    SAGI(TF1,EKK3,LDIM,SBANDW,BAUD)

C
C-----Somme du canal 1 et du canal 3
DO 111 I=1,LDIM
111 DATA(I)=DATA(I)+TF1(I)
C
C-----ecrire dans fichier C6.DT
OPEN(UNIT=9,NAME='C6.DT',TYPE='NEW')
DO 108 I=1,LDIM
108 WRITE(9,200) DATA(I)
CLOSE(UNIT=9,DISP='SAVE')
C----- Niveau du satellite-----
C
CALL    POWER(DATA,LDIM,PM4)
CALL    THP(DATA,LDIM,BAKOPT,PSHIFT,PM4)

C
C-----ecrire dans fichier C7.DT
OPEN(UNIT=9,NAME='C7.DT',TYPE='NEW')
DO 109 I=1,LDIM
109 WRITE(9,200) DATA(I)
CLOSE(UNIT=9,DISP='SAVE')

C
C-----RECEPTION AU SOL -----
C-----calcul de EB et de PNOISE
C
CALL    ENERGY(DATA,EB,BAUD,LDIM)
EB=EB/3.

C
GO TO (16,17,18,19),IRECEP

C
16 CALL    RCOSI(SBANDW,BTR,TF1,ALPHAR,LSAMPL,BAUD,LDIM)
GO TO 20
17 CALL    RCOS(SBANDW,BTR,TF1,ALPHAR,LSAMPL,BAUD,LDIM)
GO TO 20
18 CALL    RCOSR(SBANDW,BTR,TF1,ALPHAR,LSAMPL,BAUD,LDIM)
GO TO 20
19 CALL    GAUSS(SBANDW,BTR,TF1,LSAMPL,BAUD,LDIM)
C
20 CALL    HHGG(TF1,PNOISE,LSAMPL,LDIM,SBANDW)
C
C
CALL    FILTER(DATA,TF1,LDIM)

```

```
C
C-----decodage et calcul de Fe
C
C
      CALL      SYNCR(DATA,PSHIFT,IF,TF1,LSAMPL,LDIM)
C
C-----ecrire dans fichier C8.DT
      OPEN(UNIT=9,NAME='C8.DT',TYPE='NEW')
      DO 110 I=1,LDIM
110    WRITE(9,200) DATA(I)
      CLOSE(UNIT=9,DISP='SAVE')
C
      IECH=8
      CALL      DECODO(DATA,LSAMPL,PNOISE,IPNI,IPNO,NSYMB,
1      ERNOM,PEIM,NSNR,EB,IECH)
C
      STOP
      END
```

SIMULATION DE LA MODULATION QPSK AVEC L'INTERFERENCE
DES CANAUX ADJACENTS.

VIRTUAL DATA(2048),TF(2048),TF1(2048)
DIMENSION IPNI(128),IPNQ(128),IPI1(128),IPQ1(128)
DIMENSION IPI2(128),IPQ2(128),EBNOM(128),PEIN(25)
COMPLEX DATA,TF,TF1,EPS
DATA NSNR,LSAMPL,LDIN,NSYMB/25,16,2048,127/

-----PARAMETRES DE SIMULATION-----

TYPE 1

FORMAT(' BIRATE (en KRS/S)')
ACCEPT *,BIRATE

TYPE 2

FORMAT(' FILTRE TRANSMISSION:1=RCOSE,2=RCOS,3=RCOSR,4=GAUSS')
ACCEPT *,ITRANS

TYPE 3

FORMAT(' ROLL-OFF(=0. pour GAUSS) et BT(bande*periode)')
ACCEPT *,ALPHAT,BTT

TYPE 4

FORMAT(' FILTRE RECEPTION:1=RCOSE,2=RCOS,3=RCOSR,4=GAUSS')
ACCEPT *,IRECEP

TYPE 5

FORMAT(' ROLL-OFF(=0. pour GAUSS),et BT RECEPTION')
ACCEPT *,ALPHAR,BTR

TYPE 55

FORMAT(' BAKOFH (au sol) , BAKOFT (au satellite); en db')
ACCEPT *,BAKOFH,BAKOFT

TYPE 56

FORMAT(' EKK:(ecartement en fraction de BAUD)')
ACCEPT *,EKK2

EKK3=-EKK2

WRITE(1,100)

FORMAT('/' SIMULATION DU QPSK'/')

WRITE(1,101) BIRATE,ITRANS,ALPHAT,BTT,BAKOFH

FORMAT(' BIRATE=',F5,2,'DB'/' ITRANS=',I3,'/' ALPHAT=',
1F4,2,' BTT=',F4,2,' BAKOFH=',F4,2,' en db')

WRITE(1,102) IRECEP,ALPHAR,BTR,BAKOFH,EKK2

FORMAT(' IRECEP=',I3,' ALPHAR=',F4,2,' BTR=',F4,2,'/
1' BAKOFT=',F4,2,' en db ', ' ECARTEMENT=',F4,2,' BAUD')

BAUD=BIRATE

SBANDW=LSAMPL*BAUD

```

C
C-----generation des sequences
C
      CALL SER(IPNI,IPNQ,IP11,IPQ1,IP12,IPQ2)

```

```

C
C
      GO TO (11,12,13,14),ITRANS

```

```

C
11      CALL RCOSE(SBANDW,BTT,TF,ALPHAT,LSAMPL,BAUD,LDIM)
      GO TO 15

```

```

12      CALL RCOS(SBANDW,BTT,TF,ALPHAT,LSAMPL,BAUD,LDIM)
      GO TO 15

```

```

13      CALL RCOSR(SBANDW,BTT,TF,ALPHAT,LSAMPL,BAUD,LDIM)
      GO TO 15

```

```

14      CALL GAUSS(SBANDW,BTT,TF,LSAMPL,BAUD,LDIM)
C

```

```

15      WRITE(1,103)
103     FORMAT(/'          CANAL PRINCIPAL '/')
C

```

```

C----- canal 1 (Principal)-----
C

```

```

      CALL LOADB3(DATA,IPNI,LSAMPL,LDIM)
      CALL FILTER(DATA,TF,LDIM)
      CALL POWER(DATA,LDIM,PM1)
      CALL THP(DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIF1,PM1)
      CALL PHASE(DATA,PSHIF1,LDIM)
C

```

```

C-----ecrire dans fichier C4.DT
      OPEN(UNIT=9,NAME='C4.DT',TYPE='NEW')
      DO 106 I=1,LDIM

```

```

106     WRITE(9,200) DATA(I)
200     FORMAT(2(F15,6))
      CLOSE(UNIT=9,DISP='SAVE')
C

```

```

      WRITE(1,104)
104     FORMAT(/'          CANAL DE DROITE'/)
C

```

```

C-----CANAL 2 ie de droite: EKK2 >0-----
C

```

```

      CALL LOADB3(TF1,IP11,LSAMPL,LDIM)
      CALL FILTER(TF1,TF,LDIM)
      CALL POWER(TF1,LDIM,PM2)
      CALL THP(TF1,LDIM,BAKOFH,PSHIF2,PM2)
      CALL PHASE(TF1,PSHIF2,LDIM)
      CALL SACI(TF1,EKK2,LDIM,SBANDW,BAUD)
C

```

```

C-----Somme du canal 1 et du canal 2
      DO 10 I=1,LDIM

```

```

10      DATA(I)=DATA(I)+TF1(I)
C

```

```

C-----ecrire dans fichier C5.DT
      OPEN(UNIT=9,NAME='C5.DT',TYPE='NEW')
      DO 107 I=1,LDIM

```

```

107     WRITE(9,200) DATA(I)
      CLOSE(UNIT=9,DISP='SAVE')

```

```

C
      WRITE(1,105)
105  FORMAT(/'          CANAL DE GAUCHE'/)
C-----Canal 3 ie de gauche : ekk3 <0 -----
C
      CALL    LOADB3(TF1,IP12,LSAIPL,LDIM)
      CALL    FILTER(TF1,TF,LDIM)
      CALL    POWER(TF1,LDIM,PM3)
      CALL    THP(TF1,LDIM,BAKOFH,PSHIF3,PM3)
      CALL    PHASE(TF1,PSHIF3,LDIM)
      CALL    SACI(TF1,EKK3,LDIM,SBANDW,BAUD)
C
C-----Somme du canal 1 et du canal 3
      DO 111 I=1,LDIM
111  DATA(I)=DATA(I)+TF1(I)
C
C-----ecrire dans fichier C6.DT
      OPEN(UNIT=9,NAME='C6.DT',TYPE='NEW')
      DO 108 I=1,LDIM
108  WRITE(9,200) DATA(I)
      CLOSE(UNIT=9,DISP='SAVE')
C----- Niveau du satellite -----
C
      CALL    POWER(DATA,LDIM,PM4)
      CALL    THP(DATA,LDIM,BAKOFH,PSHIFT,PM4)
C
C-----ecrire dans fichier C7.DT
      OPEN(UNIT=9,NAME='C7.DT',TYPE='NEW')
      DO 109 I=1,LDIM
109  WRITE(9,200) DATA(I)
      CLOSE(UNIT=9,DISP='SAVE')
C
C-----RECEPTION AU SOL -----
C-----calcul de EB et de PNOISE
C
      CALL    ENERGY(DATA,EB,BAUD,LDIM)
      EB=EB/3.
C
      GO TO (16,17,18,19),IRECEP
C
16  CALL    RCOSI(SBANDW,BTR,TF1,ALPHAR,LSAMPL,BAUD,LDIM)
      GO TO 20
17  CALL    RCOS(SBANDW,BTR,TF1,ALPHAR,LSAMPL,BAUD,LDIM)
      GO TO 20
18  CALL    RCOSR(SBANDW,BTR,TF1,ALPHAR,LSAMPL,BAUD,LDIM)
      GO TO 20
19  CALL    GAUSS(SBANDW,BTR,TF1,LSAMPL,BAUD,LDIM)
C
20  CALL    HHGG(TF1,PNOISE,LSAMPL,LDIM,SBANDW)
C
C
      CALL    FILTER(DATA,TF1,LDIM)

```

```
C
C-----decodage et calcul de Pe
C
C          CALL      SYNCR(DATA,PSHIFT,TF,TF1,LSAMPL,LOIM)
C
C-----ecrire dans fichier CS.DT
OPEN(UNIT=9,NAME='CS.DT',TYPE='NEW')
DO 110 I=1,LDIM
110 WRITE(9,200) DATA(I)
CLOSE(UNIT=9,DISP='SAVE')
C
IECH=8
CALL   DECODB(DATA,LSAMPL,PNOISE,IPNI,NSYMB,
1 ERNOM,PEIM,NSNR,EB,IECH)
C
STOP
END
```


Partie 2 du Programme

```
C      PROBA.FTN :TRACE DE LA PROBABILITE D'ERREUR
C
      DIMENSION EBNOB(25),PEIB(25),EBNOQ(25),PEIQ(25),PEB(100)
      DIMENSION EBNOO(25),PEIO(25),EBNOM(25),PEIM(25)
      DATA NSNR/25/
C
C
C-----lecture du fichier PEB.DT
      OPEN(UNIT=6,NAME='PEB.DT',TYPE='OLD')
      DO 1      I=1,100
1      READ(6,100,END=111) PEB(I)
100     FORMAT(20X,E13.6)
111     CLOSE(UNIT=6,DISP='SAVE')
C
C
      CALL      INITT(240)
      DO 2      I=1,NSNR
      I2=NSNR+I
      I3=2*NSNR+I
      I4=3*NSNR+I
      PEIB(I)=FLOAT(I)
      PEIQ(I)=PEIB(I)
      PEIO(I)=PEIB(I)
      PEIM(I)=PEIB(I)
      EBNOB(I)=PEB(I)
      EBNOQ(I)=PEB(I2)
      EBNOO(I)=PEB(I3)
      EBNOM(I)=PEB(I4)
2      type *,PEIB(I),EBNOB(I),EBNOQ(I),EBNOO(I),EBNOM(I)
C
C
      CALL      DRAW(EBNOB,PEIB,EBNOQ,PEIQ,EBNOO,PEIO,EBNOM,PEIM,NSNR)
C
      CALL      FINITT(0,760)
C
      STOP
      END
```

```
C      DEYE.FTN  ;TRACE DU DIAGRAMME DE L'OEIL,  
C  
      VIRTUAL DATA(2048)  
      BYTE      FILN(40)  
      COMPLEX DATA  
      DATA LDIM,IF,NSYMB,LSAMPL/2048,1,127,16/  
C  
C  
C  
      type 50  
50     format(' nom du fichier')  
      accept 51,FILN  
51     format(40A1)  
      FILN(40)=0  
      OPEN(UNIT=6,NAME=FILN,TYPE='OLD')  
C  
      TYPE 52  
52     FORMAT(' POINT D'ECHANTILLONNAGE')  
      ACCEPT *,IECH  
C  
      CALL      INITT(240)  
C  
      N2=128  
C  
      DO 2      I=1,LDIM  
      READ(6,100,END=111) DATA(I)  
100     FORMAT(2(F15,6))  
2       CONTINUE  
111     CLOSE(UNIT=6,DISP='SAVE')  
C  
C  
      CALL      DEYE(DATA,LSAMPL,NSYMB,IECH)  
C  
      CALL FINITT(0,760)  
C  
C  
      STOP  
      END
```

4. Description des sous-routines

Cette section porte sur la description des différentes sous-routines utilisées dans le programme.

4.1 Filtre de type "Racine Carrée du Cosinus Elevé" avec égalisation $x/\sin x$ (RCOSE)

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

$$TF(f) = \begin{cases} \frac{\pi f T}{\sin \pi f T} & 0 \leq f \leq f_N - f_x \\ \frac{\pi f T}{\sin \pi f T} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \sin \frac{\pi}{2\alpha} \left(\frac{f}{f_N} - 1\right)\right)} & f_1 \leq f \leq f_2 \\ 0 & f \geq f_2 \end{cases}$$

$$f_1 = f_N - f_x$$

$$f_2 = f_N + f_x$$

$$\alpha = f_x / f_N$$

$$\text{Baud} = 1/T$$

Les définitions qui suivent permettent de calculer la forme échantillonnée de la fonction de transfert:

- La bande de simulation est $SBANDW = BAUD * LSAMPL$,
- La fréquence d'échantillonnage $DF = SBANDW / LDIM$,
- La bande de NYQUIST $FNYQ = BAUD / 2$,
- La bande passante du filtre est $FBW = BT * FNYQ$ où BT est un coefficient pour pouvoir changer la bande de Nyquist.

Ainsi on en déduit que:

$$\begin{aligned}\pi f T &\equiv \pi n D F \cdot \frac{1}{\text{BAUD}} \\ &= \pi n \cdot \frac{\text{BAUD} \times \text{LSAMPL}}{\text{LDIM}} \cdot \frac{1}{\text{BAUD}} = \pi n \frac{\text{LSAMPL}}{\text{LDIM}} \\ \frac{f}{\text{FN}} &= \frac{n D F}{\text{BT} \times \text{FNYQ}} = n \cdot \frac{\text{BAUD} \cdot \text{LSAMPL}}{\text{LDIM}} \cdot \frac{1}{\text{BT} \times \text{BAUD}/2} \\ \frac{f}{\text{FN}} &= \frac{2n}{\text{BT}} \cdot \frac{\text{LSAMPL}}{\text{LDIM}}\end{aligned}$$

Pour une valeur de α donnée, l'expression du filtre est indépendante de BAUD, le rythme de transmission. On peut donc dire que le filtre est normalisé.

La même procédure est utilisée pour les filtres RCOS et RCOSR.

La caractéristique de délai de groupe est supposée nulle alors que la caractéristique d'amplitude est une fonction paire de la fréquence; c'est pourquoi les échantillons de TF(1) pour LDIM/2 + 1 = 1025 à LDIM = 2048 sont obtenus en prenant le symétrique des échantillons 2 à 1024.

NOM : RCOSE (SBANDW, BT, TF, ALPHA, LSAMPL, BAUD, LDIM)
PAR. D'ENTREE : SBANDW, BT, ALPHA, LSAMPL, BAUD, LDIM,
PAR. DE SORTIE : TF(I) (I = 1, 2048).

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

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

C
VIRTUAL TF(1)
COMPLEX TF
NO=LDIM/2
NO1=NO+1
IF(ALPHA.EQ.0.)ALPHA=.0001

C
DF=SBANDW/FLOAT(LDIM)
FNYQ=BAUD/2,
FN=BT*FNYQ/DF
F1=(1,-ALPHA)*FN
F2=(1,+ALPHA)*FN

C
IFN=IFIX(FN)
IF1=IFIX(F1)+1
IF2=IFIX(F2)+1

C
A1=3.141593*DF/BAUD
DO 1 I=2,IF1
TF(1)=CMPLX(1.,0.)
J=I-1
A2=(FLOAT(J)*A1)/SIN(FLOAT(J)*A1)
TF(I)=CMPLX(A2,0.)
1 CONTINUE
C

JK=IF1+1
DO 2 J=JK,IF2
I=J-1
A3=(FLOAT(I)*A1)/SIN(FLOAT(I)*A1)
A=(3.141593/(2.*ALPHA))*((FLOAT(I)/FLOAT(IFN))-1.)
TF(J)=CMPLX(SQRT(.5*(1.-SIN(A))),0.)
TF(J)=TF(J)*CMPLX(A3,0.)
2 CONTINUE

JF=IF2+1
DO 3 I=JF,NO
3 TF(I)=CMPLX(0.,0.)
C

DO 5 I=NO1,LDIM
5 TF(I)=CONJG(TF(LDIM+1-I))
RETURN
END
C

4.2 Filtre de type "cosinus élevé" (RCOS)

La caractéristique d'amplitude est donnée par:

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

avec $\alpha = f_X/f_N$, $f_N = 0.5/T$, baud rate = $1/T$.

La caractéristique de délai de groupe est encore nulle. La fonction de transfert complexe discrète est calculée par la sous-routine (RCOS).

En résumé:

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

PAR. D'ENTREE: SBANDW, BT, ALPHA, LSAMPL, BAUD, LDIM,

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

4.3 Filtre du type "racine carrée de cosinus élevé" (RCOSR)

La caractéristique d'amplitude est donnée par:

$$\begin{aligned} & 1 && 0 \leq f \leq f_N - f_X \\ \\ \text{TF}(f) &= \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \sin \frac{\pi}{2\alpha} \left(\frac{f}{f_N} - 1 \right) \right)} && f_N - f_X \leq f \leq f_N + f_X \\ & && N \\ \\ & 0 && f \geq f_N + f_X \end{aligned}$$

avec $\alpha = f_X/f_N$, $f_N = 0.5/T$, baud rate = $1/T$.

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

NOM RCOSR (SBANDW, BT, TF, ALPHA, LSAMPL, BAUD, LDIM,
PAR. D'ENTREE SBANDW, BT, ALPHA, LSAMPL, BAUD, LDIM,
PAR. DE SORTIE TF(I) (I = 1,2048).


```
C
C
C THIS IS A TRANSFER FUNCTION OF A ROOT-RAISED COSINE FILTER.
C
C   SUBROUTINE RCOSR(SBANDW,BT,TF,ALPHA,LSAMPL,BAUD,LDIM)
C
C   VIRTUAL TF(1)
C   COMPLEX TF
C   NO=LDIM/2
C   NO1=NO+1
C   IF(ALPHA.EQ.0.)ALPHA=.0001
C
C   DF=SBANDW/FLOAT(LDIM)
C   FNYQ=BAUD/2.
C   FN=BT*FNYQ/DF
C   F1=(1.-ALPHA)*FN
C   F2=(1.+ALPHA)*FN
C
C   IFN=IFIX(FN)
C   IF1=IFIX(F1)+1
C   IF2=IFIX(F2)+1
C
C   A1=3.141593*DF/BAUD
C   DO 1 I=1,IF1
C   TF(I)=CMPLX(1.,0.)
C
C   JK=IF1+1
C   DO 2 J=JK,IF2
C   I=J-1
C   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,NO
C   TF(I)=CMPLX(0.,0.)
C
C   DO 5 I=NO1,LDIM
C   TF(I)=CONJG(TF(LDIM+1-I))
C   RETURN
C   END
C
```

4.4 Filtre de Gauss

Sa caractéristique est donnée par:

$$TF(f) = \text{EXP}(-\alpha^2 f^2)$$

α est un coefficient associé à la largeur de bande FWB à 3 dB du filtre tel que:

$$\text{FBW} \times \alpha = \sqrt{221n^2}$$

Si on relie FWB à la bande de NYQUIST

$$\text{FBW} = \text{BT} \times \text{FNYQ} = \text{BT} \times \text{BAUD}/2$$

$$\text{pour un BT donné } \alpha f \equiv ((\sqrt{21n^2}/\text{BT} \times \text{BAUD}/2) \times n\text{DF}$$

$$\equiv ((\sqrt{21n^2})/\text{BT} \times \text{BAUD}/2) \times (n \cdot \text{BAUD} \times \text{LSAMPL}/\text{LDIM})$$

$$= 2\sqrt{21n^2} \cdot n \cdot \text{LSAMPL}/\text{LDIM},$$

αf devient donc indépendante du "baud rate" et sa caractéristique sera normalisée comme pour les autres filtres.

NOM : GAUSS(SBANDW, BT, TF, LSAMPL, BAUD, LDIM),

PAR.D'ENTREE : SBANDW, BT, LSAMPL, BAUD, LDIM,

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

```
C
C THIS IS A TRANSFER FUNCTION OF A GAUSSIAN FILTER.
C
C   SUBROUTINE GAUSS(SBANDW,BT,TF,LSAMPL,BAUD,LDIM)
C
C   VIRTUAL TF(1)
C   COMPLEX TF
C   NO=LDIM/2
C   NO1=NO+1
C
C   DF=SBANDW/FLOAT(LDIM)
C   FNYQ=BAUD/2.
C   CT=SQRT(2.*ALOG(2.))
C   FBW=BT*FNYQ
C   ALPHA=CT/FBW
C
C   DO 1   I=1,NO
C   AF=FLOAT(I-1)*DF*ALPHA
C   TF(I)=CMPLX(EXP(-AF**2.),0.)
C
C   DO 2   I=NO1,LDIM
C   TF(I)=CONJG(TF(LDIM+1-I))
C   RETURN
C   END
```

4.5 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 l'exemple de la figure 5.

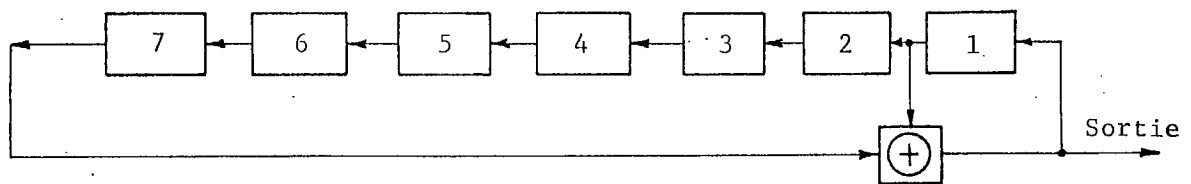


Fig. 5. Générateur de séquence PN.

Pour chacun des liens ascendants (parmi les trois) chaque canal I (en phase) et chaque canal Q (en quadrature) est obtenu en bouclant différemment le générateur de la figure 5. Ceci assure l'indépendance de la distribution des séquences pseudo-aléatoires.

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 127 autres symboles de sorte que le nombre total d'échantillons atteigne 2048.

Le principal critère à vérifier dans ce cas est que la moyenne de chaque séquence soit nulle.

Le signal modulé s'exprime comme:

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

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 ω_c est la fréquence angulaire de la porteuse. Sous forme équivalente:

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

avec

$$X(t) = A(t) \cos \phi(t)$$

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

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

$$U(t) = X(t) + jY(t)$$

Le bloc diagramme de la figure 6 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

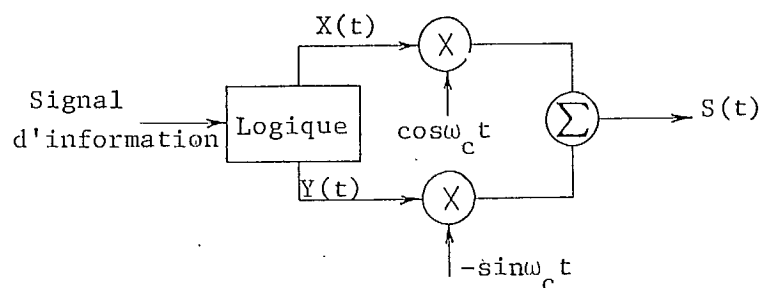


Fig. 6. Modulateur.

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.

4.5.1 BPSK

La phase peut assumer deux valeurs 0° et 180° 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° , $\sin\phi(t) = 0$ 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°	$\sqrt{2}$	0	1
180°	$-\sqrt{2}$	0	-1

Tableau 2. Signaux BPSK.

4.5.2 OQPSK

Dans ce cas-ci, l'alphabet comporte quatre éléments et les valeurs possibles sont choisies comme 45° , 135° , 225° et 315° de sorte que $\cos\phi(t)$ et $\sin\phi(t)$ peuvent prendre les seules valeurs $\pm 1/2$. On génère le signal OQPSK à partir de deux ensembles de registres à décalage, l'un génère X(t),

l'autre $Y(t)$. On décale ensuite le signal $Y(t)$ d'un demi symbole par rapport à $X(t)$. Le tableau 3 montre les relations entre $X(t)$, $Y(t)$ et PN_1 , PN_2 .

$\phi(t)$	$X(t)$	$Y(t)$	PN_1	PN_2
45°	1	1	1	1
135°	-1	1	-1	1
225°	-1	-1	-1	-1
315°	1	-1	1	-1

Tableau 3. Signaux QPSK.

4.5.3 MSK

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

4.5.4 Identification des sous-routines

Les sous-routines utilisées sont:

→ SEQ(IPNI, IPNQ, IPI1, IPQ1, IPI2, IPQ2)

Pour créer les vecteurs séquences de chaque liaison,

IPNI, IPNQ: pour les canaux I et Q de la liaison principale,

IPI1, IPQ1: pour l'une des liaisons adjacentes,

IPI2, IPQ2: pour la deuxième liaison adjacente.

→ GENERE (IPNI, NI, ISORT, IBACK): pour générer:

chaque bit d'une séquence (il est appelé par SEQ).

→ LOADB3 (DATA, IPNI, LSAMPL, LDIM): pour créer le vecteur DATA du BPSK
(2048 échantillons)

→ LOADO3 (DATA, IPNI, IPNQ, LSAMPL, LDIM): pour le OQPSK,

→ LOADM3 (DATA, IPNI, IPNQ, LSAMPL, LDIM): pour le MSK.

C
C SEQ,FTN : genere l'ensemble des sequences considerees
C

SUBROUTINE SEQ(IPNI,IPNQ,IPI1,IPQ1,IFI2,IPQ2)

C
C-----IBACK= numero du registre de recombinaison
C-----ISORT= point de sortie de la chaine
C

DIMENSION IPNI(128),IPNQ(128),IPI1(128),IPQ1(128),N5(7)
DIMENSION IFI2(128),IPQ2(128),N1(7),N2(7),N3(7),N4(7),N6(7)
DATA N1/-1,-1,1,-1,1,1,1/
DATA N2/1,-1,-1,1,1,1,-1/
DATA N3/-1,-1,-1,-1,1,1,1/
DATA N4/1,1,-1,-1,-1,1,1/
DATA N5/1,1,1,1,1,1,1/
DATA N6/-1,-1,1,1,1,-1,-1/

C
DATA ISORT1,ISORT2,ISORT3/1,7,1/
DATA ISORT4,ISORT5,ISORT6/7,1,7/
DATA IBACK1,IBACK2,IBACK3/1,3,4/
DATA IBACK4,IBACK5,IBACK6/2,5,6/

C
C----- generation des sequences
C

CALL GENERE(IPNI,N1,ISORT1,IBACK1)
CALL GENERE(IPNQ,N2,ISORT2,IBACK2)
CALL GENERE(IPI1,N3,ISORT3,IBACK3)
CALL GENERE(IPQ1,N4,ISORT4,IBACK4)
CALL GENERE(IFI2,N5,ISORT5,IBACK5)
CALL GENERE(IPQ2,N6,ISORT6,IBACK6)

C
RETURN
END

C
C!!

C GENERE DES SEQUENCES D'UN BIT

C
SUBROUTINE GENERE(IPNI,N1,ISORT,IBACK)

C
DIMENSION IPNI(1),N1(1)
NCASE=7
KK=2*NCASE
NC=NCASE-1

C
IBIT=0
DO 1 I=1,KK
IPNI(I)=N1(ISORT)
IF(N1(7),EQ,N1(IBACK)) GO TO 12
IBIT=1
GO TO 13

12 IBIT=-1
13 DO 14 N=1,NC

M=NCASE-N
14 N1(M+1)=N1(M)
N1(1)=IBIT

1 CONTINUE

C
RETURN
END

C
C


```
C%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
C  
C      BPSK ; GENERATION DU VECTEUR BPSK  
C  
C      SUBROUTINE LOADE3(DATA,IPNI,LSAMPL,LIIM)  
C  
C      VIRTUAL DATA(2048)  
C      DIMENSION IPNI(128).  
C      COMPLEX DATA  
C  
C-----remplissage du vecteur DATA  
C  
C      KK=128  
C      DO 1      K=1, KK  
C      J1=(K-1)*LSAMPL+1  
C      J2=K*LSAMPL  
C      X=IPNI(K)  
C      DO 2      J3=J1, J2  
2      DATA(J3)=CMPLX(X,0.)  
1      CONTINUE  
C  
C      RETURN  
C      END  
C  
C  
C
```

```
C%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
C
C      QPSK: GENERATION DU VECTEUR QPSK
C
C      SUBROUTINE LOADQ3(DATA,IPNI,IPNQ,LSAMPL,LDIM)
C
C      VIRTUAL DATA(2048)
C      DIMENSION IPNI(128),IPNQ(128)
C      COMPLEX DATA
C-----remplissage du vecteur DATA
C
C      KK=128
C      DO 1      K=1, KK
C      J1=(K-1)*LSAMPL+1
C      J2=K*LSAMPL
C      X=IPNI(K)
C      Y=IPNQ(K)
C      DO 2      J3=J1, J2
C      DATA(J3)=CMPLX(X,Y)
C      CONTINUE
C-----decalage de la partie imaginaire d'une periode
C      IOFF=LSAMPL/2
C      LL=LDIM-1
C      DO 3      I=1, IOFF
C      XX=AIMAG(DATA(I))
C      DO 4      K=1, LL
C      DATA(K)=CMPLX(REAL(DATA(K)),AIMAG(DATA(K+1)))
C      DATA(LDIM)=CMPLX(REAL(DATA(LDIM)),XX)
C
C      RETURN
C      END
C
C
```

```
C%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
C
C      MSK : GENERATION DU VECTEUR MSK
C
C      SUBROUTINE LOADM3(DATA,IPNI,IPNQ,LSAMPL,LDIM)
C
C      DIMENSION IPNI(128),IPNQ(128),SINL(16)
C      VIRTUAL DATA(2048)
C      COMPLEX DATA
C
C-----forme du signal MSK sur 2 periodes ;2T=16
      KK=128
      L1=LSAMPL
      RT2=SQRT(2.)
      DELTA=3.141593/LSAMPL
      DO 1      L=1,L1
1      SINL(L)=RT2*SIN(L*DELTA)
C
C-----remplissage du vecteur DATA
      DO 3      K=1,KK
      J1=(K-1)*LSAMPL+1
      DO 2      JJ=1,L1
      J2=J1+JJ-1
      X=IPNI(K)
      Y=IPNQ(K)
2      DATA(J2)=CMPLX(X*SINL(JJ),Y*SINL(JJ))
3      CONTINUE
C
C-----decalage de la partie imaginaire sur une periode (8 ech.)
      IOFF=LSAMPL/2
      LL=LDIM-1
      DO 4      I=1,IOFF
      XX=AIMAG(DATA(I))
      DO 5      K=1,LL
5      DATA(K)=CMPLX(REAL(DATA(K)),AIMAG(DATA(K+1)))
4      DATA(LDIM)=CMPLX(REAL(DATA(LDIM)),XX)
C
      RETURN
      END
C
```

4.6 Filtrage des signaux (Filter)

La figure 7 représenté le processus impliqué.

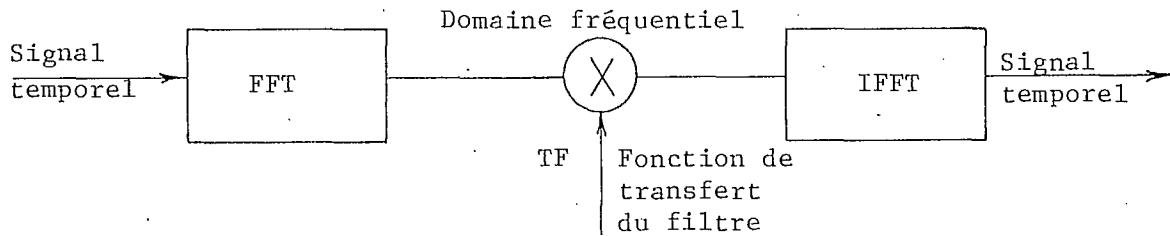


Fig. 7. Filtrage des signaux.

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
C
.
.
1.
.
C

```
FILTRAGE DU SIGNAL,  
SUBROUTINE FILTER(SIGNAL,TF,LDIM)  
VIRTUAL SIGNAL(1),TF(1)  
COMPLEX SIGNAL,TF  
CALL FOUREA(SIGNAL,LDIM,-1)  
DO 1 I=1,LDIM  
SIGNAL(I)=SIGNAL(I)*TF(I)  
CALL FOUREA(SIGNAL,LDIM,1)  
RETURN  
END
```

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

4.7 Calcul de la puissance moyenne (Power)

La puissance moyenne du signal modulé est donnée par:

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

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      COMMON SUBROUTINES-POP
C
C*****
C      CALCUL DE LA PUISSANCE MOYENNE DU SIGNAL
C
C      SUBROUTINE POWER(DATA,LDIM,PM)
C
C
C      VIRTUAL DATA(1)
C      COMPLEX DATA
C      PM=0.
C      DO 10 I=1,LDIM
C      PM=PM+((CABS(DATA(I)))**2)
10    CONTINUE
C      PM=PM/FLOAT(LDIM)
C      RETURN
C      END
C
```


4.8 Modélisation des non-linéarités THP (Transistor de puissance)

Afin de modéliser les non-linéarités du canal par satellite, on a utilisé pour le véhicule et le satellite la caractéristique d'un transistor de puissance tirée d'un article de McElhone*. 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:

$$S(t) = X(t) + jY(t)$$

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

$$S_o(t) = X'(t) + jY'(t)$$

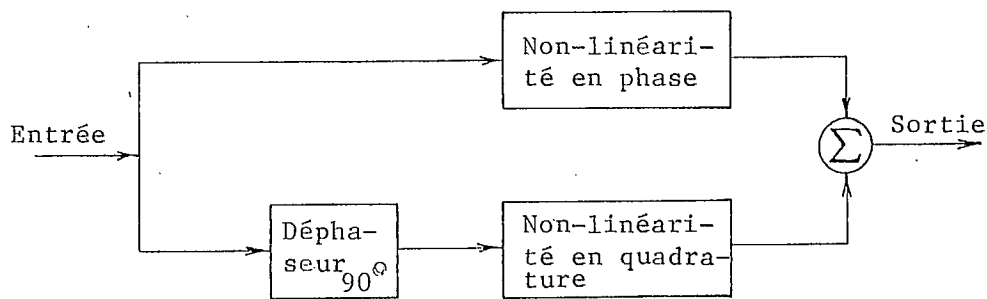


Fig. 8. Modèle des non-linéarités.

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

$$Y'(t) = X(t)q(t) + Y(t)p(t)$$

$p(t)$ 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:

* McElhone, J.P., - "Improvements in distortion and ripple-current performance of high-power transmitters under multicarrier operation", ESA Journal, vol. 1, #4, 1977.

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

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

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

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:

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

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

NOM : THP(DATA, LDIM, BAKOFH, PSH1FH, MP1)
PAR.D'ENTREE : DATA, LDIM, BAKOFH, MP1
PAR. DE SORTIE : DATA, PSH1FH.

CC

C

C THP: CARACTERISTIQUE DU TRANSISTOR

C

CC

C

SUBROUTINE THP(DATA,LDIM,BAKOF,PSHIFT,FM)

C

VIRTUAL DATA(1)

COMPLEX DATA

DATA A1,A3,A5,A7,A9,A11,A13,A15,A17/-.812561,34.466858,-407.346680,
1 2466.257812,-8534.199219,17467.746094,-20800.623047,13260.360352,
1 -3485.367676/

DATA B1,B3,B5,B7,B9,B11,B13,B15,B17/-1.746067,11.766029,-29.857513
1 ,44.691071,-41.595703,24.340672,-8.704225,1.73568,-.147653/
DATA C1,C3,C5,C7,C9,C11,C13,C15,C17/-.363987,10.266514,3.749329,
1 -419.200684,2461.355469,-6734.5666406,9691.46875,-7052.509277,
1 2040.567871/

DATA D1,D3,D5,D7,D9,D11,D13,D15,D17/-.229883,8.787361,-24.755402,
1 36.880432,-33.673782,19.34034,-6.809391,1.341165,-.112996/
F1(X)=(((((((A17*(X**2)+A15)*(X**2)+A13)*(X**2)+A11)*(X**2)+
1 A9)*(X**2)+A7)*(X**2)+A5)*(X**2)+A3)*(X**2)+A1)

F2(X)=(((((((B17*(X**2)+B15)*(X**2)+B13)*(X**2)+B11)*(X**2)+
1 B9)*(X**2)+B7)*(X**2)+B5)*(X**2)+B3)*(X**2)+B1)

Q1(X)=(((((((C17*(X**2)+C15)*(X**2)+C13)*(X**2)+C11)*(X**2)+
1 C9)*(X**2)+C7)*(X**2)+C5)*(X**2)+C3)*(X**2)+C1)

Q2(X)=(((((((D17*(X**2)+D15)*(X**2)+D13)*(X**2)+D11)*(X**2)+
1 D9)*(X**2)+D7)*(X**2)+D5)*(X**2)+D3)*(X**2)+D1)

C

C

V0=1.6
TRIN=V0*10,**(-BAKOF/20,)
FNORM=TRIN/SQRT(FM)
DO 1 I=1,LDIM
1 DATA(I)=DATA(I)*FNORM
C

IF(TRIN.GT.,7) GO TO 7
P=F1(TRIN)*TRIN
Q=Q1(TRIN)*TRIN
GO TO 8

C

7

P=F2(TRIN)*TRIN
Q=Q2(TRIN)*TRIN

C

```
8      DO 4      I=1,LDIM
      X=REAL(DATA(I))
      Y=AIMAG(DATA(I))
      R=SQRT(X**2+Y**2)
      IF(R,GT,1.6) R=1.6
      IF(R,GT,.7) GO TO 3
      ZQ=Q1(R)
      ZP=P1(R)
      GO TO 2
3      ZQ=Q2(R)
      ZP=P2(R)
2      DATA(I)=CMPLX((ZP*X-ZQ*Y),(ZP*Y+ZQ*X))
4      CONTINUE
C
      PSHIFT=ATAN(Q/P)
      TROUT=SQRT(Q*Q+P*P)
C
      WRITE(1,5) TRIN,TROUT,PSHIFT*180./3.14
5      FORMAT(5X,' THE TRANSISTOR ','s TRIN=',F10.4,'/,5X,
1 'TROUT=',F10.4,2X,'PSHIFT=',F10.4,2X,'degre')
C
      RETURN
      END
C
```

4.9 Calcul de l'interférence entre canaux

Comme la simulation est faite en bande de base, il faut trouver une façon adéquate pour représenter l'interférence causée par les deux canaux adjacents.

La méthode utilisée ici tient compte des signaux de trois liaisons montantes dans le domaine fréquentiel et fait faire une rotation appropriée aux 2 canaux adjacents, en fonction de l'écartement des fréquences porteuses.

Pour le canal de gauche, la rotation est faite vers la droite et pour le canal de droite, la rotation s'effectue vers la gauche.

L'écartement est donné en fonction de BAUD

$$\text{ECART} = \text{EKK} \times \text{BAUD}$$

La forme de la FFT du signal d'un canal dans les vecteurs DATA ou TF est la suivante:

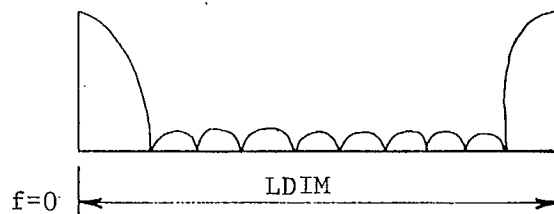


Fig. 9. FFT d'un canal en bande de base.

où LDIM est la longueur du vecteur contenant le signal.

Schématisons les trois canaux filtrés de la façon qui suit:

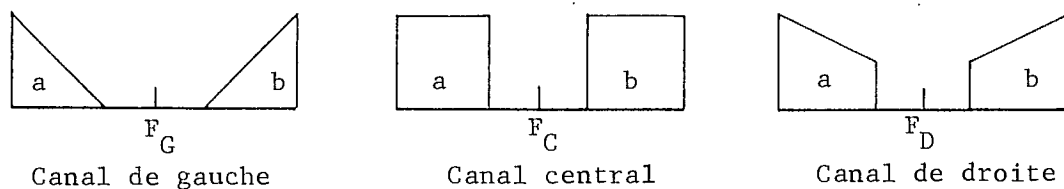


Fig. 10. Trois canaux interférents.

où F_G , F_C , F_D sont les fréquences centrales,

a: le signal des fréquences positives,

b: le signal des fréquences négatives.

(La FTT du signal étant une fonction périodique).

En représentant ces signaux en bande passante, on a:

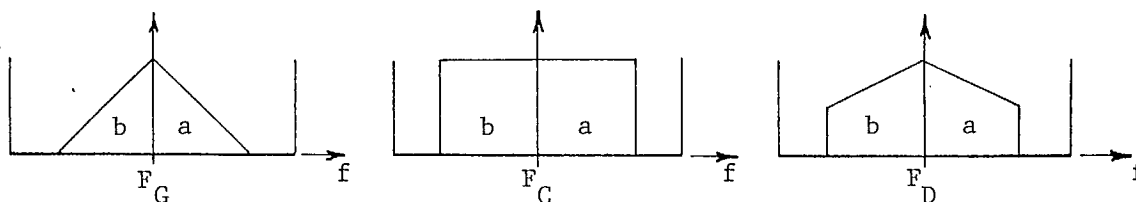


Fig. 11. Bande passante des trois signaux.

Supposons que F_C et F_G sont distants de $Z=K$ BAUD, le schéma sera le suivant:

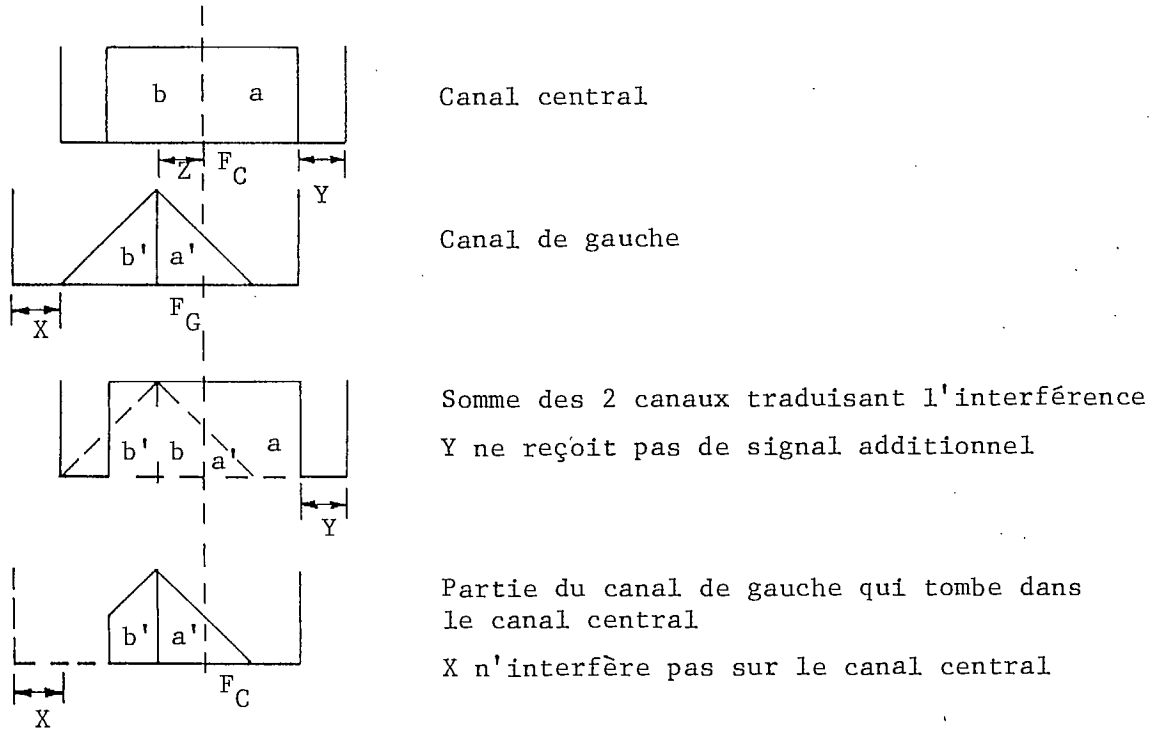
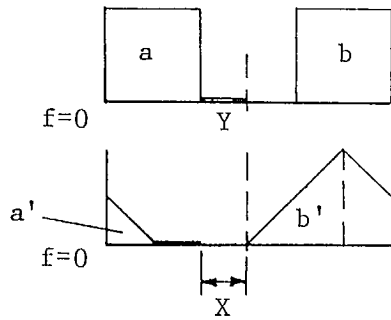


Fig. 12. Canal interférant de gauche en bande passante.

En revenant en bande de base, on a



La partie X serait mise à zéro

Fig. 13. Canal de gauche en bande de base.

D'après ce dernier schéma, on peut remarquer qu'il y a une rotation du canal de gauche vers la droite, d'un nombre d'échantillons lié à l'écartement entre F_G et F_C .

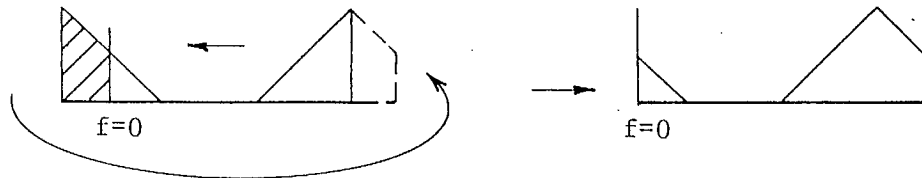


Fig. 14. Rotation subie par le canal de gauche

Pour le canal de droite, on procède de la même façon.

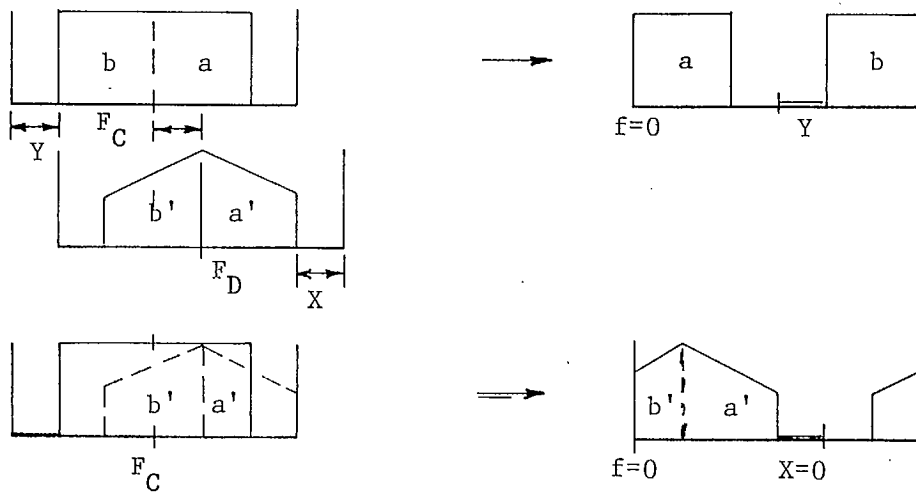


Fig. 15. Interférence due au canal de droite.

Mais la rotation se fait vers la gauche

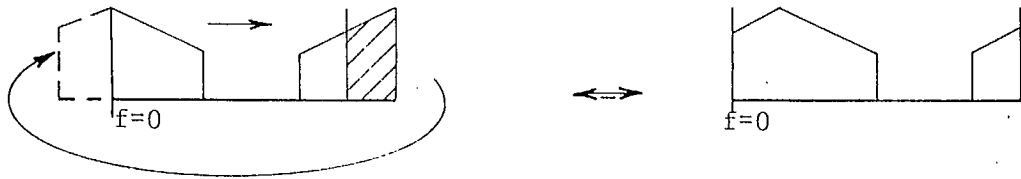


Fig. 16. Rotation subie par le canal de droite.

La bande de simulation considérée SBANDW contient les parties négative et positive de la FFT du signal. Donc chaque partie est limitée à SBANDW/2 et la limite de l'écartement entre 2 fréquences centrales adjacentes (F_G et F_C par exemple) sera aussi de SBANDW/2.

$$ECART_{MAX} = EKK_{MAX} \times BAUD = SBANDW/2$$

$$\text{et } SBANDW = LSAMPL \times BAUD$$

De sorte que $EKK_{MAX} = LSAMPL/2$

LSAMPL étant égal à 16 et $EKK_{MAX} = 8$, l'écartement maximum sera donc de 8.BAUD.

Le nombre d'échantillons dont il faut décaler le signal est donné par IECART

$$IECART = ECART/DF$$

où DF = SBANDW/LDIM (fréquence d'échantillonnage).

Si on avait voulu procéder à l'étude des problèmes d'interférence dans le domaine temporel on aurait dû procéder comme suit, soit:

$$S_c = A_i(t) \cos \omega_c t + A_q(t) \sin \omega_c t$$

$$S_g = A_{gi}(t) \cos(\omega_c - \Delta\omega_c)t + A_{gq}(t) \sin(\omega_c - \Delta\omega_c)t$$

$$S_d = A_{di}(t) \cos(\omega_c + \Delta\omega_c)t + A_{dq}(t) \sin(\omega_c + \Delta\omega_c)t$$

avec

ω_c porteuse du canal principal,

$\omega_c - \Delta\omega_c$ porteuse du canal de gauche,

$\omega_c + \Delta\omega_c$ porteuse du canal de droite,

S_c, S_g, S_d signaux correspondant aux trois canaux.

On peut réécrire en bande de base (ramenée au canal central)

$$S_c(t) = A_i(t) + A_q(t)$$

$$S_g(t) = [A_{gi}(t) \cos\Delta\omega_c t - A_{gq} \sin\Delta\omega_c t] + j[A_{gi}(t) \sin\omega_c t + A_{gq} \cos\Delta\omega_c t]$$

$$S_d(t) = [A_{di}(t) \cos\Delta\omega_c t + A_{dq} \sin\Delta\omega_c t] + j[-A_{di}(t) \sin\Delta\omega_c t + A_{dq} \cos\Delta\omega_c t]$$

On constate alors que la sommation en bande de base des trois canaux

$$Z(t) = S_c(t) + S_g(t) + S_d(t)$$

ne traduit pas le phénomène d'interférence ou de recouvrement spectral car $S_g(t)$ et $S_d(t)$ sont cycliques en fonction de $\Delta\omega_c$.

```
C
C INTERF.FIN CONTIENT LES SOUS-PROGRAMMES
C SACI,PHASE,SHIFTD,SHIFTG,SYNCR
C
C *****
C SACI: decale le signal en fonction de l'ecart
C entre les frequences des porteuses.
C *****
C SUBROUTINE SACI(TF,EKK,LDIM,SBANDW,BAUD)
C
C VIRTUAL TF(2048)
C COMPLEX TF,XX
C
C EK=ABS(EKK)
C
C IF(EK.EQ.0.) RETURN
C CALL FOUREA(TF,LDIM,-1)
C
C DF=SBANDW/LDIM
C ECART=EK*BAUD
C IECART=IFIX(ECART/DF)
C
C IF(EKK.LT.0) GO TO 50
C
C-----EKK positif : canal de droite Fc-Fc
C NO=LDIM/2
C NO1=NO-IECART+1
C DO 10 I=NO1,NO
10 TF(I)=CMPLX(0.,0.)
C
C-----decalage vers la droite
C DO 20 K=1,IECART
C XX=TF(LDIM)
C JJ=LDIM-1
C DO 30 I=1,JJ
30 TF(LDIM+1-I)=TF(LDIM-1)
20 TF(1)=XX
C GO TO 100
C
C-----canal de gauche; decalage vers la gauche
50 NO2=LDIM/2+1
C NO3=LDIM/2+IECART
C DO 40 I=NO2,NO3
40 TF(I)=CMPLX(0.,0.)
C
C JJ=LDIM-1
C DO 70 K=1,IECART
C XX=TF(1)
C DO 60 I=1,JJ
60 TF(I)=TF(I+1)
70 TF(LDIM)=XX
C
100 CALL FOUREA(TF,LDIM,1)
C RETURN
C END
```

```
C*****
C
C   PHASE: compense le decalage de phase d'un
C           canal.
C
C*****
C           SUBROUTINE PHASE(DATA,FSHIFT,LDIM)
C
C           VIRTUAL DATA(2048)
C           COMPLEX DATA,EPS
C
C           EPS=CMPLX(COS(FSHIFT),-SIN(FSHIFT))
C           DO 10   I=1,LDIM
10      DATA(I)=DATA(I)*EPS
C           RETURN
C           END
C
C*****
C           SHIFTD: decalage d'un nombre II d'echan_
C                   tillons vers la DROITE.
C
C*****
C           SUBROUTINE SHIFTD(DATA,IT,LDIM)
C
C           VIRTUAL DATA(2048)
C           COMPLEX DATA,DAT
C
C           DO 10   I=1,IT
C           DAT=DATA(LDIM)
C           JJ=LDIM-1
C           DO 20   J=1,JJ
20      DATA(LDIM-J+1)=DATA(LDIM-J)
10      DATA(1)=DAT
C           RETURN
C           END
C
C
C*****
C           SHIFTG: decalage d'un nombre II d'echan_
C                   tillons vers la gauche.
C
C*****
C           SUBROUTINE SHIFTG(DATA,IT,LDIM)
C
C           VIRTUAL DATA(2048)
C           COMPLEX DATA,DAT
C
C           DO 10   I=1,IT
C           DAT=DATA(1)
C           DO 20   J=2,LDIM
20      DATA(J-1)=DATA(J)
10      DATA(LDIM)=DAT
C           RETURN
C           END
C
```

4.10 Calcul de l'énergie 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

```
C  
C  
C      CALCUL DE L'ENERGIE PAR SYMBOLE  
C  
C      SUBROUTINE ENERGY(DATA,EB,BAUD,LDIM)  
C  
C      VIRTUAL DATA(1)  
C      COMPLEX DATA  
C  
C      EB=0.  
C      DO 1 I=1,LDIM  
1      EB=EB+((CABS(DATA(I)))**2)  
C  
C      EB=EB/FLOAT(LDIM)/BAUD  
C      RETURN  
C      END
```

4.11 Calcul de la puissance de bruit (HHGG)

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

par:

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

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

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

En résumé:

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

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

PAR. DE SORTIE : PNOISE

```
C      CALCUL DE LA PUISSANCE DE BRUIT
C
C      SUBROUTINE HHGG(TF,PNOISE,LSAMPL,LDIM,SBANDW)
C
C      VIRTUAL TF(1)
C      COMPLEX TF
C      SUM=0.
C      DO 1 L=1,LDIM
C      HH=(CABS(TF(L)))*2
1      SUM=SUM+HH
C      PNOISE=SUM*SBANDW/FLOAT(LDIM)/2.
C      WRITE(1,2)PNOISE
2      FORMAT(2X,'PNOISE=',F7.3)
C      RETURN
C      END
```


4.12 Synchronisation des données (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 2 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 (DATA, PSHIFT, TF1, TF2, LSAMPL, LDIM),
PAR. D'ENTREE : DATA, PSHIFT, TF1, TF2, LSAMPL, LDIM,
PAR. DE SORTIE : DATA,
SOUS-ROUTINES APP.: FILTER, FOUREA, SHIFTG.

```
C*****
C
C THIS SUBROUTINE SYNCHRONIZES THE TRANSMITTED AND RECEIVED
C DATA.
C
C*****
      SUBROUTINE SYNCR(DATA,PSHIFT,TF1,TF2,LSAMPL,LDIM)
C
      VIRTUAL DATA(1),DATAI(2048)
      VIRTUAL TF1(1),TF2(1)
      COMPLEX TF1,TF2,EPS
      COMPLEX DATAI,DATA
C
C----- filtrage d'un symbole
      DO 1 I=1,LSAMPL
1        DATAI(I)=CMPLX(1.,0.)
          L1=LSAMPL+1
          DO 2 I=L1,LDIM
2          DATAI(I)=CMPLX(0.,0.)
C
          CALL    FOUREA(DATAI,LDIM,-1)
          DO 3 I=1,LDIM
3          DATAI(I)=DATAI(I)*TF1(I)*TF2(I)
          CALL    FOUREA(DATAI,LDIM,1)
C
C----- calcul du retard du aux filtres
      SUM=0.
      DO 5 K=1,LDIM
          I2=K+LSAMPL-1
          TSUM=0.
          DO 4 I=K,I2
          J=I
          IF(J.GT,LDIM)J=J-LDIM
4          TSUM=TSUM+REAL(DATAI(J))
          IF(TSUM,LT,SUM) GO TO 5
          SUM=TSUM
          NDELAY=K-1
5          CONTINUE
C
C----- compensation de phase
      EPS=CMPLX(COS(PSHIFT),-SIN(PSHIFT))
      DO 6 I=1,LDIM
6          DATA(I)=DATA(I)*EPS
C
C----- compensation du delai
      IF(NDELAY,EQ,0) GO TO 22
      CALL    SHIFTG(DATA,NDELAY,LDIM)
C
22      WRITE(1,10) NDELAY
10      FORMAT(5X,'THE TIME DELAY=',I4)
      RETURN
      END
C
C
```

4.13 Décodage par échantillonnage (DECODB, DECODQ, DECODM)

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 A_i 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 en quadrature:

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

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

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

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

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

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

En présence de bruit on aura:

$$S_r(t) = [S_X(t) + n_X(t)] \cos \omega_c t - [S_Y(t) + n_Y(t)] \sin \omega_c t$$

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

où

$$X(t) = S_X(t) + n_X(t)$$

$$Y(t) = S_Y(t) + n_Y(t)$$

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.

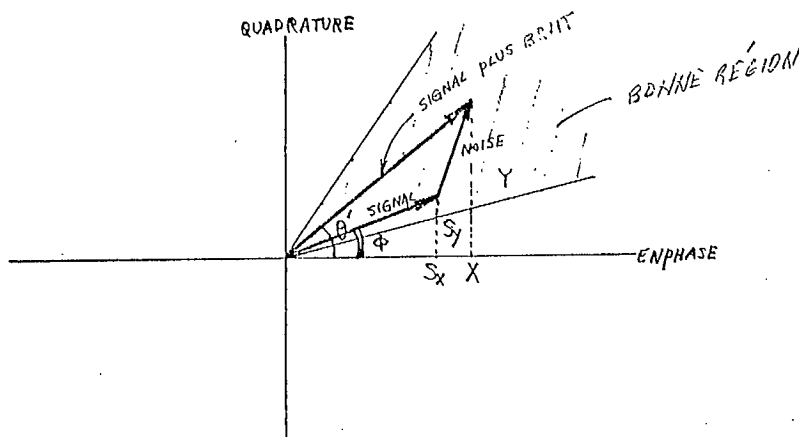


Fig. 17. Diagramme de phase.

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

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

c'est-à-dire en coordonnées polaires:

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

avec

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

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

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

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

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:

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

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 18 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 $\pm \frac{\pi}{L} - \delta$, L représentant le nombre de phases du système et δ le déplacement de phase causé par l'interférence entre symboles. La probabilité d'erreur pour un symbole reçu

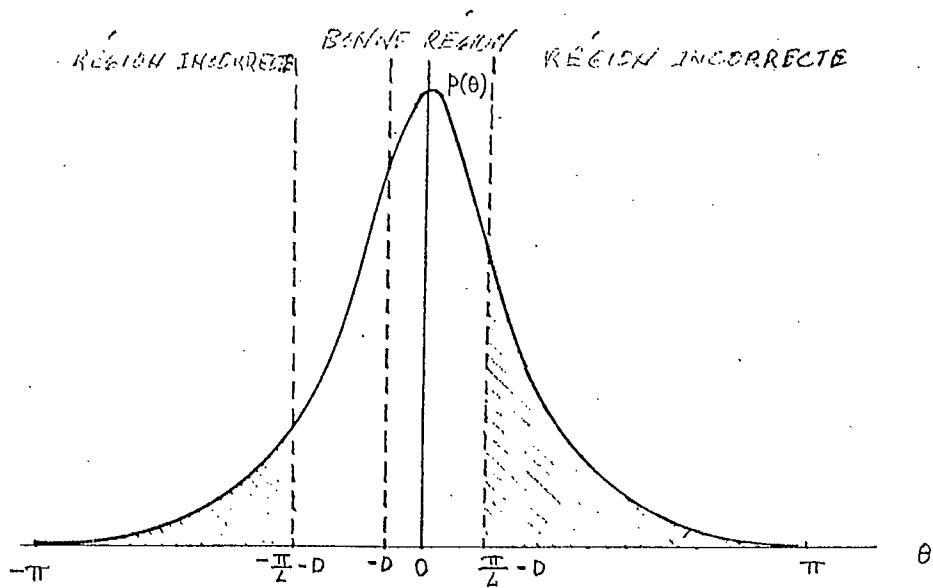


Fig. 18. Densité de phase $p(t)$ pour signal + bruit.

est donc représentée par 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 19.

Dans ce cas la probabilité d'erreur deviendra:

$$PE = 1 - [\text{Probabilité que le bruit ramène le signal dans la bonne région}].$$

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

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

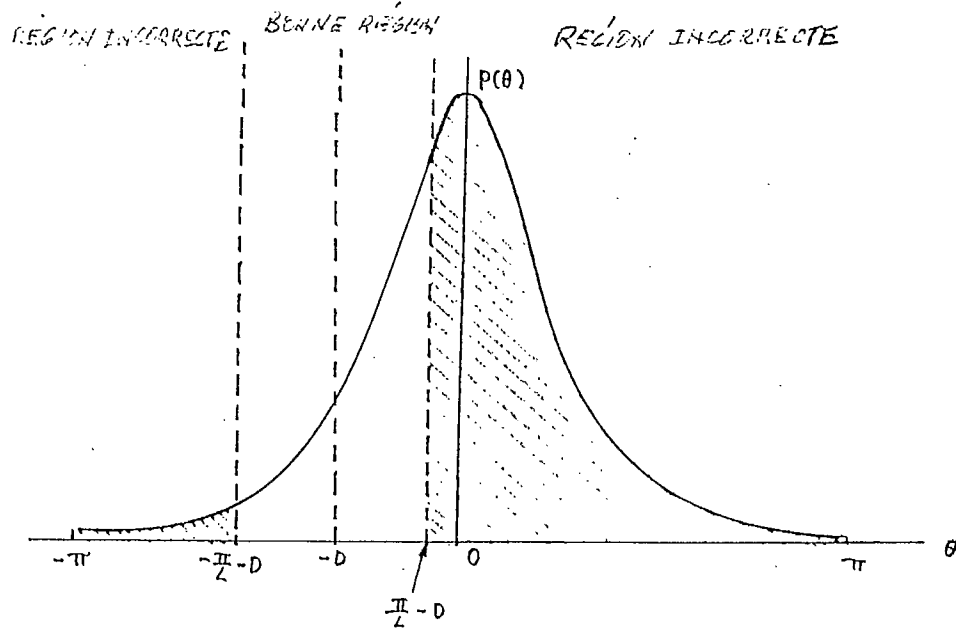


Fig. 19. Effet de l'interférence entre symboles

POUR LE OQPSK ET LE MSK

$$PE(I) = \frac{PE_I(I) + PE_Q(I)}{2}$$

avec

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

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

La probabilité d'erreur totale sera donc:

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

Pour les sous-routines:

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

DECODO(DATA, LSAMPL, PNOISE, IPNI, IPNQ, NSYMB,
EBNOO, PEIO, SNNR, EB, IECH),
DECODM(DATA, LSAMPL, PNOISE, IPNI, IPNQ, NSYMB,
EBNOM, PEIM, NSNR, EB, IECH).

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

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

SOUS-ROUTINES APPELEES: ERFC(Y,Z) Y: entrée, Z: sortie.

Dans le cas où l'interférence des 2 canaux adjacents est considérée, l'énergie par bit serait $E_B/3$. On tient compte ainsi de leur contribution à l'énergie moyenne.

IECH est le point d'échantillonnage choisi.

Pour le OQPSK et le MSK, la probabilité d'erreur est calculée séparément sur le canal I et sur le canal Q. L'énergie par bit dans chaque cas est $E_B/2$.

$$(i.e. \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{LDIM} X_i^2 + Y_i^2) \frac{1}{LDIM}$$

CC

C
C
C
C

DECODAGE DU MSK

SUBROUTINE DECODM(DATA,LSAMPL,FNOISE,IPNI,IPNQ,
INSYMB,EBNOM,PEIM,NSNR,EB,IECH)

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
PEIM(I)=0.
MIDDLE=IECH-1

C
C

-----remise en forme du canal Q.

C
C
C
C
C
C
C

DO 4 I=1,8
XX=AIMAG(DATA(2048))
DO 2 J=2,2048
K=2050-J
DATA(K)=CMPLX(REAL(DATA(K)),AIMAG(DATA(K-1)))
DATA(1)=CMPLX(REAL(DATA(1)),XX)

INDX=0
INDY=0

C

DO 6 K=1,NSYMB
J1=(K-1)*LSAMPL+1
J2=J1+MIDDLE
AMPX=REAL(DATA(J2))
AMPY=AIMAG(DATA(J2))
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

C

INDX=INDX+INDEXX
INDY=INDY+INDEXY

C

EBI=EB/2.
DO 5 M=1,NSNR
SNR=FNOISE*EBI*(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.

C

```
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.
PEIM(M)=PEIM(M)+(EX+EY)/2.
CONTINUE
```

5

6

C

```
DO 7 I=1,NSNR
PEIM(I)=PEIM(I)/FLOAT(NSYMB)
EBNOM(I)=FLOAT(I)
```

7

C

```
WRITE(1,10)
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(1,30) INDX,INDY
30 FORMAT(' ERREUR DANS CANAL I:',I3,/, ' ERREUR DANS CANAL (I:',I3)
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
```

C

C

```
C      DECODAGE DU QPSK
C
C      SUBROUTINE DECODO(DATA,LSAMPL,FNOISE,IFNI,IFNQ,
C      1NSYMB,EBNOQ,PEIQ,NSNR,ER,IECH)
C
C      VIRTUAL DATA(1)
C      COMPLEX DATA
C      DIMENSION EBNOQ(1),PEIQ(1),IFNI(1),IFNQ(1)
C      NERORO=0
C      DO 1 I=1,NSNR
1      PEIQ(I)=0,
C      MIDDLE=IECH-1
C
C-----decalage du canal Q
C      DO 20 I=1,8
C      XX=AIMAG(DATA(2048))
C      DO 10 J=2,2048
C      K=2050-J
10      DATA(K)=CMPLX(REAL(DATA(K)),AIMAG(DATA(K-1)))
20      DATA(1)=CMPLX(REAL(DATA(1)),XX)
C
C      INDX=0
C      INDY=0
C
C      DO 4 K=1,NSYMB
C      J1=(K-1)*LSAMPL+1
C      J2=J1+MIDDLE
C      AXBAR=REAL(DATA(J2))
C      AYBAR=AIMAG(DATA(J2))
C      INDEXX=0
C      IF(SIGN(1.,AXBAR),NE,IFNI(K)) INDEXX=1
C      INDEXY=0
C      IF(SIGN(1.,AYBAR),NE,IFNQ(K)) INDEXY=1
C      IF((INDEXX,EQ,1),OR,(INDEXY,EQ,1))NERORO=NERORO+1
C      INDX=INDX+INDEXX
C      INDY=INDY+INDEXY
C
C      calcul de la probabilite d'erreur
C      EBI=ER/2,
C      DO 2 M=1,NSNR
C      SNR=FNOISE*EBI*(10,**(-.1*FLOAT(M)))
C      SIGMA=SQRT(SNR)
C      ARG=(ABS(AXBAR))/(SIGMA*SQRT(2.))
C      IF(ARG,GT,12) ARG=12,
C      CALL ERFC(ARG,EX)
C      EX=.5*EX
C      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,E0,1) 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)/2.
4 CONTINUE
C
DO 5 I=1,NSNR
PEIO(I)=PEIO(I)/FLOAT(NSYMB)
5 EBNOO(I)=FLOAT(I)
C
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
WRITE(1,300) INDX,INDY
300 FORMAT(' ERREUR DANS CANAL I:',I3,' ERREUR DANS CANAL Q:',I3)
RETURN
END
C
```

```
C      DECODAGE DU BPSK
C
      SUBROUTINE DECODE(DATA,LSAMPL,PNOISE,IPNI,NSYMB,
      1EBNOB,PEIB,NSNR,EB,IECH)
C
      VIRTUAL DATA(1)
      COMPLEX DATA
      DIMENSION EBNOB(1),PEIB(1),IPNI(1)
      NERORB=0
      DO 1 I=1,NSNR
      1  PEIB(I)=0.
      MIDDLE=IECH-1
C
      DO 2 K=1,NSYMB
      J1=(K-1)*LSAMPL+1
      J2=J1+MIDDLE
      AXBAR=REAL(DATA(J2))
      INDEXX=0
      IF(SIGN(1.,AXBAR).NE.IPNI(K))INDEXX=1
      IF(INDEXX.EQ.1)NERORB=NERORB+1
C
      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
C
      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:',15)
      TYPE 10
      TYPE 20,(EBNOB(I),PEIB(I),I=1,NSNR)
      TYPE 25,NERORB
      RETURN
      END
C
```

CC

C
C THIS SUBROUTINE COMPUTES THE COMPLEMENTARY ERROR FUNCTION,
C

C
C SUBROUTINE ERFC(Y,Z)

C
C DIMENSION A(10),P(8),Q(9)
C DATA C/1.12B3792/
C DATA A(1),A(2),A(3),A(4),A(5),A(6),A(7),A(8),A(9),
C 1A(10)/1.,-.33333333,1,-.023809238,.46296296E-2,
C 2,-.75757576E-3,1.0683761E-4,-1.3227513E-5,
C 31.4589169E-6,-1.4503855E-7/
C DATA P(1),P(2),P(3),P(4),P(5),P(6),P(7),P(8)/
C 1883.47894,1549.6793,1347.1941,723.04,255.50049,
C 259.24001,8.3765311,.56418956/
C DATA Q(1),Q(2),Q(3),Q(4),Q(5),Q(6),Q(7),Q(8),Q(9)/
C 1883.47894,2546.5785,3337.2214,2606.712,1333.57,
C 2460.28512,105.50025,14.847012,1./

C
C KRET=1
5 X=Y
C MD=0
10 ISW=2
C IF(X.GE.0.) GO TO 15
C ISW=1
C X=-X
15 IF(KRET.NE.2) GO TO 60
C IF(X.LE.5.5) GO TO 20
C Z=1.
C IF(ISW.EQ.1) Z=-1.
C GO TO 100
20 IF(X.LE.,47) GO TO 45
C KRET=1
25 SN=P(8)
C SD=Q(9)
C DO 30 J=1,7
C I=8-J
C SN=SN*X+P(I)
30 CONTINUE
C DO 35 J=1,8
C I=9-J
C SD=SD*X+Q(I)
35 CONTINUE
C Z=SN/SD*EXP(-X*X)
C IF(KRET.NE.1) GO TO 40
C Z=1,-Z
C IF(ISW.NE.2) Z=-Z
C GO TO 100
40 IF(ISW.NE.2) Z=2,-Z
C 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 Tracé des courbes P_e vs E_b/N_0 (DRAW)

Ce programme lit dans un fichier les données qu'il va répartir dans les vecteurs: (EBNOB, PEIB), (EBNOO, PEIO) et (EBNOM, PEIM) pour tracer les 3 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

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

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

DASHA(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-routines écrites

GRID2 : Dessin de la grille de coordonnées.

```
C
      SUBROUTINE DRAW(EBNOB,PEIB,EBNOQ,PEIQ,EBNOO,PEIO,
      1EBNOM,PEIM,NSNR)
```

```
C
C
C THIS SUBROUTINE DRAWS THE P(E) VS. EB/NO CURVES.
C
```

```
      DIMENSION EBNOB(1),PEIB(1),EBNOQ(1),PEIQ(1)
      DIMENSION EBNOO(1),PEIO(1),EBNOM(1),PEIM(1)
      DIMENSION X(13),Y(13)
      M=NSNR
      MB=M
      MQ=M
      MO=M
      MM=M
```

```
C
      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
```

```
C
      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
```

```
C
      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
```

```
C
      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
```

```
C
C FIND IDEAL CURVE ARRAY
```

```
DO 20 J=1,13
X(J)=FLOAT(J)
AJ=SQRT(10,**(.1*J))
CALL ERFC(AJ,EY)
Y(J)=.5*EY
20 CONTINUE
C
C SPECIFY THE WINDOW AND DRAW THE COORDINATES
C
CALL INITT(240)
CALL DWINDO(0.,25.,1.E-10,1.)
CALL TWINDO(100,600,100,700)
CALL LOGTRN(2)
CALL GRID2
C
C DRAW THE CURVES.
C
CALL MOVEA(X(1),Y(1))
DO 30 I=2,13
30 CALL DASHSA(X(I),Y(I))
C
CALL MOVEA(PEIB(1),EBNOB(1))
DO 40 I=2,MB
40 CALL DASHSA(PEIB(I),EBNOB(I),1)
C
CALL MOVEA(PEIQ(1),EBNOQ(1))
DO 45 I=2,MQ
45 CALL DASHSA(PEIQ(I),EBNOQ(I),2)
C
CALL MOVEA(PEIO(1),EBNOO(1))
DO 50 I=2,MO
50 CALL DASHSA(PEIO(I),EBNOO(I),3)
C
CALL MOVEA(PEIM(1),EBNOM(1))
DO 55 I=2,MM
55 CALL DASHSA(PEIM(I),EBNOM(I),4)
C
RETURN
END
```

C
C
C

SUBROUTINE GRID2

100
200

```

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

```

C
C
C
C

GRILLE POUR LE DIAGRAMME DE L'OEIL.

SUBROUTINE GRID3(IECH)

C
C
C
C
C

```

DMIN=-2,
DMAX=2,
X=1,

CALL MOVEA(X,DMIN)
CALL DRAWSA(X,DMAX)
X=X+IECH
CALL MOVEA(X,DMIN)
CALL DRAWSA(X,DMAX)
X=16,
CALL MOVEA(X,DMIN)
CALL DRAWSA(X,DMAX)
X=17,+IECH
CALL MOVEA(X,DMIN)
CALL DRAWSA(X,DMAX)
X=32,
CALL MOVEA(X,DMIN)
CALL DRAWSA(X,DMAX)

```

200
C

```

DMIN=1,
DMAX=32,
Y=-2
DO 200 I=1,9
CALL MOVEA(DMIN,Y)
CALL DRAWSA(DMAX,Y)
Y=Y+.5
RETURN
END

```

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 tracé 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:

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

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

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

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

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

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:

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

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:

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

avec

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

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

$S_X(f)$ 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:

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

et dans le domaine des fréquences:

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

Sous forme généralisée, la fenêtre de Hamming:

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

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

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

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:

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

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 $z(n)$:

$$z(n) = x(n) + jy(n)$$

de sorte que:

$$\begin{aligned} Z(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} [x(n) + jy(n)] e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} \\ &= X(k) + jY(k) \end{aligned}$$

et:

$$\begin{cases} Z(k) \cdot Z^*(k) = |X(k)|^2 + |Y(k)|^2 \\ Z(N-k) \cdot Z^*(N-k) = |X(N-k)|^2 + |Y(N-k)|^2 \end{cases}$$

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      SUBROUTINE SPECT(SIGNAL,LDIM,IWIN)
C
C      COMPUTE THE POWER SPECTRUM OF SIGNAL USING THE PERIODOGRAM
C      METHODE,
C      IWIN=1,RECTANGULAR WINDOW;=2 HAMMING WINDOW,
C
C      VIRTUAL SIGNAL(1),XA(2048),X(256)
C      VIRTUAL SXX(129),WD(128),Y(128),IX(129)
C      COMPLEX SIGNAL,X
C      DATA L,M/128,256/
C      DO 10 I=1,LDIM
10     XA(I)=REAL(SIGNAL(I))
C      S=0,
C      DO 20 I=1,LDIM
20     S=S+XA(I)
C      S=S/FLOAT(LDIM)
C      DO 30 I=1,LDIM
30     XA(I)=XA(I)-S
C      MHLF=M/2+1
C      NSECT=(LDIM-L/2)/(L/2)
C      L1=L/2
C      L2=L1+1
C      KMX=(NSECT+1)/2
C      U=FLOAT(L)
C      IF(IWIN.NE.2)GO TO 60
C      U=0,
C      FL=FLOAT(L-1)
C      TWOPI=8.*ATAN(1,.)
C      DO 50 I=1,L
C      FI=FLOAT(I-1)
C      WD(I)=.54-.46*COS(TWOPI*FI/FL)
50     U=U+WD(I)*WD(I)
60     CONTINUE
C      DO 70 I=1,MHLF
70     SXX(I)=0,
C      DO 80 I=1,L1
C      J=1984+I
C      K=64+I
C      Y(I)=XA(I)
80     Y(K)=XA(J)
C      DO 190 K=1,KMX
C      DO 90 I=1,L1
C      J=L1+I
90     X(I)=CMPLX(Y(J),0,.)
C      KL=(K-1)*L
C      DO 100 I=1,L
C      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))+
  IX(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)
  IX(I)=I
210  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 Tracé du diagramme de l'oeil (DEYE)

Le diagramme de l'oeil est tracé pendant une durée de 2 symboles pour le canal I. Il faut spécifier le rythme d'échantillonnage. En résumé:

NOM : DEYE(DATA, LSAMPL, NSYMB, IECH)

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'utilisateur

DRAWSA

C

SUBROUTINE DEYE(DATA,LSAMPL,NSYMB,IECH)

C

C

C

DRAW THE EYE DIAGRAM OF THE SIGNAL.

C

```
VIRTUAL DATA(1)
COMPLEX DATA
DIMENSION TIME(32),AMPL(32)
CALL DWINDO(1,,32,,-2,,2,)
CALL TWINDO(100,800,100,600)
IECH=IECH-1
CALL GRID3(IECH)
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))
TIME(I)=FLOAT(I)
CALL MOVEA(TIME(1),AMPL(1))
DO 2 M=1,JJ
CALL DRAWSA(TIME(M),AMPL(M))
CONTINUE
RETURN
END
```

1

2

3

C

5. Utilisation des programmes

La première partie du programme peut être exécutée à partir de n'importe quel terminal. Le tracé des courbes P_e vs E_b/N_0 ou du diagramme de l'oeil requiert un terminal graphique. Pour utiliser le programme PRDBA, il faut que le fichier PeB,DT soit créé auparavant à partir des calculs de P_e pour les 3 sortes de modulation.

Le programme DEYE et SPECTR requièrent l'un des fichiers (C4, C5, C6, C7 ou C8.DT) créé pendant l'exécution du MSK, du OQPSK ou du BPSK selon l'information qu'on désire avoir.

Le tableau suivant illustre l'utilisation du programme MSK.


```
>RUN MSK
  BIRATE (en KBS/S)
  1
  FILTRE TRANSMISSION:1-RCOSE,2-RCOS,3-RCOSR,4-GAUSS
  1
  ROLL-OFF(=0. pour GAUSS) et BT(bandexperiode)
  .6,1.
  FILTRE RECEPTION:1-RCOSE,2-RCOS,3-RCOSR,4-GAUSS
  3
  ROLL-OFF(=0. pour GAUSS),et BT RECEPTION
  .6,1.
  BAKOFH (au sol) , BAKOFT (au satellite): en db
  2.,2.
  EKK:( ecartement en fraction de BAUD)
  1.4
```

EB/N0	PROB. OF ERROR
1.0	0.885029E-01
2.0	0.684485E-01
3.0	0.512648E-01
4.0	0.371783E-01
5.0	0.261534E-01
6.0	0.179190E-01
7.0	0.120410E-01
8.0	0.801604E-02
9.0	0.535489E-02
10.0	0.363699E-02
11.0	0.253440E-02
12.0	0.181211E-02
13.0	0.131536E-02
14.0	0.951643E-03
15.0	0.671720E-03
16.0	0.452898E-03
17.0	0.285857E-03
18.0	0.165533E-03
19.0	0.860158E-04
20.0	0.390481E-04
21.0	0.149694E-04
22.0	0.464162E-05
23.0	0.110297E-05
24.0	0.187915E-06
25.0	0.211392E-07

THE ERROR DUE TO ISI IS: 0

Tableau 4. Exemple d'utilisation du programme MSK.

CHAPITRE 2

RESULTATS DE LA SIMULATION

Plusieurs dizaines de simulations furent effectuées. Nous ne rapporterons toutefois, dans ce chapitre, que les résultats de celles que nous jugeons les plus pertinentes. Le chapitre se divise en deux grandes catégories.

Dans un premier temps, nous considérons le cas de liaisons à travers un canal linéaire alors que dans un second temps nous étudions l'effet, d'une part, de la présence d'une non-linéarité au sol, d'une non-linéarité au niveau du satellite ou de la présence simultanée de ces deux non-linéarités. Pour chacune de ces deux grandes catégories, nous traitons d'abord du cas d'un seul canal, puis du cas d'un canal en présence de deux canaux adjacents interférents. Le niveau du signal des canaux adjacents fut, dans tous les cas, posé égal à celui du canal principal.

Les trois types de modulation retenus sont le PSK deux niveaux, dénoté BPSK; le PSK quatre niveaux avec décalage, dénoté OQPSK et le MSK.

Dans tous les cas présentés dans ce chapitre, la stratégie de filtrage retenue est la même, soit un filtre de Nyquist avec divers facteurs de pondération α (roll-off), le filtrage étant réparti moitié-moitié entre le transmetteur et le récepteur. La phase a été supposée identiquement égale à zéro et une égalisation de type $x/\sin x$ a été utilisée dans tous les cas au transmetteur. Aucun filtrage n'est effectué au niveau du satellite. Ce dernier agit soit comme amplificateur linéaire soit comme amplificateur

non-linéaire; ceci, dans le but de simuler un système à accès multiples à répartition en fréquence (FDMA).

1. Absence de non-linéarité

1.1 1 seul canal

Cette simulation a pour but, d'une part de vérifier notre programme en le comparant avec les résultats théoriques connus pour le BPSK et le OQPSK et d'autre part, d'évaluer la valeur de la dégradation du E_b/N_0 pour le MSK due à une non-adaptation des filtres. Les courbes de probabilité d'erreur résultantes apparaissent aux figures 2.1, 2.2 et 2.3. Dans chacun des cas, la courbe en traits pleins correspond à la courbe théorique de référence.

Plusieurs simulations furent effectuées pour chacun des trois types de modulation retenus. Les facteurs de pondération α des filtres ont été variés de 0.3 à 0.65 par incrément de 0.05. Les simulations nous ont démontré, comme il se devait, que dans un canal linéaire, les performances sont indépendantes de la valeur de α .

Pour le BPSK et l'OQPSK, les résultats de simulation confirment le bon fonctionnement du programme alors qu'ils nous permettent de constater qu'une non-adaptation des filtres pour le MSK entraîne une dégradation de l'ordre de 0.5 dB @ $P_e = 10^{-4}$) et cela comme mentionné auparavant, indépendamment de la valeur de α . Avec la stratégie de filtrage retenue, le MSK part donc avec un désavantage.

Le programme de simulation nous permet également de mesurer la dégradation qui résulte d'une erreur de phase permanente sur l'instant d'é-

chantillonnage; on l'observe sur le diagramme d'oeil au récepteur. Se rappelant que chaque baud est formé de 16 échantillons, l'instant d'échantillonnage optimal correspond au 8ième ou 9ième échantillon. La figure 2.1 donne une idée de la dégradation encourue lorsque nous retenons plutôt le 7ième ou le 10ième échantillon pour le cas où $\alpha = 0.35$. Règle générale, plus α est grand, moins la précision de l'instant d'échantillonnage est critique. Dans tout ce qui suit, l'instant d'échantillonnage a été optimisé.

BPSK

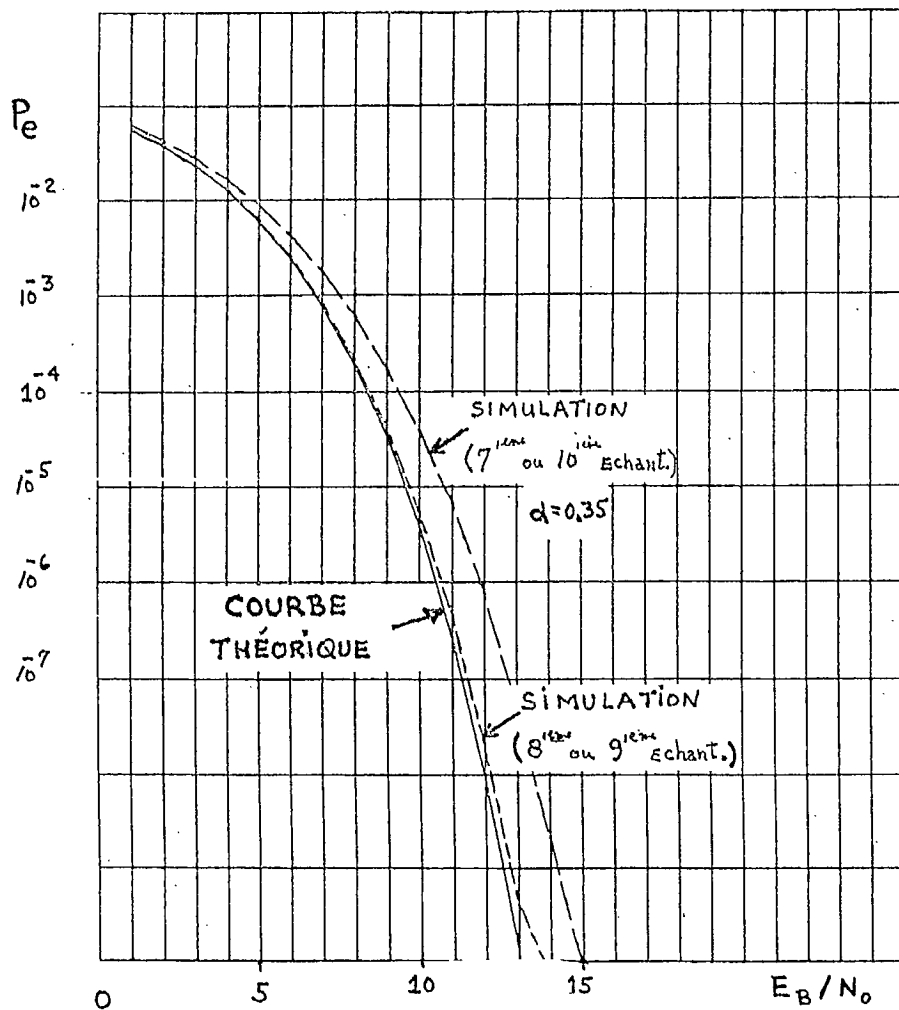


Fig. 2.1 Taux d'erreur du BPSK (1 canal linéaire)

OQPSK

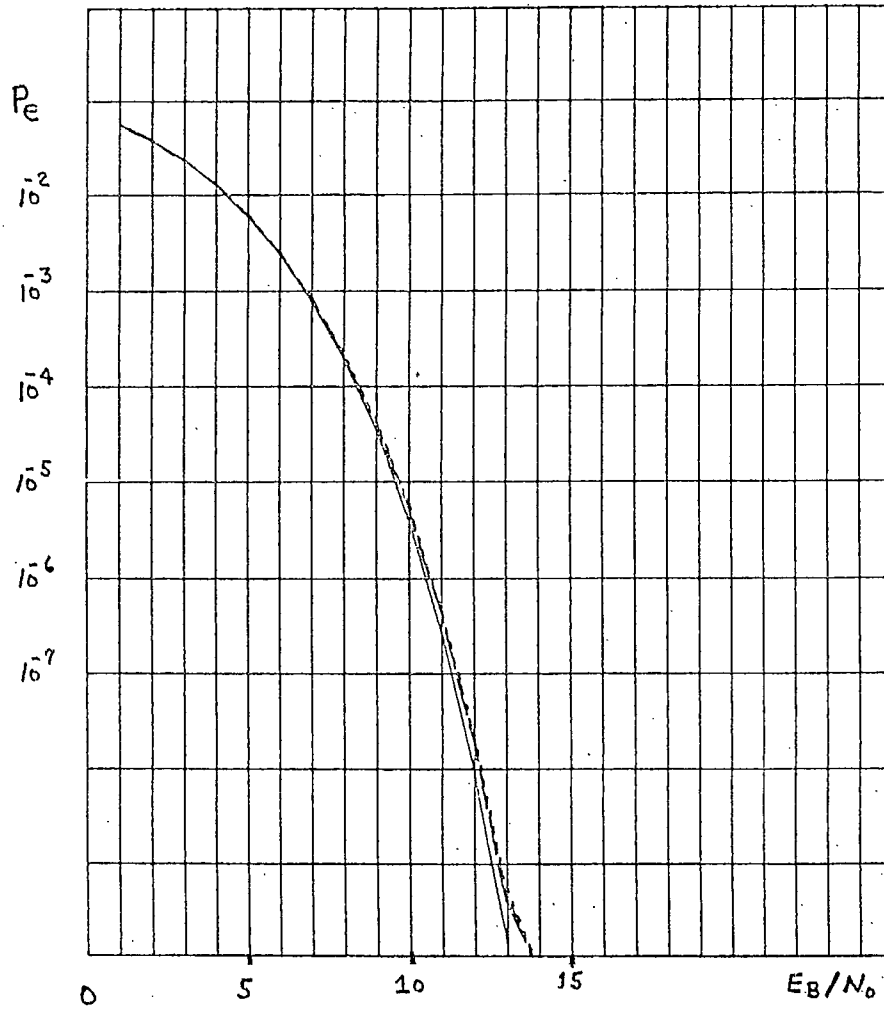


Fig. 2.2 Taux d'erreur du OQPSK (1 canal linéaire).

MSK

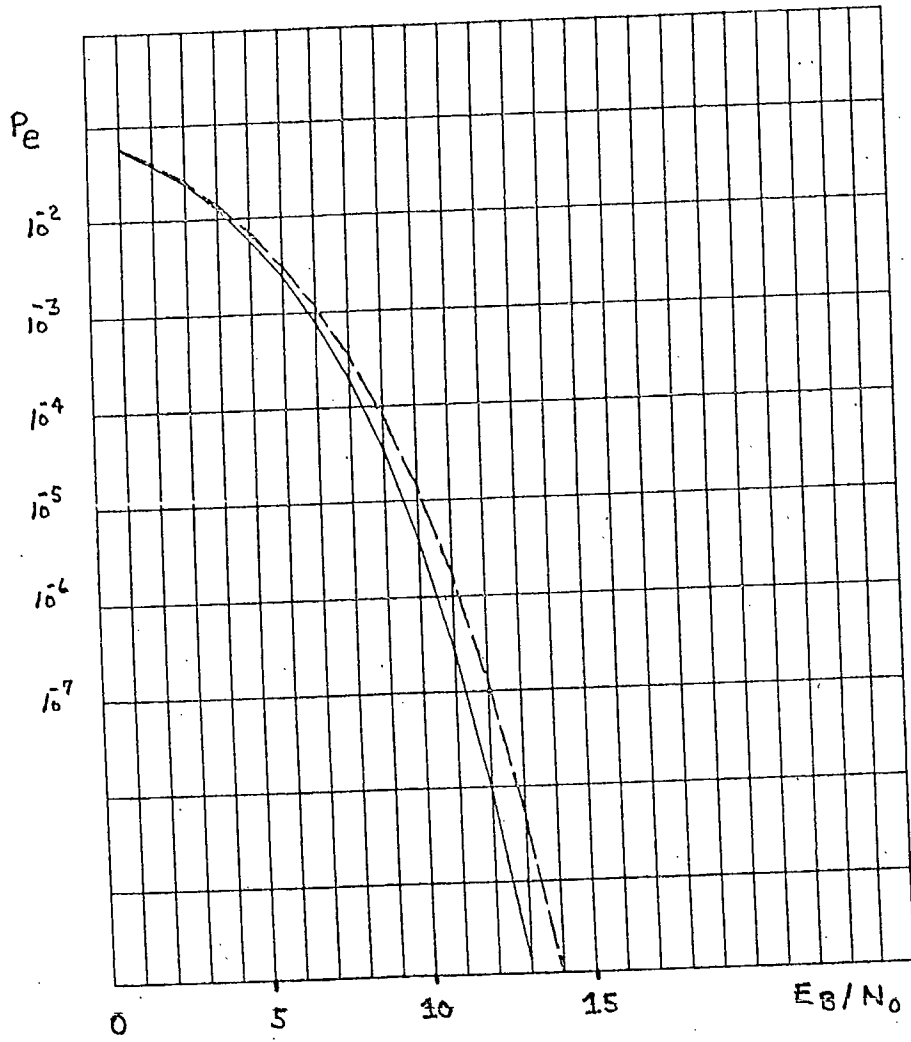


Fig. 2.3 Taux d'erreur du MSK (1 canal linéaire).

1.2 1 canal + 2 canaux adjacents

Les figures 2.4 à 2.6 donnent une idée de l'ordre de grandeur de la dégradation encourue pour les trois systèmes retenus, dégradation posée par la présence de deux canaux adjacents de même niveau et de même type que celui du canal principal. Cette dégradation est évidemment fonction de l'écartement existant entre les porteuses ainsi que du facteur de pondération α des filtres.

Nous constatons d'abord que lorsque l'écartement entre les porteuses est suffisamment grand la valeur de la dégradation obtenue converge vers la valeur de celle observée précédemment pour chacun des types de modulation en absence de canaux adjacents.

A toute fin pratique, un écartement entre porteuse inférieur à 1.3 fois le baudrate est inadmissible pour BPSK et l'OQPSK. Cette limite doit être portée à 1.4 pour le MSK. La dégradation est très rapide au-delà de cette limite et cela, quasi indépendamment de la valeur de α . A un écartement entre porteuse égal à 1.3 fois le baudrate, les performances du BPSK surpassent de plus en plus celles de l'OQPSK au fur et à mesure que α décroît. Mis à part son handicap de départ de 0.4 dB, les performances du MSK se dégradent plus vite que celles du BPSK ou de l'OQPSK en présence d'interférences dues aux canaux adjacents.

BPSK

TT11 -- STOP

> BPSK: 3 CANAUX SANS NON-LINEARITE, AVEC DIFFERENTS ECARTEMENTS

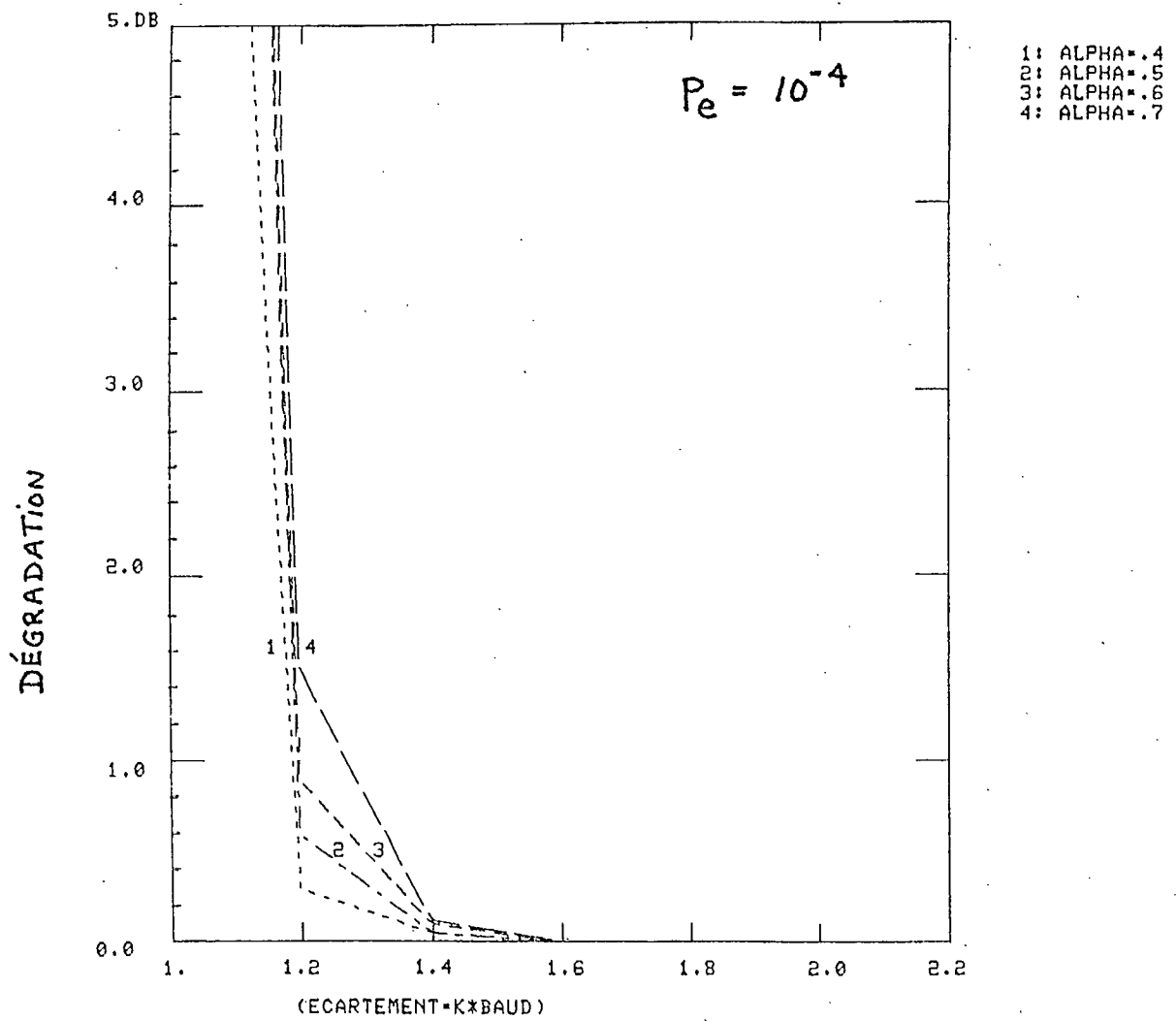


Fig. 2.4 Dégradation du BPSK en présence de canaux adjacents (canal linéaire).

OQPSK

TT11 -- STOP

> OQPSK: 3 CANAUX SANS NON-LINEARITE, AVEC DIFFERENTS ECARTERENTS

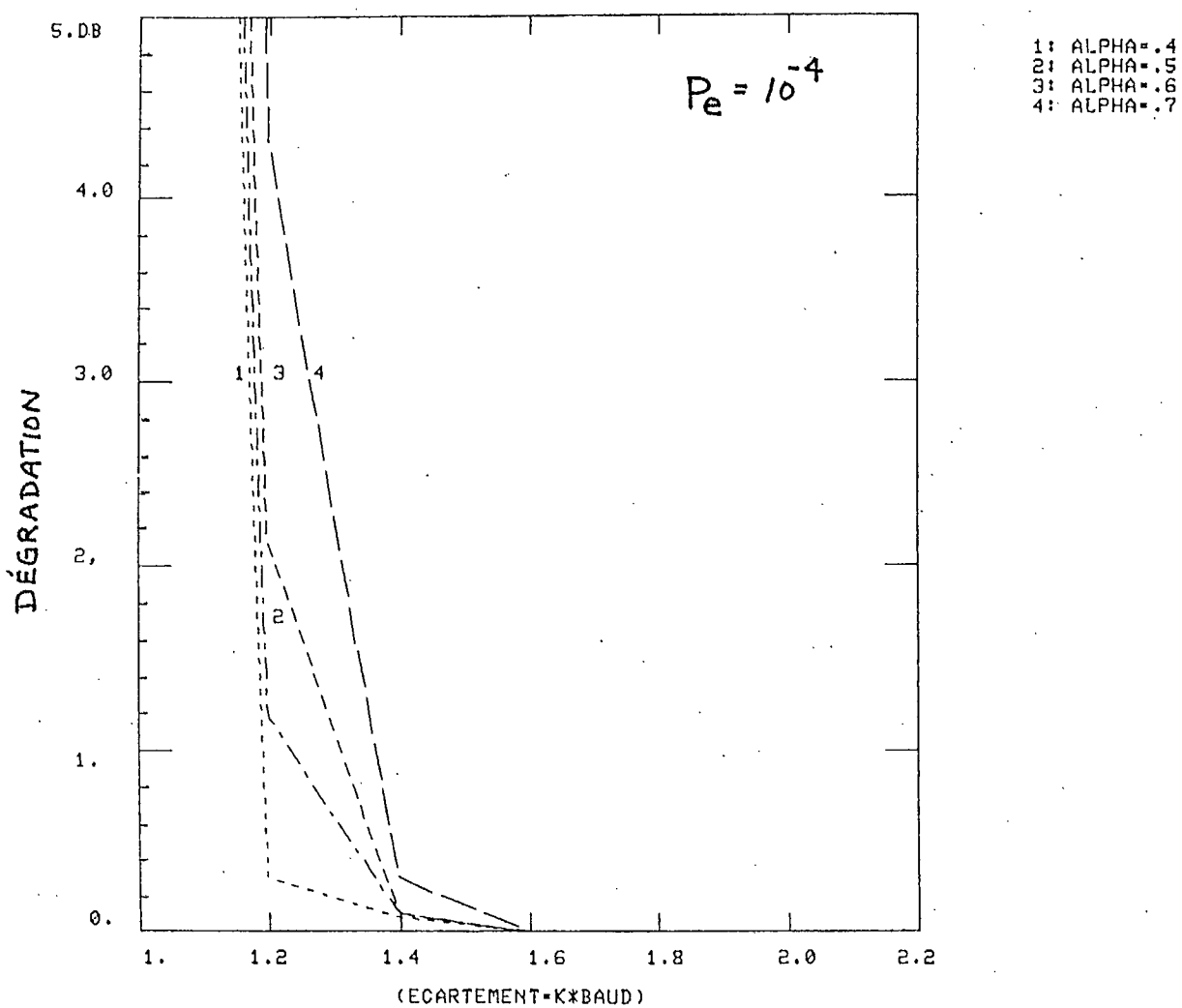


Fig. 2.5 Dégradation de l'OQPSK en présence de canaux adjacents (canal linéaire)

MSK

TT11 -- STOP

> MSK: 3 CANAUX SANS NON-LINEARITE, AVEC DIFFERENTS ECARTEMENTS

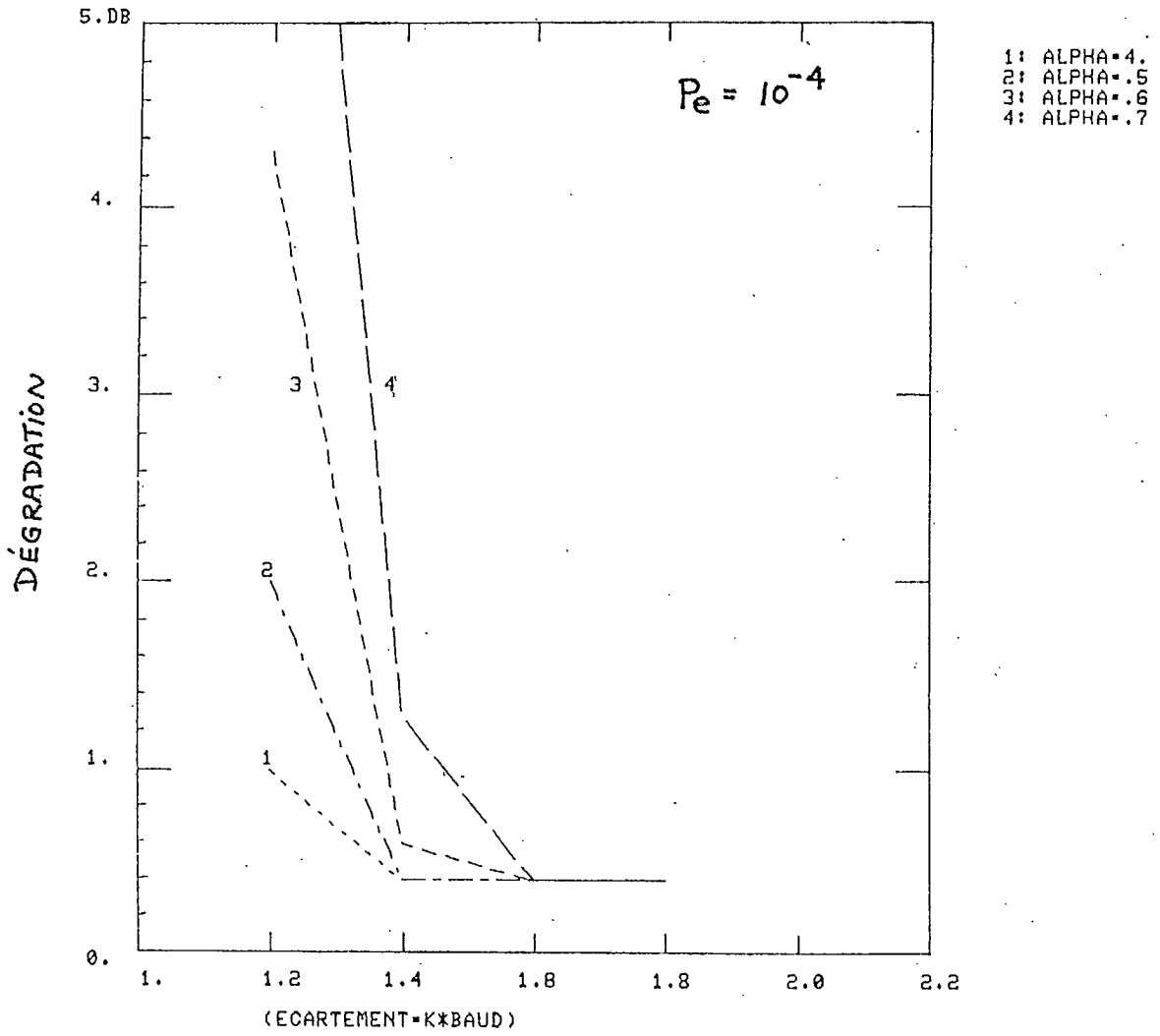


Fig. 2.6 Dégradation du MSK en présence de canaux adjacents (canal linéaire).

2. Présence de non-linéarités

Dans tout ce qui suit, à chaque fois que nous parlerons de non-linéarités, nous référerons toujours au même type d'amplificateur de puissance. Il s'agit d'un amplificateur à transistor effet-champ dont la caractéristique a été fournie par le CRC et qui est extraite d'un article de McElhone*. Cette caractéristique est illustrée à la figure 2.7. Telle qu'illustrée, cette caractéristique d'amplitude ne présente pas un maximum au-delà duquel la courbe redescend comme c'est le cas de la caractéristique d'amplitude typique d'un TWT. Il n'est donc pas possible dans le présent cas de fixer ce maximum à 0 dB de backoff étant donné l'inexistence de ce dernier. Nous avons choisi comme référence 0 dB la valeur terminale de la caractéristique soit celle correspondant à une entrée de 1.6 volt. Suivant ce choix, il ressort que nous devons toujours spécifier, dans nos simulations, une valeur de backoff supérieure à 0 dB pour être en mesure de tenir compte du fait que l'amplitude instantanée du signal d'entrée peut devenir supérieure à sa valeur RMS.

Suivant la technique présentée à la section 4.8, la caractéristique de la figure 2.7 a été modélisée et approximée par un polynôme. Le meilleur lissage est obtenu par un premier lissage correspondant à des niveaux d'entrée de 0.2 @ 0.7 volts suivie d'un second lissage de 0.7 @ 1.6 volts. Dans chacun de ces cas, le polynôme retenu est d'ordre impair et de degré 17. Les figures 2.8 et 2.9 illustrent les résultats obtenus.

*McElhone, J.P., - "Improvements in distortion and ripple-current performance of high-power transmitters under multicarrier operation", ESA Journal, vol. 1, #4, 1977.

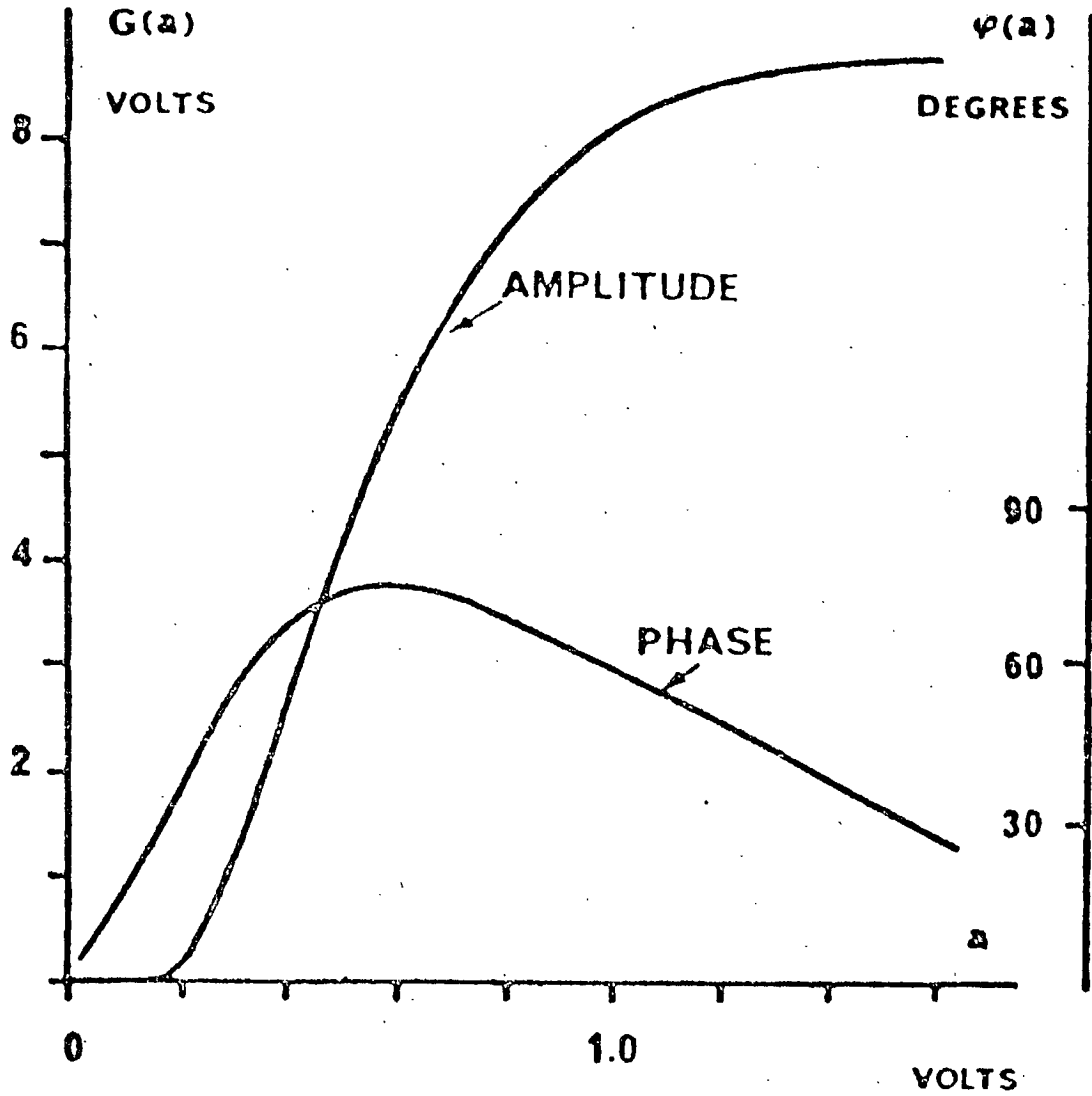
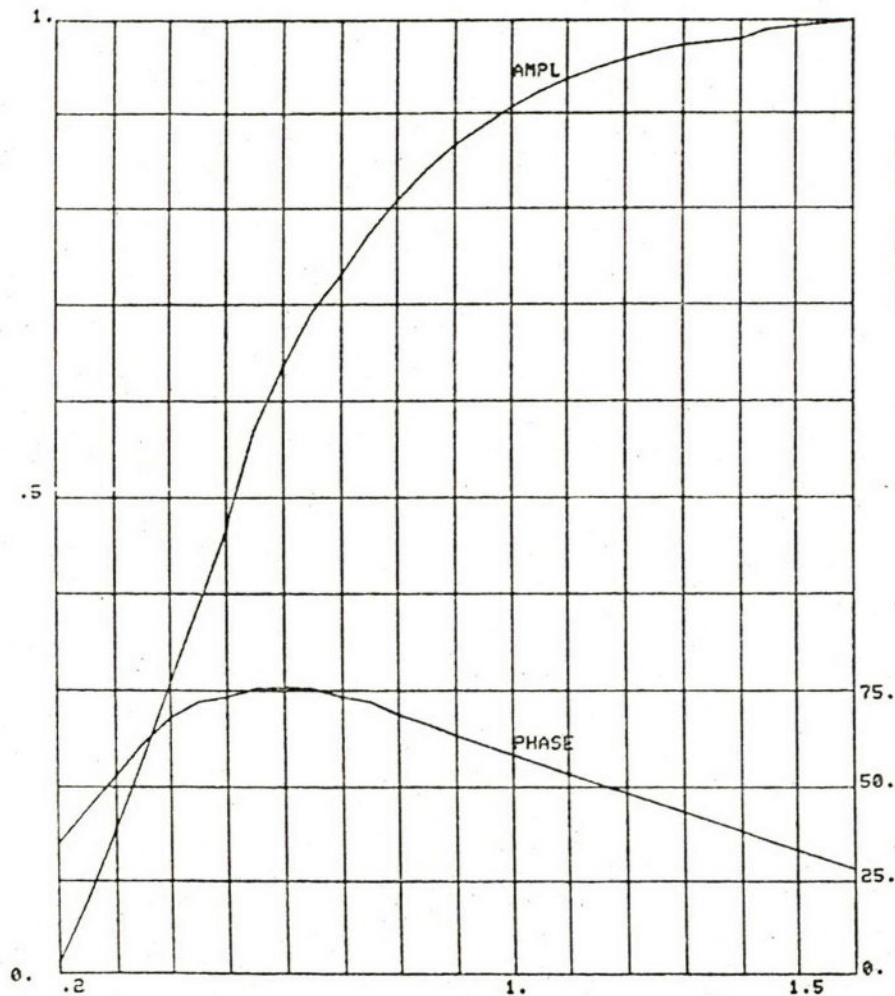


Fig. 2.7 Caractéristique de l'amplificateur de puissance à transistor.

TT12 -- STOP

>



CARACTERISTIQUE DE L'AMPLIFICATEUR
DE PUISSANCE (TRANSISTOR)

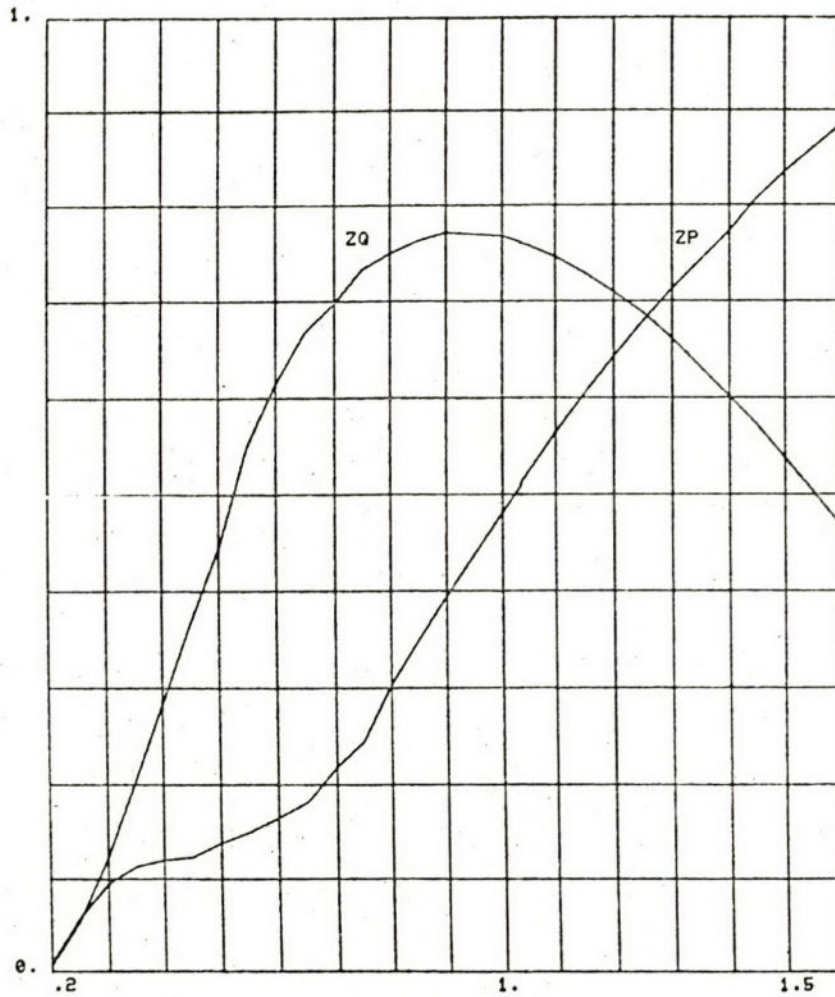
EQUIVALENCE BACKOFF --->Vin

BACKOFF (db)	Vin (volt)
1.0	1.42
2.0	1.27
3.0	1.13
4.0	1.0
5.0	.889
6.0	.80
7.0	.71
8.0	.63

$$V_{in} = 1.5 \exp(-BACKOFF / 20)$$

Fig. 2.8 Approximation polynomiale de la caractéristique de l'amplificateur de puissance.

TT12 -- STOP



CARACTERISTIQUE DE L'AMPLIFICATEUR
DE PUISSANCE (TRANSISTOR)

EQUIVALENCE BACKOFF ---->Vin

BACKOFF (db)	Vin (volt)
1.0	1.42
2.0	1.27
3.0	1.13
4.0	1.0
5.0	.889
6.0	.80
7.0	.71
8.0	.63

$$V_{in} = 1.63 \text{EXP}(-\text{BACKOFF}/20.)$$

ZP: CARACTERISTIQUE EN PHASE
ZQ: CARACTERISTIQUE EN QUADRATURE

Fig. 2.9 Modélisation par composantes en phase et en quadrature de l'approximation polynomiale de la caractéristique de l'ampli.

2.1 1 canal - 1 non-linéarité

Dans ce cas, il n'y a aucune distinction entre le fait que la non-linéarité soit au niveau du mobile ou qu'elle soit au niveau du satellite; l'effet produit est exactement le même.

Les figures 2.10 à 2.12 illustrent la valeur de la dégradation encourue pour chacun des systèmes en fonction du backoff et de α . Nous pouvons constater que pour le BPSK, les performances les meilleures sont obtenues à faible valeur de backoff (1 dB) et à forte valeur (8 dB), la dégradation maximale se produisant autour de 4 dB de backoff. Pour l'OQPSK, la tendance est plutôt à une diminution graduelle de la dégradation au fur et à mesure que la valeur du backoff augmente. Enfin, mise à part le cas où $\alpha = 0.4$, le MSK présente une beaucoup moins grande dispersion des courbes de dégradation que l'OQPSK. Il est intéressant également de noter que le MSK est légèrement plus performant que l'OQPSK à faibles valeurs de backoff et cela, rappelons-le, en dépit d'un désavantage de départ de 0.4 dB environ dans un canal linéaire. Tenant compte de ce désavantage de départ, nous pourrions dire que dans la situation considérée ici, le MSK avec $\alpha \geq 0.4$ et 1 dB de backoff constitue un très bon compromis. De meilleurs résultats seraient prévisibles avec un filtre plus adapté au MSK.

BPSK

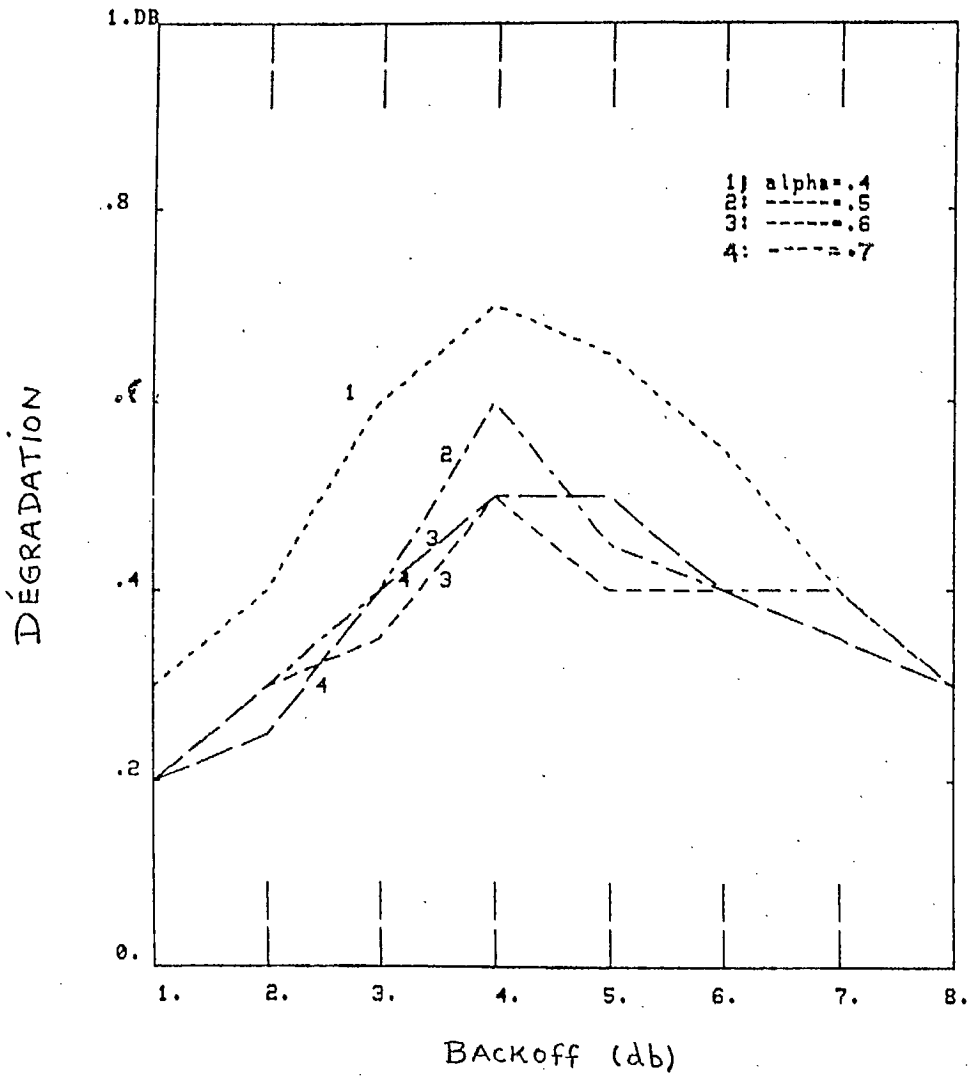


Fig. 2.10 Effet d'une non-linéarité sur le BPSK.

OQPSK

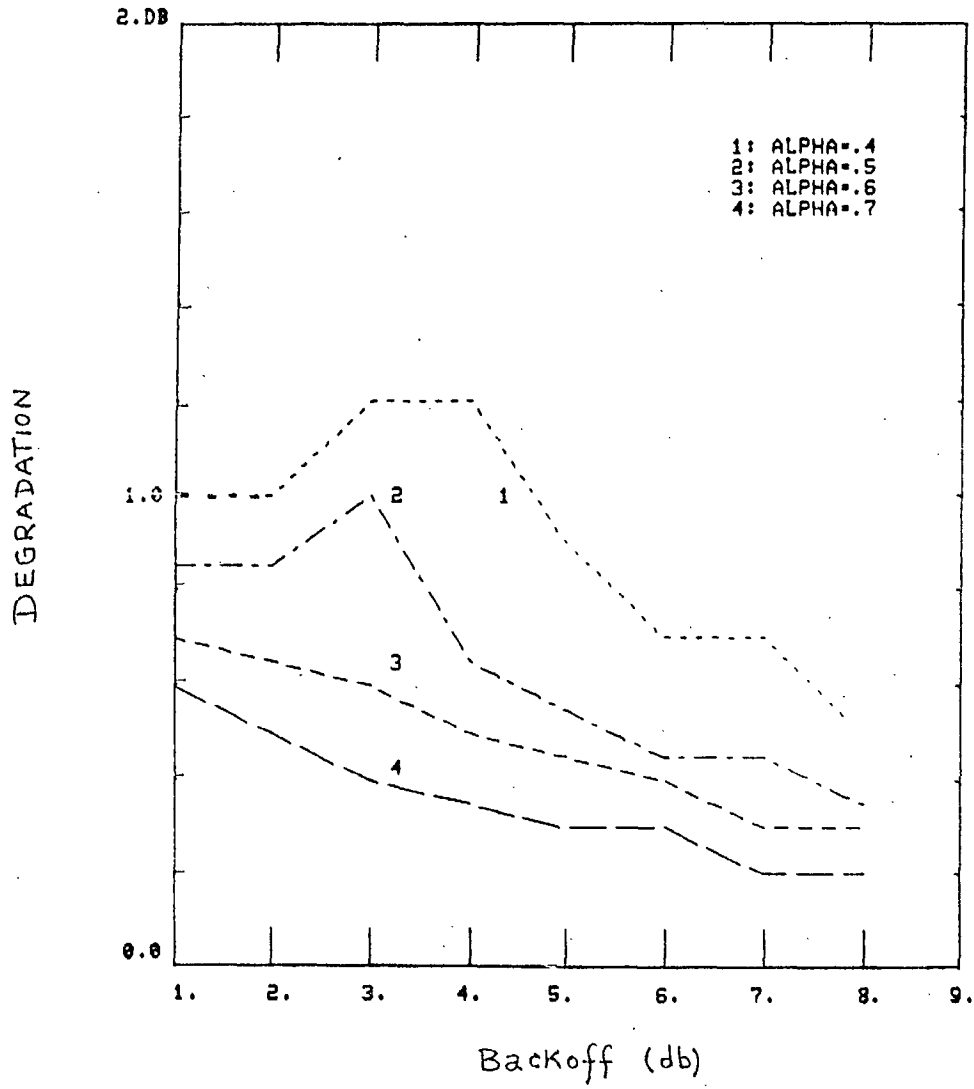


Fig. 2.11 Effet d'une non-linéarité sur l'OQPSK.

MSK

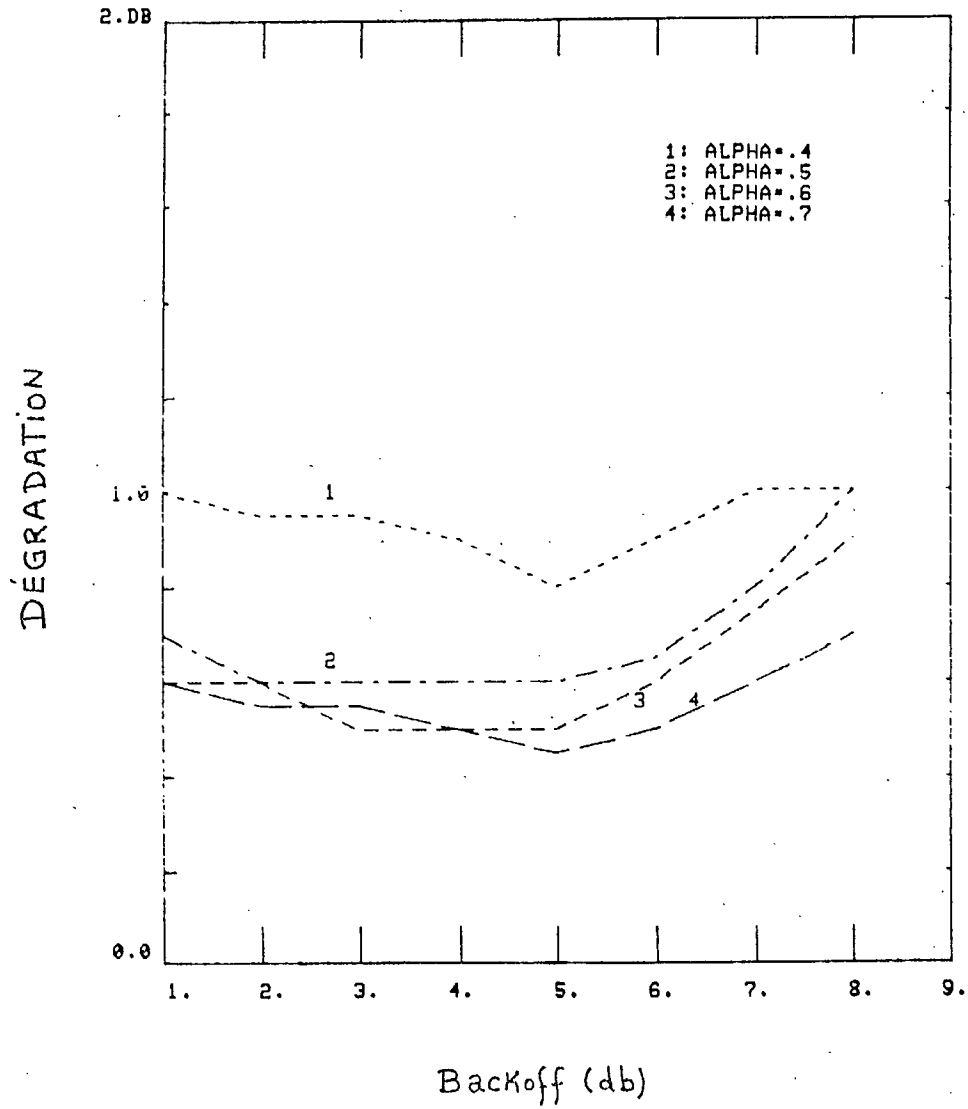


Fig. 2.12 Effet d'une non-linéarité sur le MSK.

2.2 1 canal - 2 non-linéarité en cascade

Cette situation correspond au cas où nous opérons à la fois les amplificateurs de puissance du radio-mobile et du satellite dans leurs zones non-linéaires. Les figures 2.13 à 2.14 illustrent les résultats obtenus. La nomenclature de ces courbes est la suivante:

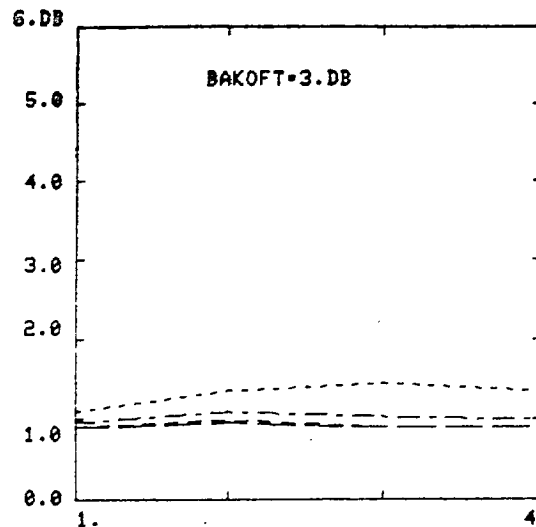
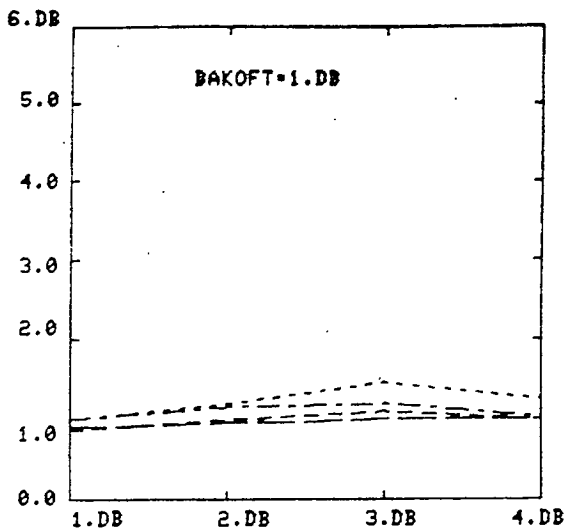
BakofT réfère à l'amplificateur au niveau du satellite alors que BakofH réfère à celui du mobile.

Deux faits saillants ressortent de ces courbes. D'abord l'apparition d'une indépendance quasi-totale de la valeur de la dégradation en fonction tant de la valeur du backoff au niveau du mobile que de celle au niveau du satellite; et cela, pour les trois types de systèmes considérés. Il semblerait que la seule présence des deux non-linéarités fixe la dégradation. Cette dernière devient donc presque exclusivement fonction de la valeur de α . Une deuxième constatation intéressante est que les performances du MSK sont toujours supérieures ou égales à celles de l'OQPSK. De plus, pour des valeurs de α de l'ordre de 0.6 et 0.7, les trois systèmes présentent des dégradations du même ordre de grandeur, soit d'environ 1 dB.

BPSK

TT11 -- STOP

>



BPSK: 1 CANAL AVEC
2 NON-LINEA-
RITES.

- 1: ALPHA=.4
- 2: ALPHA=.5
- 3: ALPHA=.6
- 4: ALPHA=.7

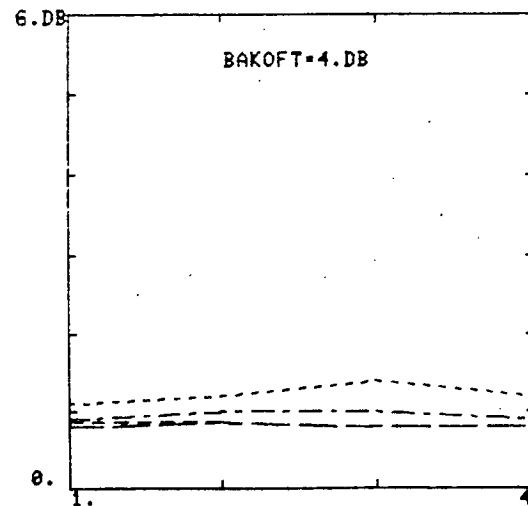
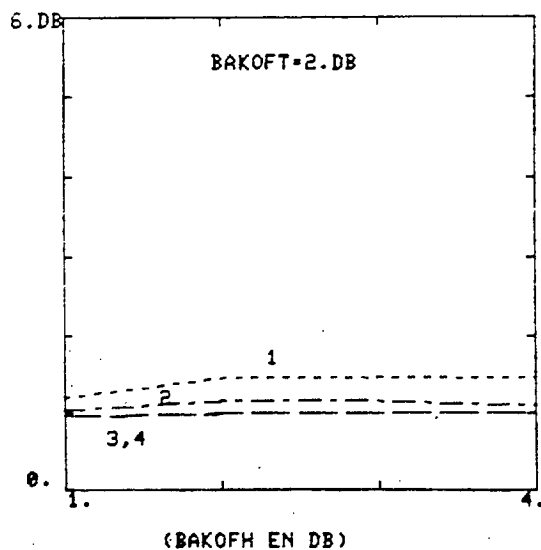
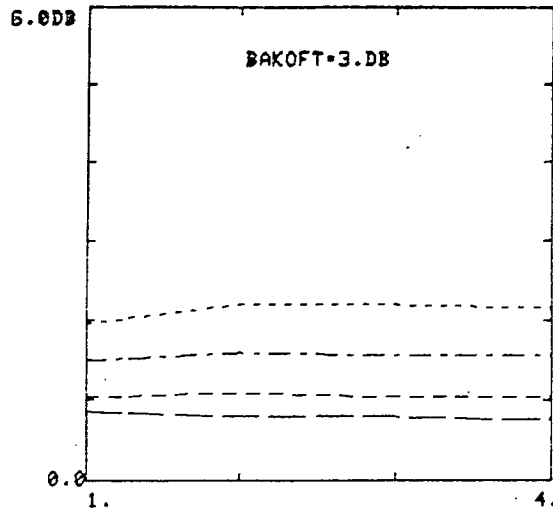
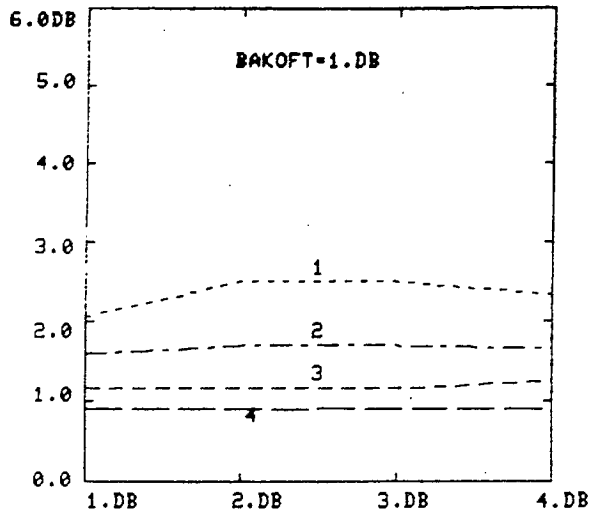


Fig. 2.13 Effet de 2 non-linéarités en cascade sur les performances du BPSK.

TT11 -- STOP

QPSK



QPSK: 1 CANAL AVEC
2 NON-LINEARITES.

- 1: ALPHA=.4
- 2: ALPHA=.5
- 3: ALPHA=.6
- 4: ALPHA=.7

$P_e = \text{EXP}(-4.)$

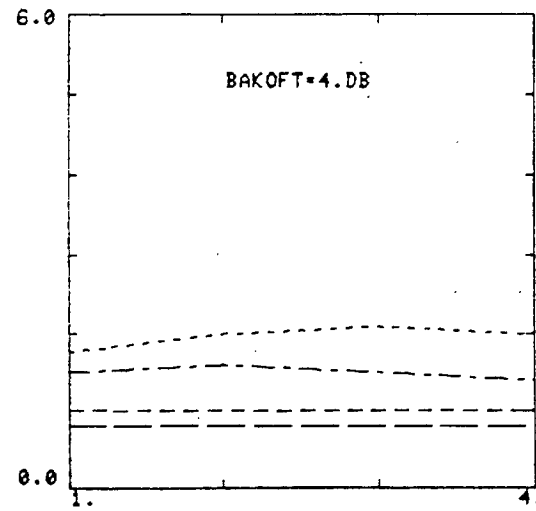
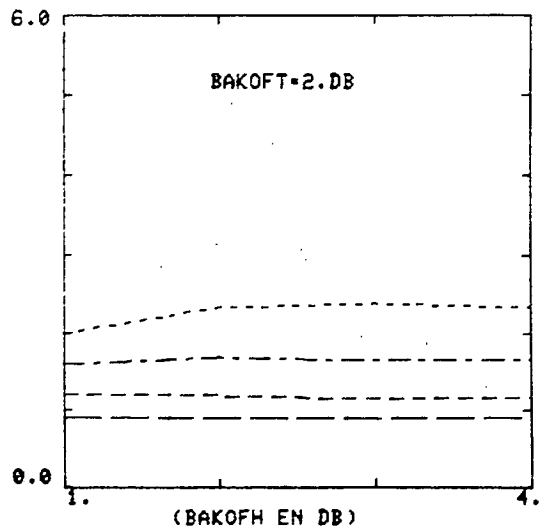
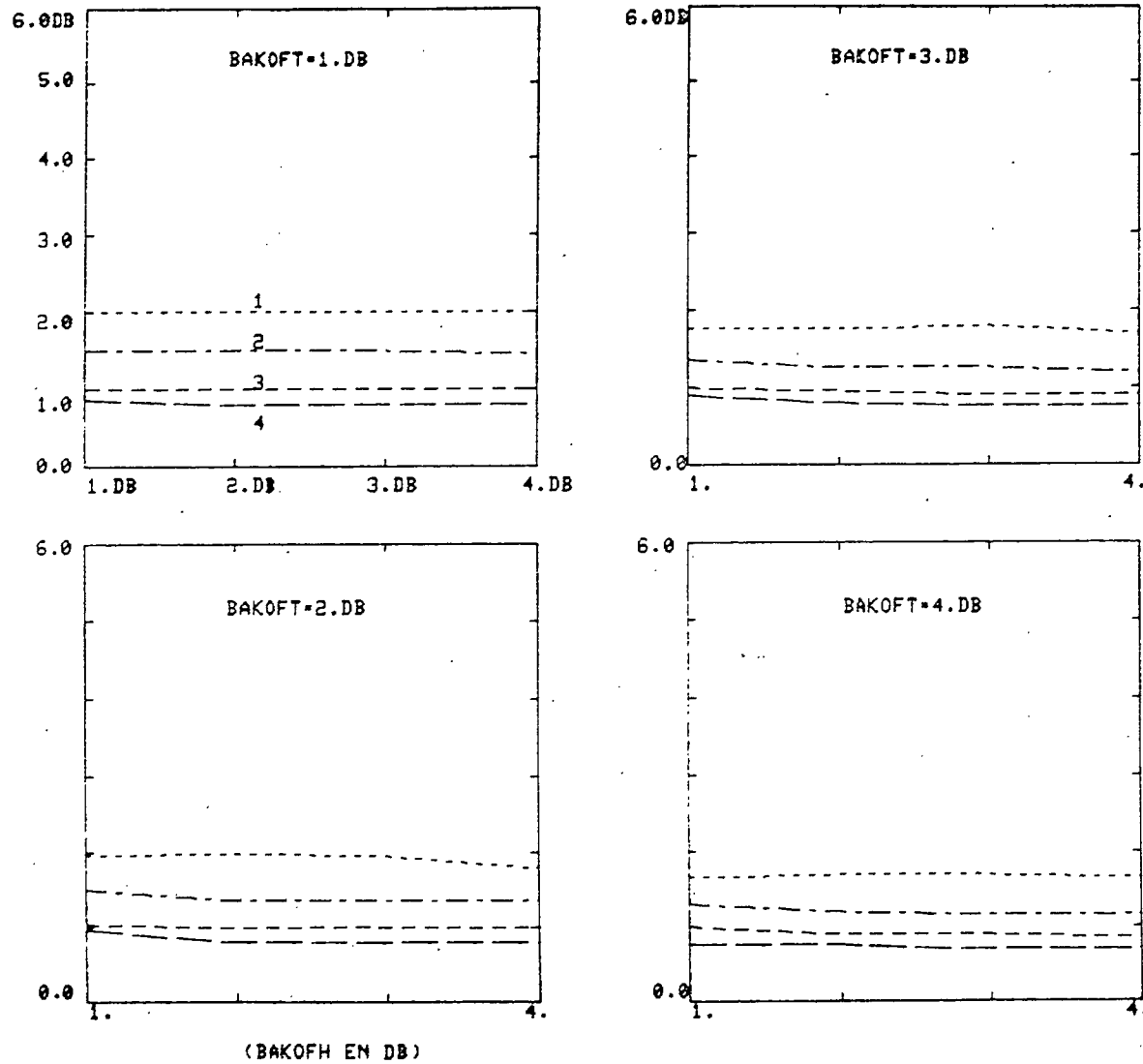


Fig. 2.14 Effet de 2 non-linéarités en cascade sur les performances de l'OQPSK.

MSK

TT11 -- STOP

>



MSK: 1 CABAL AVEC 2

NON-LINEARITES.

$P_e = \text{EXP}(-4.)$

- 1: ALPHA=.4
- 2: ALPHA=.5
- 3: ALPHA=.6
- 4: ALPHA=.7

Fig. 2.15 Effet de 2 non-linéarités en cascade sur les performances du MSK.

2.3 1 canal + 2 canaux adjacents

2.3.1 Présence d'une non-linéarité au niveau de chaque mobile

Cette situation représente le cas où chacun des mobiles opère de façon non-linéaire alors que le satellite agit comme un transponder large bande linéaire. Les résultats sont présentés aux figures 2.16 @ 2.18.

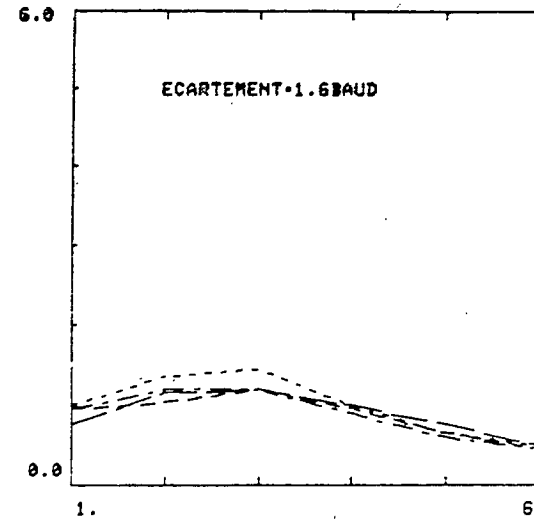
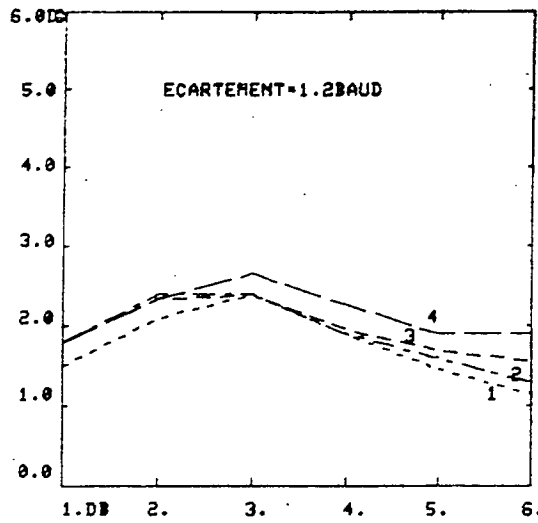
D'une façon générale, pour les trois types de système étudiés, les points communs suivants ressortent. Plus l'écartement entre les porteuses est grand, plus la dégradation diminue. Une diminution significative de la dégradation est notée lorsqu'on passe d'un écartement de 1.2 à 1.4 fois le baudrate. De 1.4 @ 1.6, elle est moins significative et de 1.6 @ 1.8, elle devient plus significative. L'OQPSK présente une dégradation plus sensible en fonction de α (dispersion des courbes) que le BPSK. La sensibilité du MSK, par contre, est comparable à celle du BPSK. La dégradation atteint un sommet à 3 dB de backoff dans le cas du BPSK pour toutes les valeurs de α différentes de 0.7 (2 dB, dans ce cas) alors que pour l'OQPSK le sommet se présente plutôt autour de 2 dB de backoff. Pour le MSK, la situation est différente. A l'exception du cas $\alpha = 0.4$ où la dégradation atteint un sommet à 2 dB de backoff, la dégradation a plutôt tendance à diminuer de façon monotone avec une augmentation de backoff. Il est intéressant de constater que pour des écartements de 1.2 et 1.4 le baudrate, l'ordre des courbes du BPSK est à l'inverse de celle des deux autres systèmes. Etant donné le peu d'écart existant dans la dégradation en fonction du backoff, il nous apparaît que le point d'opération le plus intéressant est à 1 dB de backoff. Nous avons tracé à la figure 2.19 la dégradation encourue par les divers systèmes à ce point d'opération. Comme on peut le constater, pour de faibles valeurs de α , les performances du MSK sont supérieures ou égales à

celles de l'OQPSK. Quant au BPSK, ses performances sont toujours supérieures à celles des deux autres d'environ 0.5 à 1 dB.

BPSK

TT11 -- STOP

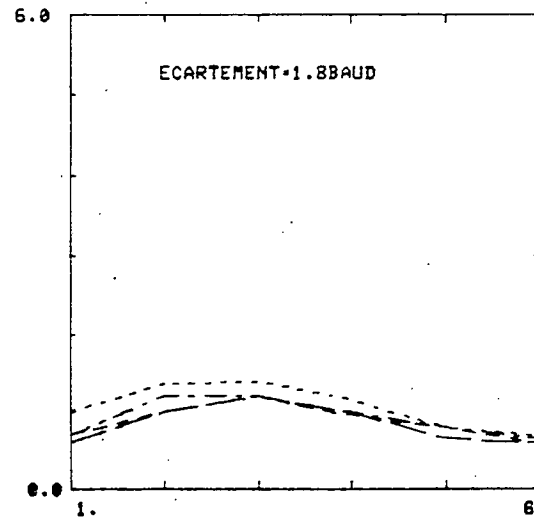
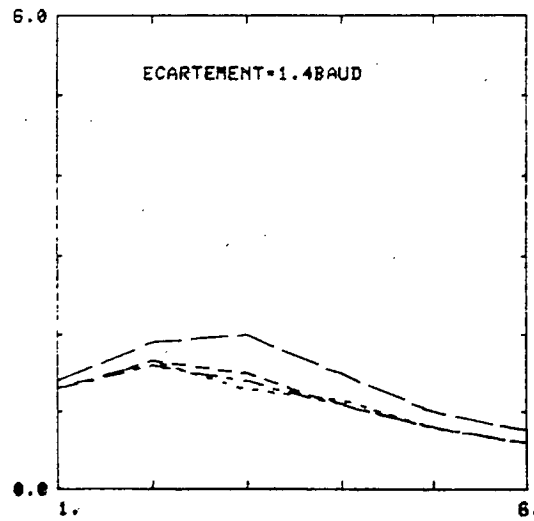
)



BPSK: 3 CANAUX AVEC THP
AU NIVEAU DU MOBILE.

$P_e = \text{EXP}(-4.)$

- 1: ALPHA=.4
- 2: ALPHA=.5
- 3: ALPHA=.6
- 4: ALPHA=.7

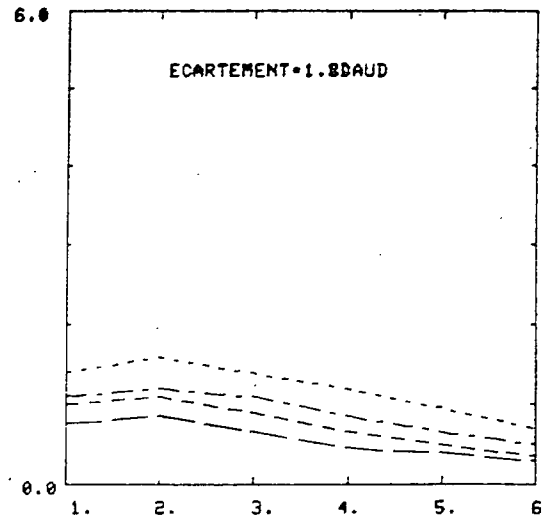
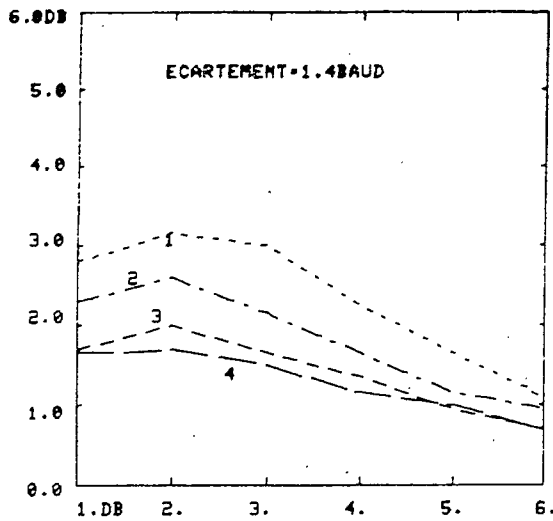


(BAKOFH EN DB)

Fig. 2.16 Effet d'une non-linéarité au niveau de chaque mobile sur les performances du BPSK en présence de canaux adjacents.

TT11 -- STOP

QPSK



QPSK: 3 CANAUX AVEC THP
AU NIVEAU DU MOBILE

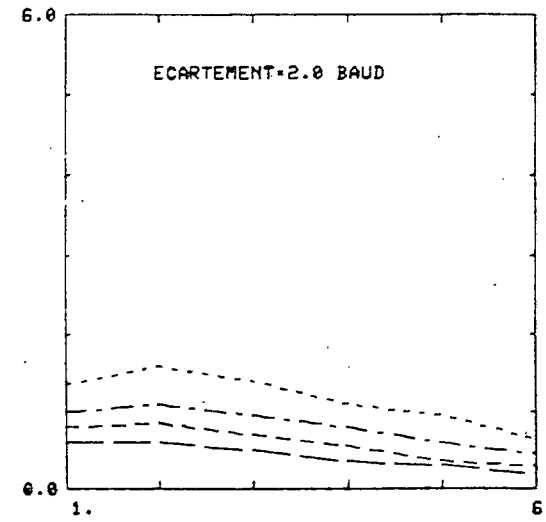
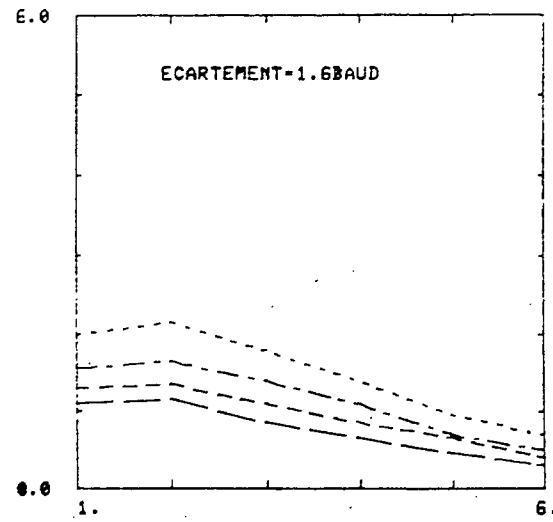
$P_e = \text{EXP}(-4.)$

1: ALPHM=.4

2: ALPHA=.5

3: ALPHA=.6

4: ALPHA=.7



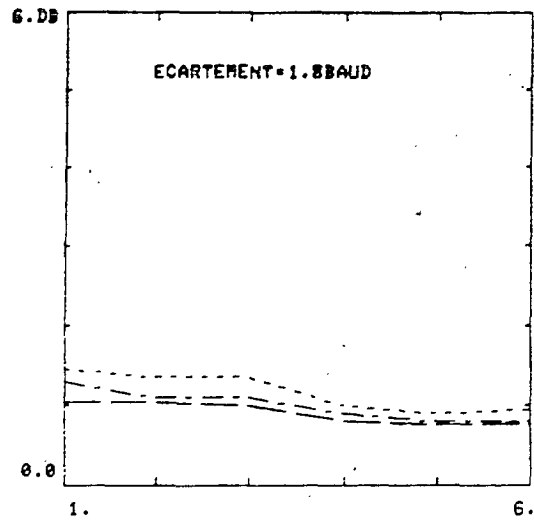
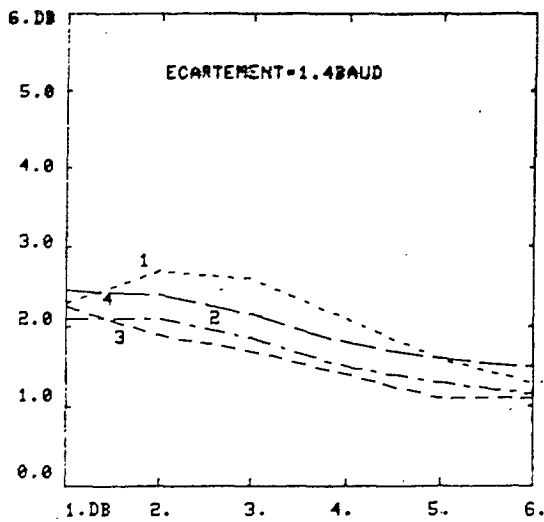
(BAKOFH EN DB)

Fig. 2.17 Effet d'une non-linéarité au niveau de chaque mobile sur les performances de l'OQPSK en présence de canaux adjacents.

MSK

TT11 -- STOP

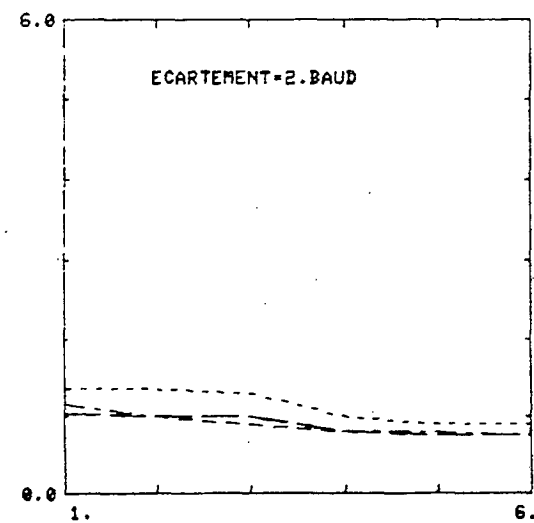
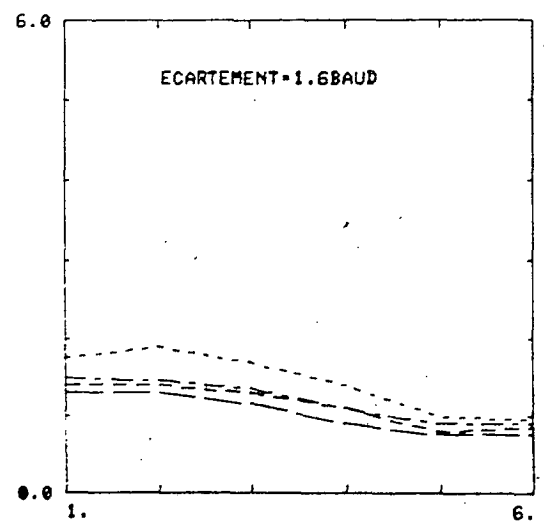
>



MSK: 3 CANAUX AVEC TMS
AU NIVEAU DU MOBILE

$P_e = \text{EXP}(-4.)$

1: ALPHA=.4
2: ALPHA=.5
3: ALPHA=.6
4: ALPHA=.7



(BAKOFH EN DB)

Fig. 2.18 Effet d'une non-linéarité au niveau de chaque mobile sur les performances du MSK en présence de canaux adjacents.

Back off = 1 db

ECARTEMENT } ——— 1.4
 } - - - 1.6
 } — · — 1.8

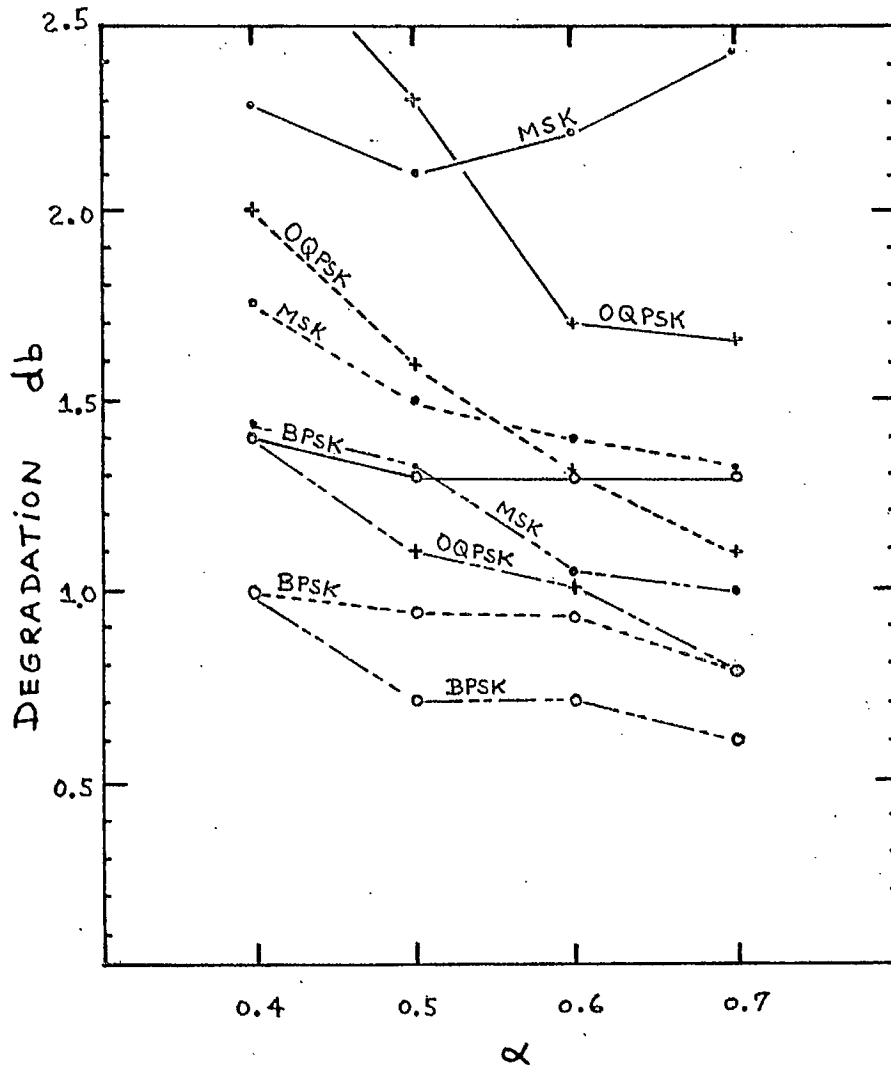


Fig. 2.19 Effet d'une non-linéarité au niveau de chaque mobile sur les performances du BPSK, de l'OQPSK et du MSK en présence de canaux adjacents.

2.3.2 Présence d'une non-linéarité au niveau du satellite

Cette situation représente le cas où chacun des mobiles opère de façon linéaire alors que le satellite opère de façon non-linéaire. Les résultats sont présentés aux figures 2.20 @ 2.22.

Le comportement de la dégradation des trois systèmes est, à plusieurs points de vue, différent de celui de la section précédente. Par rapport au cas précédent, le BPSK affiche une augmentation de la dégradation pour des valeurs de backoff supérieures à environ 3 dB. Les maxima se sont de plus déplacés de 3 dB qu'ils étaient à environ 4 ou 5 dB. Fait remarquable, pour un écartement entre porteuses égal à 1.4 fois le baudrate, les courbes présentent non plus un maximum mais un minimum de dégradation au voisinage de 2 dB de backoff.

De monotones qu'elles étaient à la section précédente, les courbes de l'OQPSK et du MSK présentent, dans ce cas-ci, de nets maxima au voisinage de 4 dB de backoff. On y note également une beaucoup plus forte dispersion des courbes en fonction de α pour des valeurs de backoff supérieures à 3 dB; l'inverse se produit pour des valeurs inférieures à 3 dB.

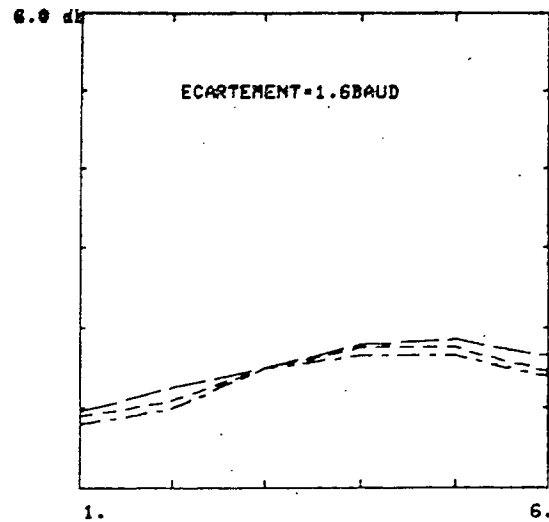
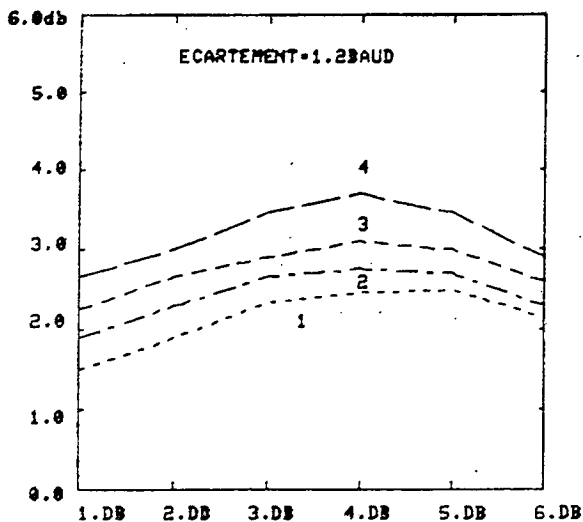
Encore ici, toutefois, il demeure que le meilleur point d'opération est à faible valeur de backoff. Nous avons reporté à la figure 2.23 la dégradation encourue par les divers systèmes lorsque le satellite opère à 1 dB de backoff. Comme nous pouvons le constater, le BPSK surpasse nettement les deux autres quelque soit l'écartement entre porteuses et quelque soit la valeur de α . Quant à l'OQPSK, il est, d'une façon générale, quelque peu supérieur au MSK, sauf lorsque α est inférieur à 0.5. Cette même tendance avait déjà été observée, rappelons-le, à la section précédente.

En guise de conclusion, nous pouvons dire qu'il existe environ 1 à 2 dB d'écart dans la dégradation entre un système présentant des non-linéarités au niveau de chaque mobile et un système présentant plutôt une non-linéarité au niveau du satellite. Ce dernier cas étant le plus défavorable du point de vue taux d'erreur mais plus favorable du point de vue efficacité.

BPSK

TT11 -- STOP

>



BPSK: 3 CANAUX AVEC THP AU SATELLITE.

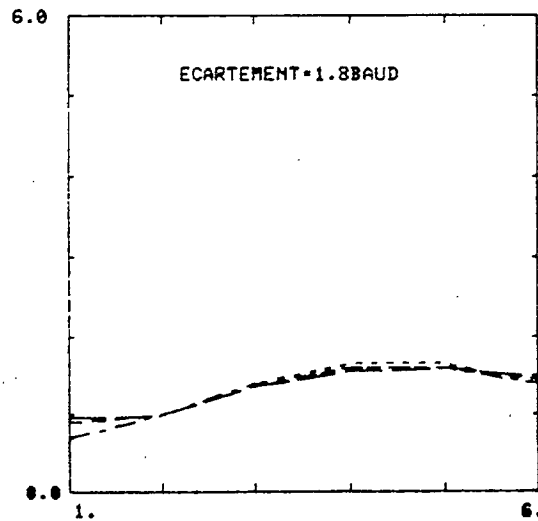
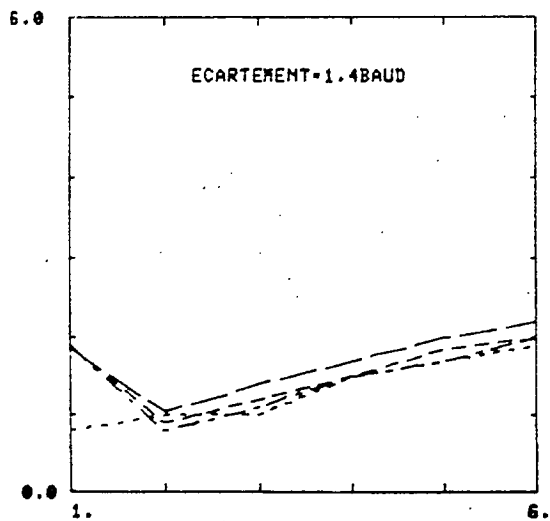
$P_e = \text{EXP}(-4.)$

1: ALPHA=.4

2: ALPHA=.5

3: ALPHA=.6

4: ALPHA=.7



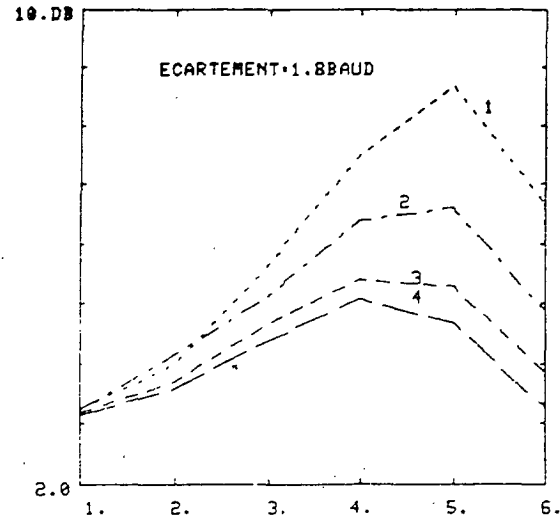
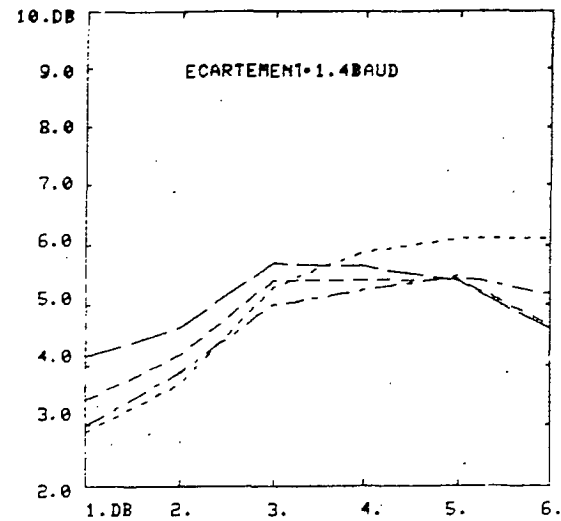
(BAKOFI EN DB)

Fig. 2.20 Effet d'une non-linéarité au niveau du satellite sur les performances du BPSK en présence de canaux adjacents.

0QPSK

TT11 -- STOP

>



0QPSK: 3 CANAUX AVEC
THP AU SATELLITE

$P_e = \text{EXP}(-4.)$

1: ALPHA=.4

2: ALPHA=.5

3: ALPHA=.6

4: ALPHA=.7

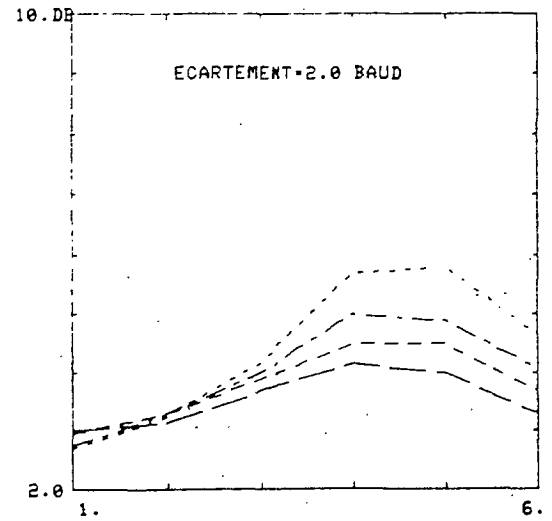
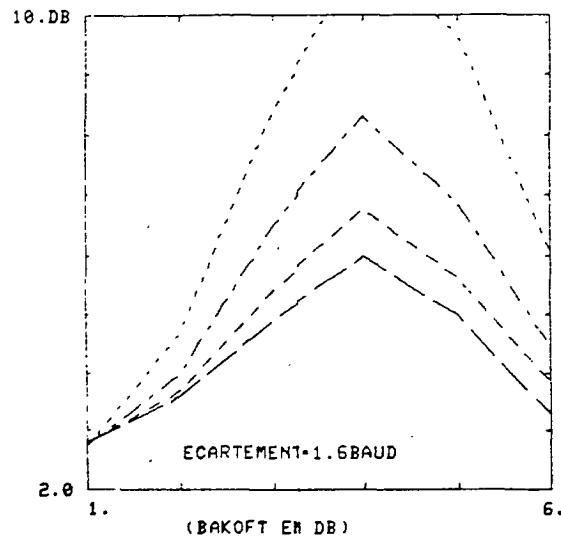
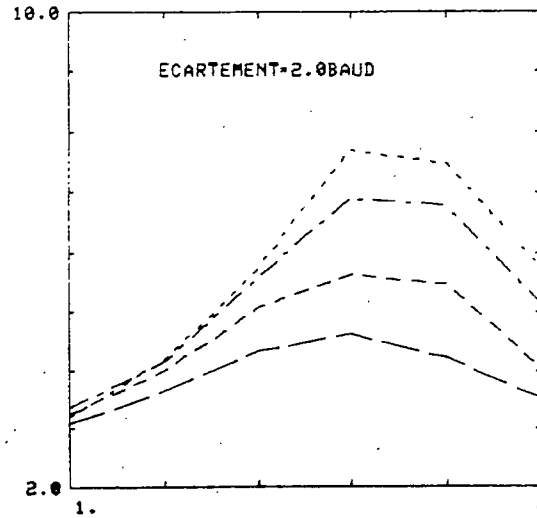
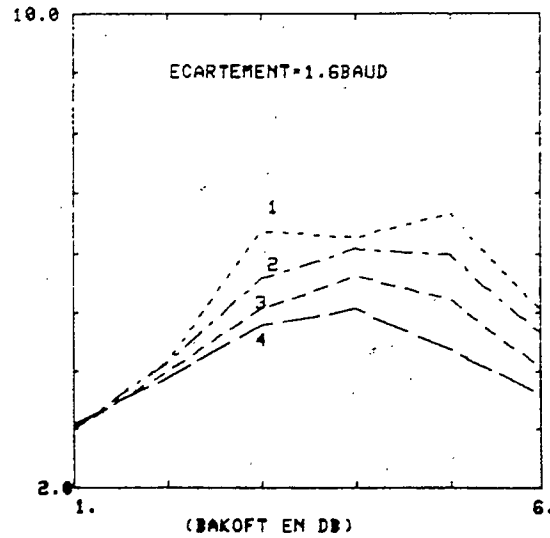
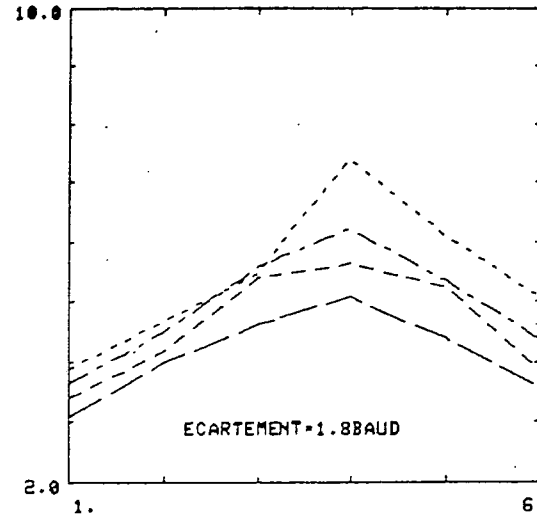
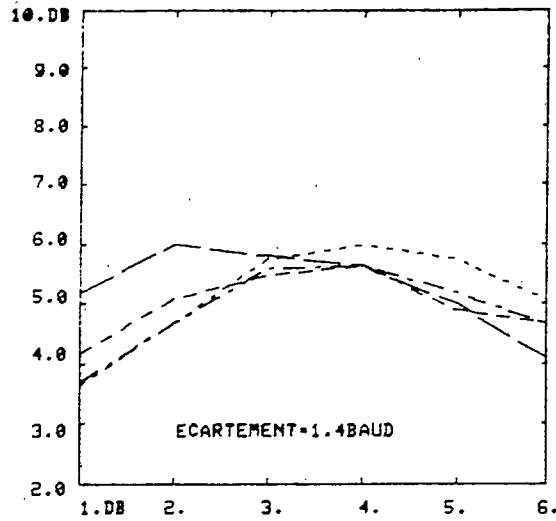


Fig. 2.21 Effet d'une non-linéarité au niveau du satellite sur les performances de l'0QPSK en présence de canaux adjacents.

MSK

TT11 -- STOP

>



MSK: 3 CANAUX AVEC THP
AU SATELLITE.

$P_s = \text{EXP}(-4.)$

- 1: ALPHA=.4
- 2: ALPHA=.5
- 3: ALPHA=.6
- 4: ALPHA=.7

Fig. 2.22 Effet d'une non-linéarités au niveau du satellite sur les performances du MSK en présence de canaux adjacents.

Back Off = 1 db

ECARTEMENT } ——— 1.4
 - - - 1.6
 - · - 1.8

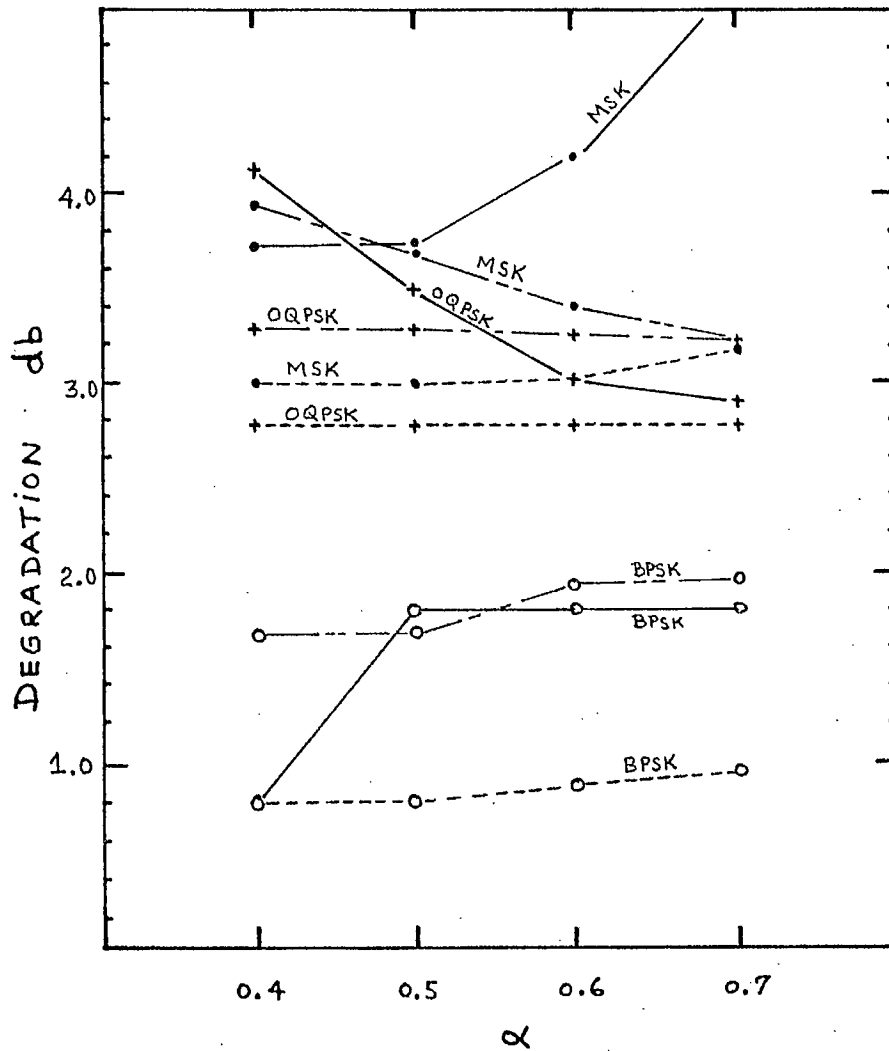


Fig. 2.23 Effet d'une non-linéarité au niveau du satellite sur les performances du BPSK, de l'OQPSK et du MSK en présence de canaux adjacents.

2.3.3 Présence simultanée d'une non-linéarité au niveau de chaque mobile ainsi qu'au niveau du satellite

Cette situation représente le cas où chacun des mobiles opère de façon non-linéaire alors que le satellite opère lui aussi de façon non-linéaire. Il s'agit de la simulation se rapprochant le plus de la réalité. Les résultats sont présentés dans les figures des pages suivantes.

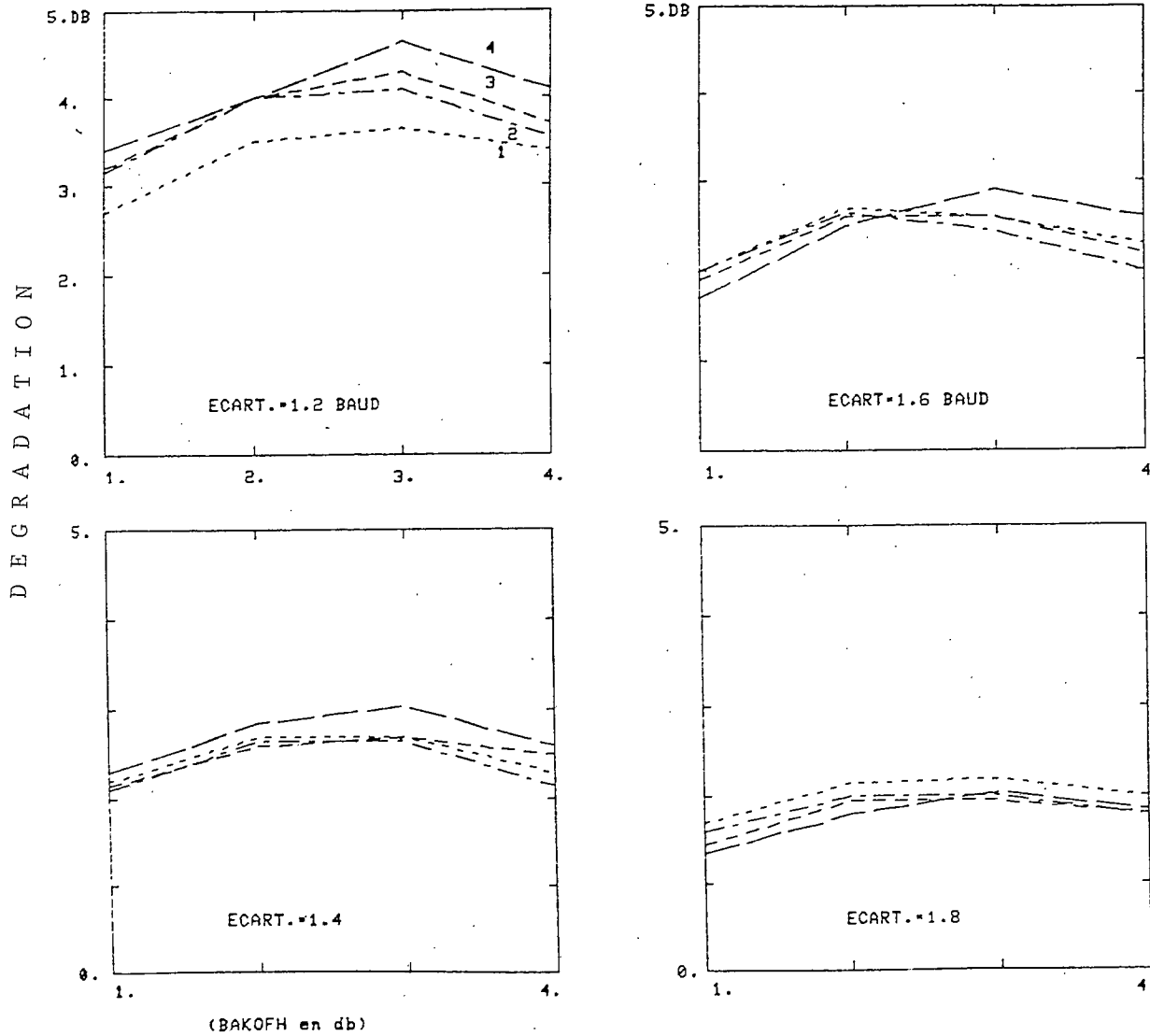
D'une façon générale, pour les trois systèmes étudiés, nous constatons qu'une augmentation de la valeur du backoff au niveau du satellite conduit non pas à une diminution mais à une augmentation de la valeur de la dégradation. Il est donc recommandable d'opérer le satellite à 1dB de backoff. A ce point d'opération, l'OQPSK et le MSK ne peuvent supporter un écartement entre porteuses inférieur à 1.6 fois le baudrate, la dégradation encourue devenant alors prohibitive. Par contre, le BPSK présente une augmentation beaucoup plus graduelle de la dégradation au fur et à mesure que la valeur de l'écartement entre porteuses diminue. Un écartement entre porteuse égal à 1.2 fois le baudrate pour le BPSK conduit à une dégradation inférieure d'environ 1 à 2 dB, par rapport à celle encourue pour un écartement égal à 2 fois le baudrate dans le cas de l'OQPSK et du MSK.

Il est intéressant de noter qu'avec le type de non-linéarité retenu, il est avantageux d'opérer les amplificateurs de puissance, tant au niveau des postes mobiles qu'au niveau du satellite, à une valeur de backoff faible. Dans cette condition et avec les écartements entre porteuses mentionnés au paragraphe précédent, les dégradations encourues sont alors de l'ordre de 3 dB pour le BPSK, 4 dB pour l'OQPSK et 5 dB pour le MSK.

BPSK

TT11 -- STOP

>

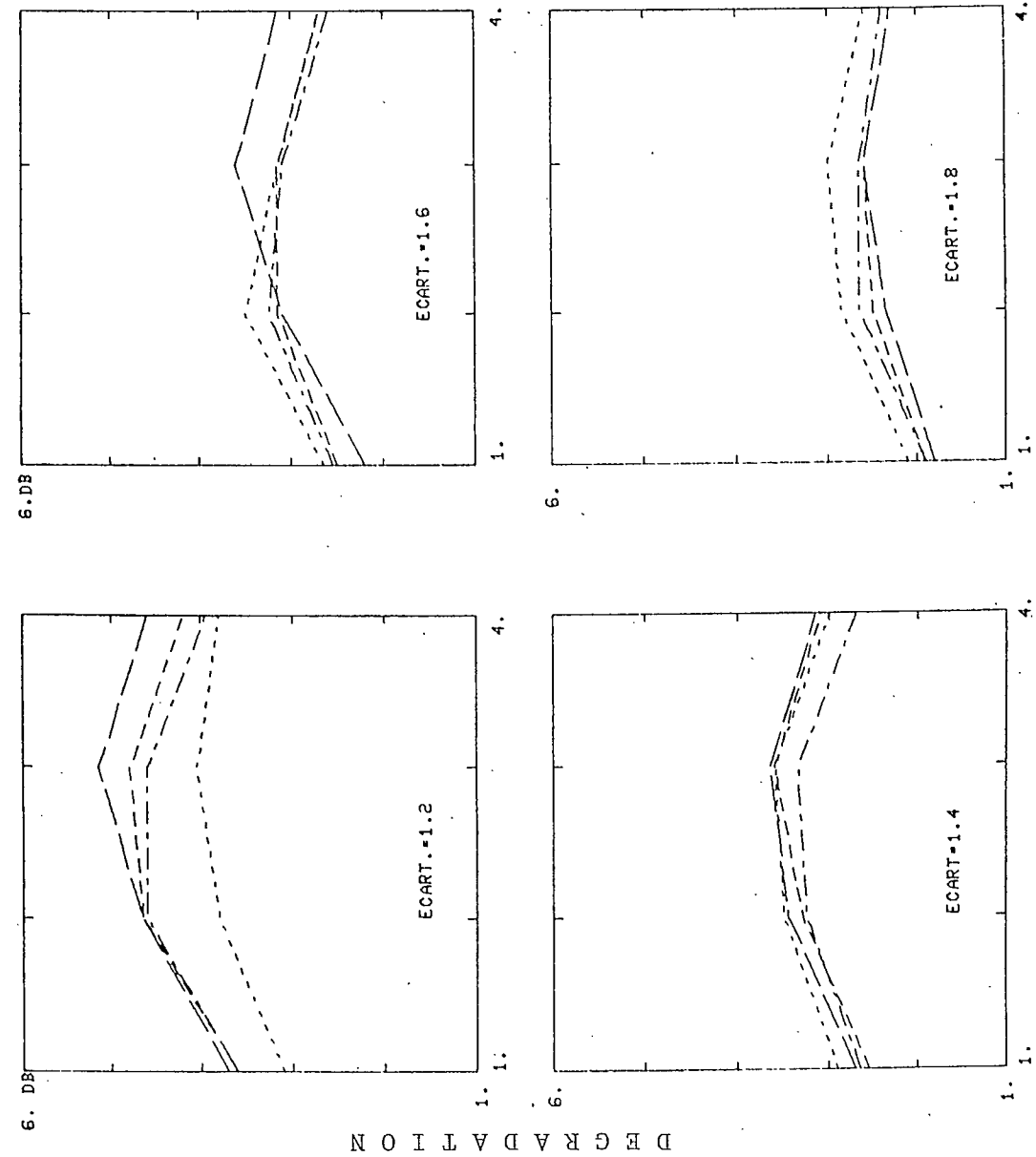


BAKOFH-1.DB

P_e : 10^{-4}
 Nb canaux : 3
 Filtre transm. : RCOSE
 Filtre récp. : RCOSR
 ROLLOFF : 0.5
 $\alpha = .4$: - - - - -
 $\alpha = .5$: - - - - -
 $\alpha = .6$: - - - - -
 $\alpha = .7$: - - - - -
 N. Lin. Sat. : BAKOFT
 N. Lin. Sol : BAKOFH

Fig. 2.24a Effet de la présence simultanée des deux non-linéarités sur les performances du BPSK en présence de canaux adjacents.

TT11 -- STOP



(BAKOFH en db)

BAKOFH-2. DB

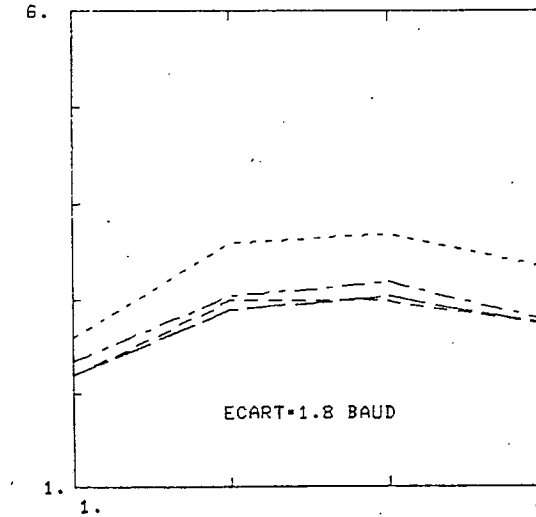
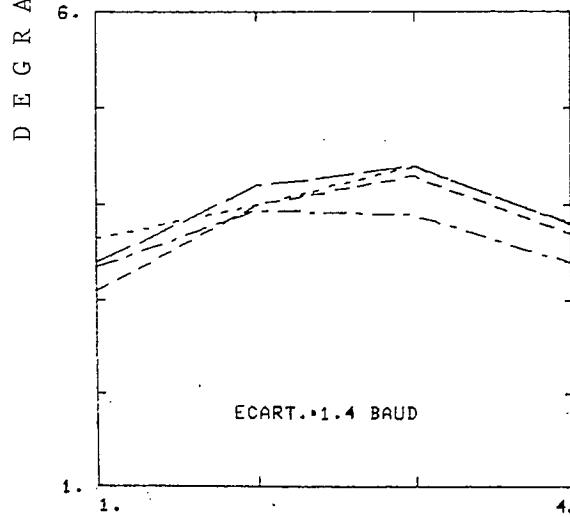
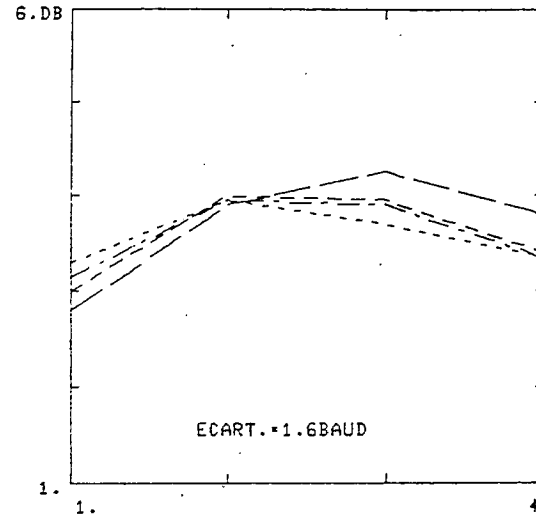
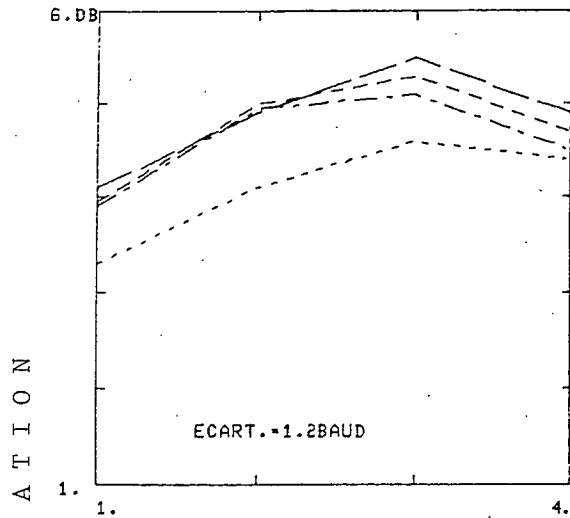
P_e : 10^{-4}
 Nb canaux : 3
 Filtre transm.: RCOSF
 Filtre récp. : RCOSR
 ROLLOFF : α
 $\alpha = .4$: - - - -
 $\alpha = .5$: - - - -
 $\alpha = .6$: - - - -
 $\alpha = .7$: - - - -

N. Lin. Sat. : BAKOFT
 N. Lin. Sol : BAKOFH

Fig. 2.24b Effet de la présence simultanée des deux non-linéarités sur les performances du BPSK en présence de canaux adjacents.

TT11 -- STOP

>



(BAKOFT - EN DB)

BAKOFT = 3.

P_e : 10^{-4}

Nb canaux : 3

Filtre transm. : RCOSE

Filtre récp. : RCOSE

ROLLOFF : α

$\alpha = .4$: - - - - -

$\alpha = .5$: - - - - -

$\alpha = .6$: - - - - -

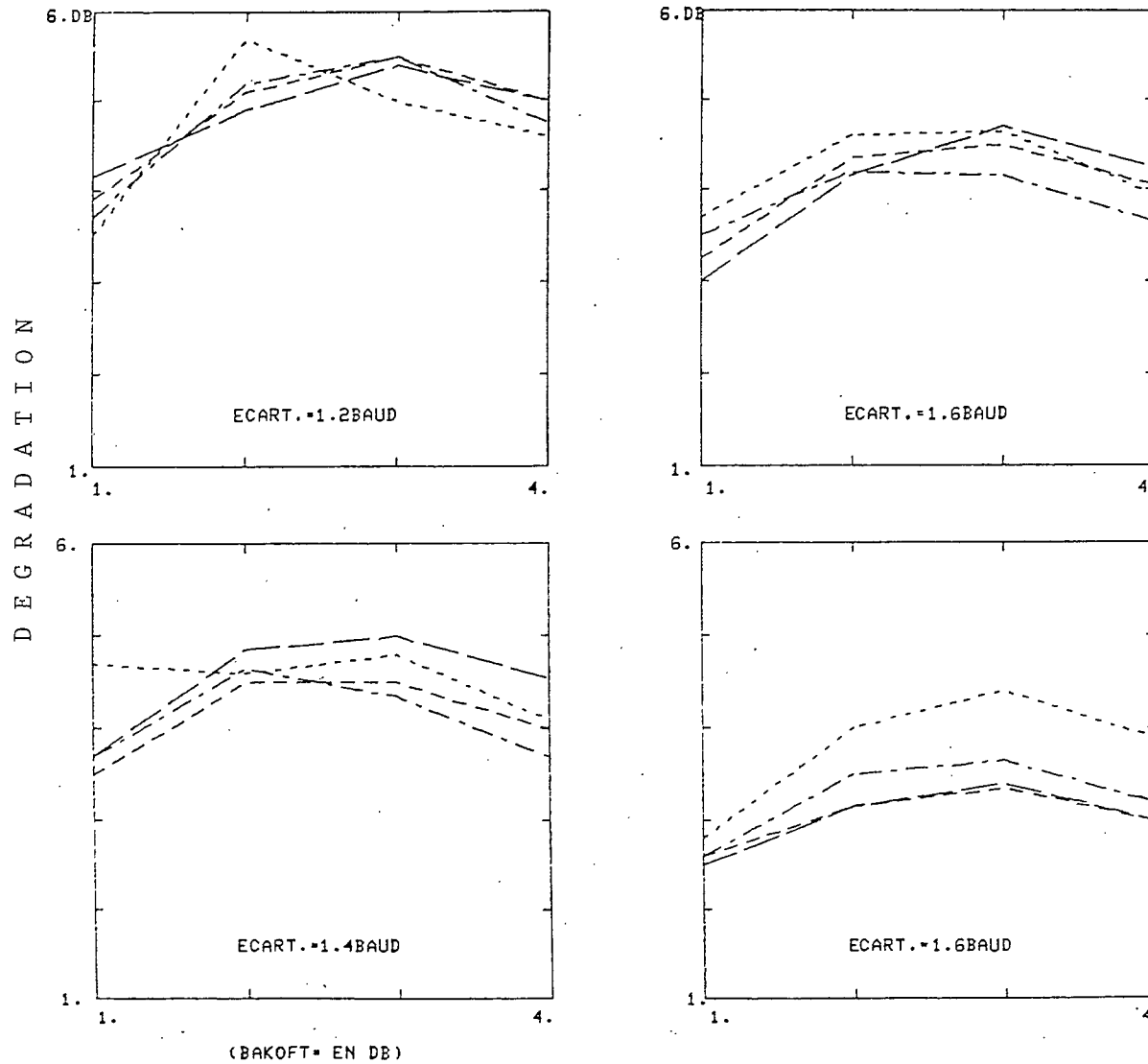
$\alpha = .7$: - - - - -

N. Lin. Sat. : BAKOFT

N. Lin. Sol : BAKOFH

Fig. 2.24c Effet de la présence simultanée des deux non-linéarités sur les performances du BPSK en présence de canaux adjacents.

TT11 -- STOP



BAKOFT = 4. DB

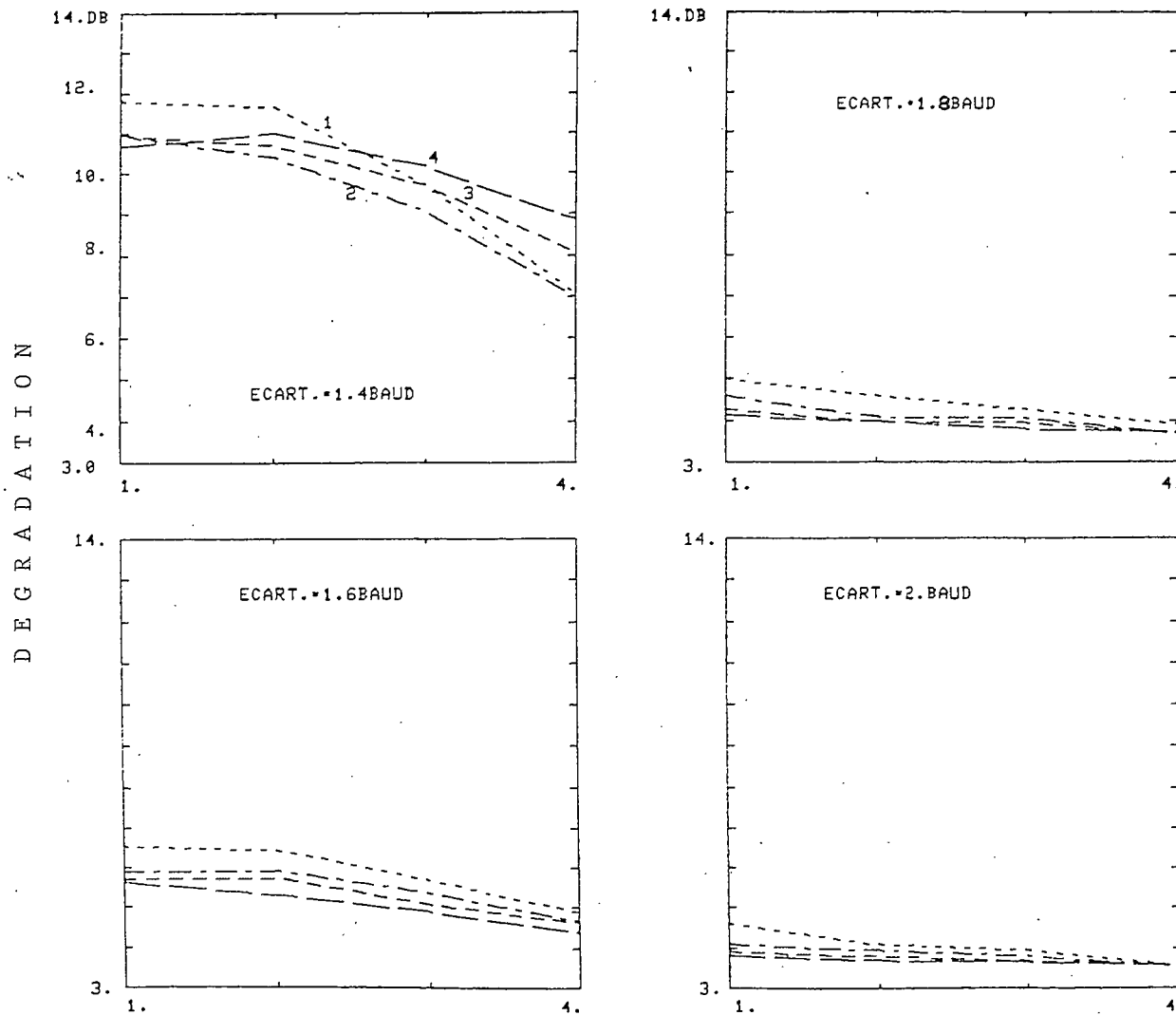
P_e : 10^{-4}
 Nb canaux : 3
 Filtre transm. : RCOSE
 Filtre récp. : RCOSR
 ROLLOFF : α
 $\alpha = .4$: - - - -
 $\alpha = .5$: - - - -
 $\alpha = .6$: - - - -
 $\alpha = .7$: - - - -
 N. Lin. Sat. : BAKOFT
 N. Lin. Sol : BAKOFH

Fig. 2.24d Effet de la présence simultanée des deux non-linéarités sur les performances du BPSK en présence de canaux adjacents.

OQPSK

TT11 -- STOP

>



BAKOFT = 1. DB

P_e : 10^{-4}

Nb canaux : 3

Filtre transm. : RCOSE

Filtre récp. : RCOSR

ROLLOFF : α

$\alpha = .4$: - - - - -

$\alpha = .5$: - - - - -

$\alpha = .6$: - - - - -

$\alpha = .7$: - - - - -

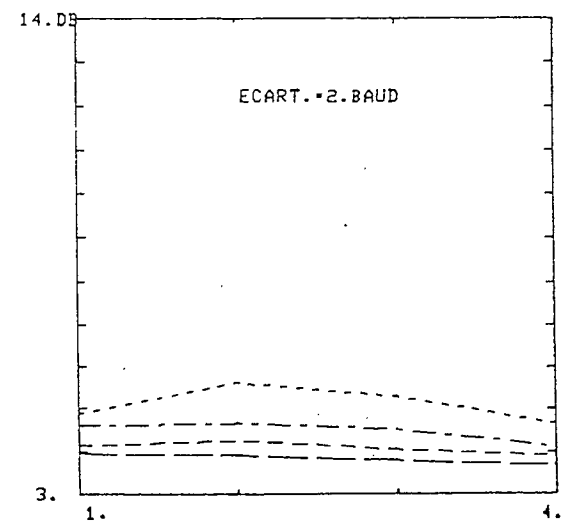
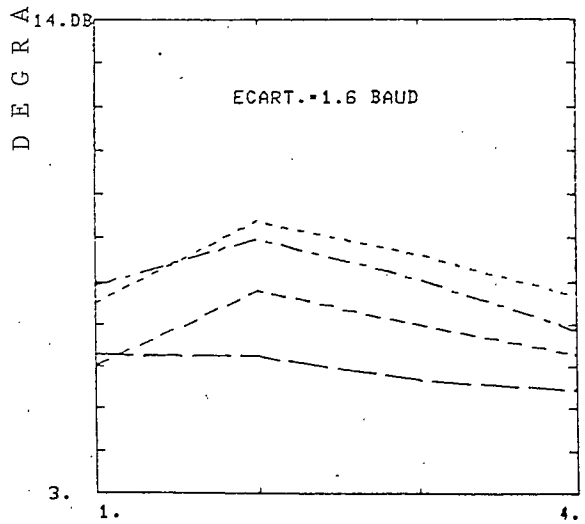
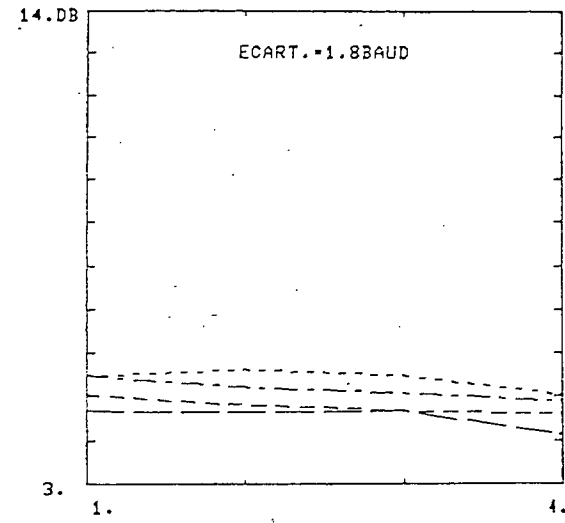
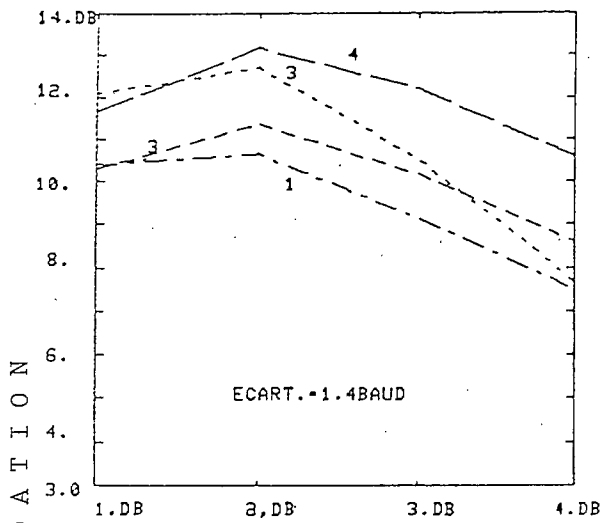
N. Lin. Sat. : BAKOFT

N. Lin. Sol : BAKOPH

(BAKOPH EN DB)

Fig. 2.25a Effet de la présence simultanée des deux non-linéarités sur les performances de l'OQPSK en présence de canaux adjacents.

TT11 -- STOP



BAKOFT=2.DB

P_e : 10^{-4}

Nb canaux : 3

Filtre transm. : RCOSE

Filtre récp. : RCOSR

ROLLOFF : α

$\alpha = .4$: - - - - -

$\alpha = .5$: - - - - -

$\alpha = .6$: - - - - -

$\alpha = .7$: - - - - -

N. Lin. Sat. : BAKOFT

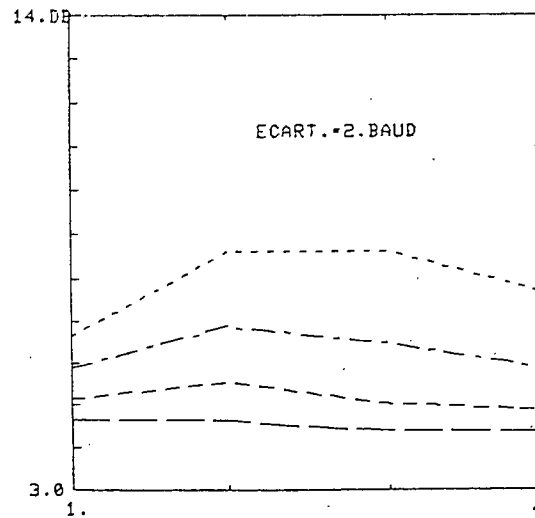
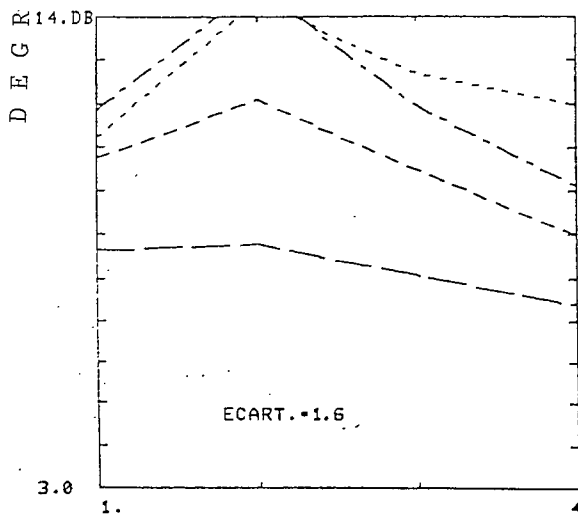
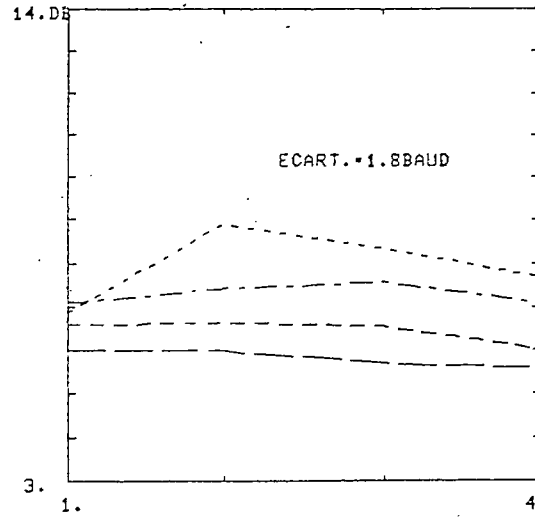
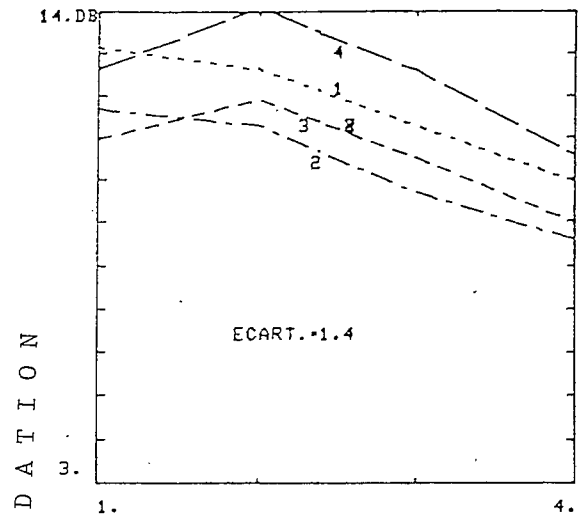
N. Lin. Sol : BAKOFH

(BKOFH EN DB)

Fig. 2.25b Effet de la présence simultanée des deux non-linéarités sur les performances de l'OQPSK en présence de canaux adjacents.

TT11 -- STOP

>



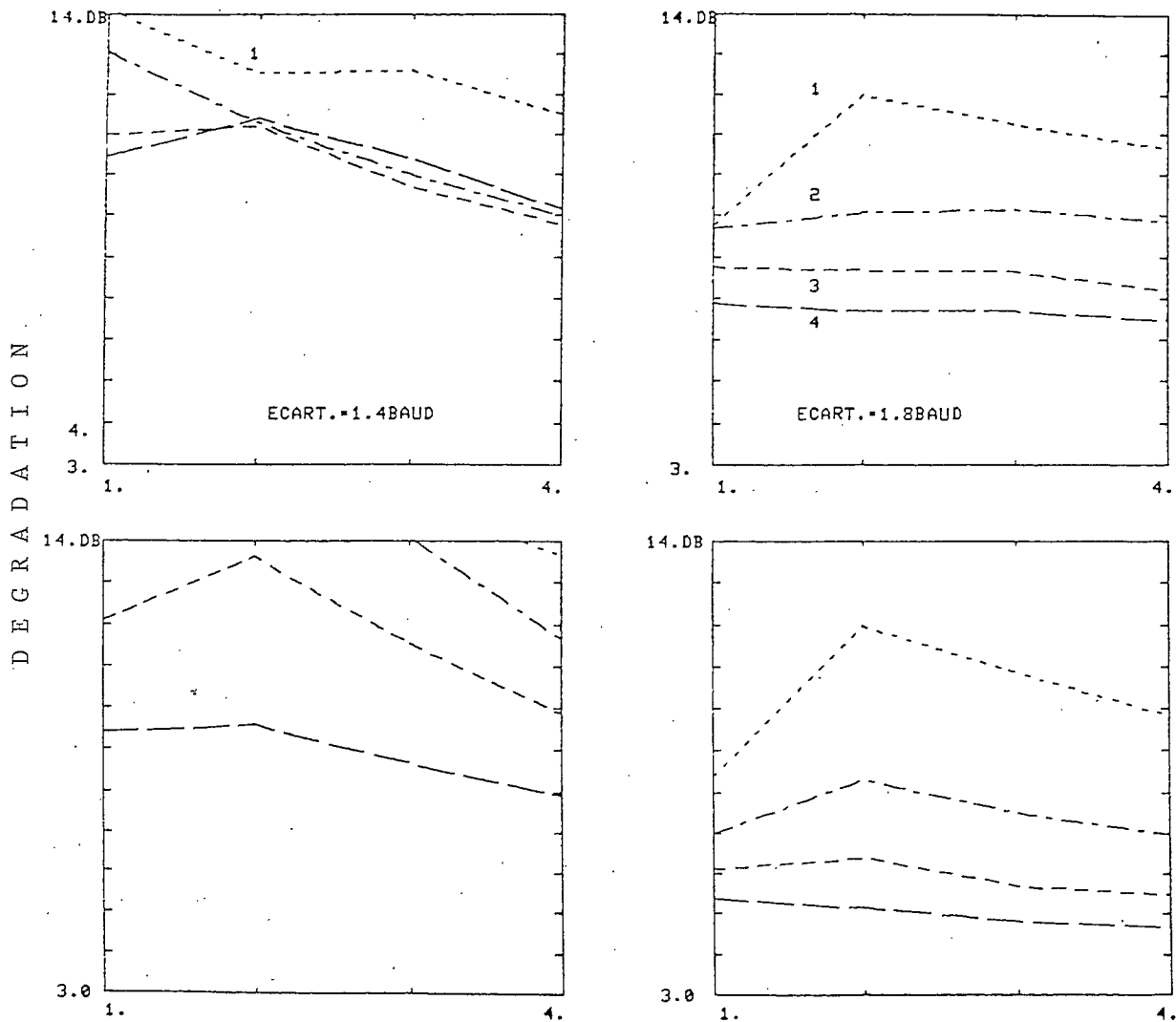
BAKOFT+3.DB

P_e : 10^{-4}
 Nb canaux : 3
 Filtre transm. : RCOSE
 Filtre récp. : RCOSR
 ROLLOFF : α
 $\alpha = .4$: - - - -
 $\alpha = .5$: - - - -
 $\alpha = .6$: - - - -
 $\alpha = .7$: - - - -
 N. Lin. Sat. : BAKOFT
 N. Lin. Sol : BAKOFH

Fig. 2.25c Effet de la présence simultanée des deux non-linéarités sur les performances de l'OQPSK en présence de canaux adjacents.

TT11 -- STOP

>



BAKOFF=4.DB

P_e : 10^{-4}

Nb canaux : 3

Filtre transm.: RCOSE

Filtre récp. : RCOSR

ROLLOFF : α

$\alpha = .4$: - - - -

$\alpha = .5$: - - - -

$\alpha = .6$: - - - -

$\alpha = .7$: - - - -

N. Lin. Sat. : BAKOFT

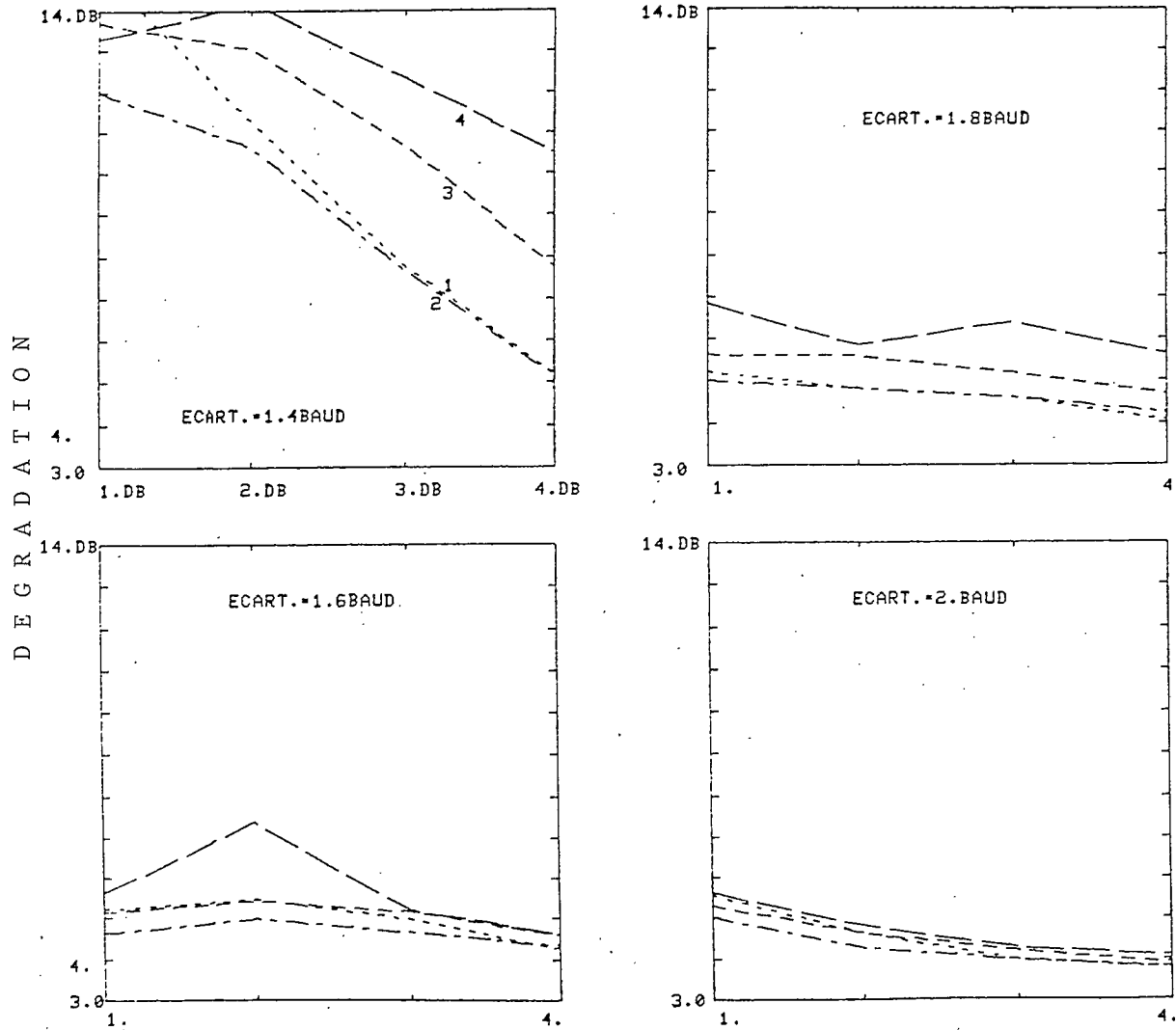
N. Lin. Sol : BAKOFH

Fig. 2.25d Effet de la présence simultanée des deux non-linéarités sur les performances de l'OQPSK en présence de canaux adjacents.



TT11 -- STOP

>

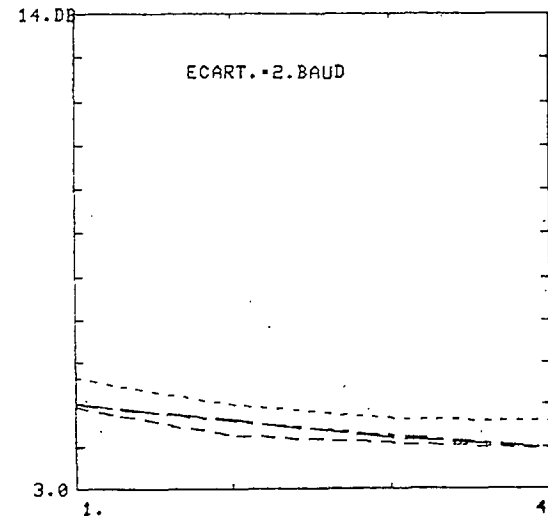
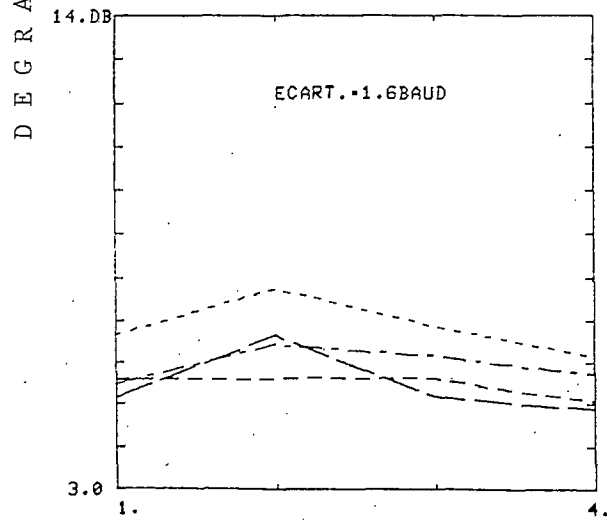
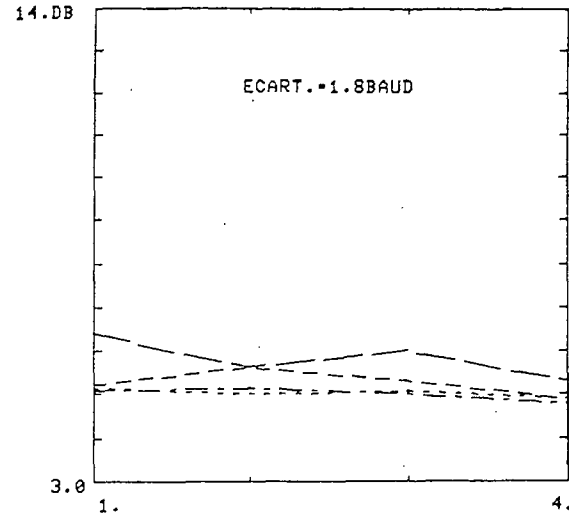
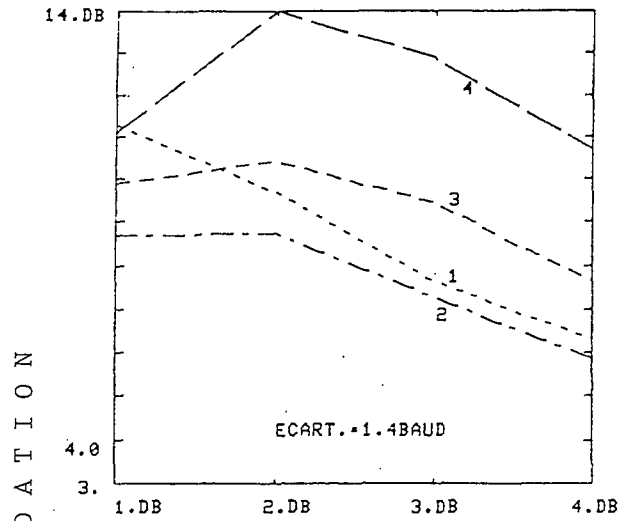


BAKOFT=1.DB
 P_e : 10^{-4}
 Nb canaux : 3
 Filtre transm. : RCOSE
 Filtre récp. : RCOSR
 ROLLOFF : α
 $\alpha = .4$:
 $\alpha = .5$:
 $\alpha = .6$:
 $\alpha = .7$:
 N. Lin. Sat. : BAKOFT
 N. Lin. Sol : BAKOFH

Fig. 2.26a Effet de la présence simultanée des deux non-linéarités sur les performances du MSK en présence de canaux adjacents.

TT11 -- STOP

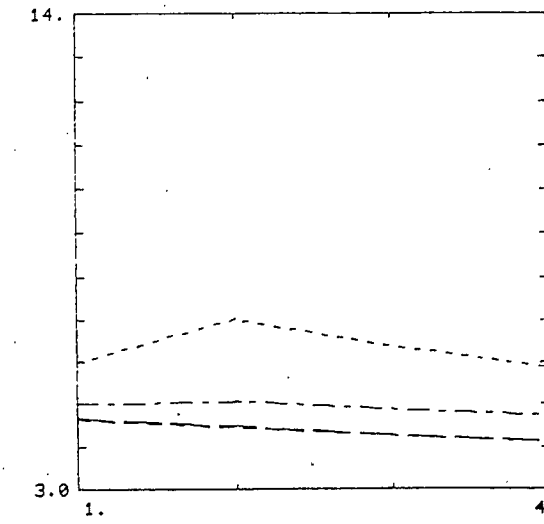
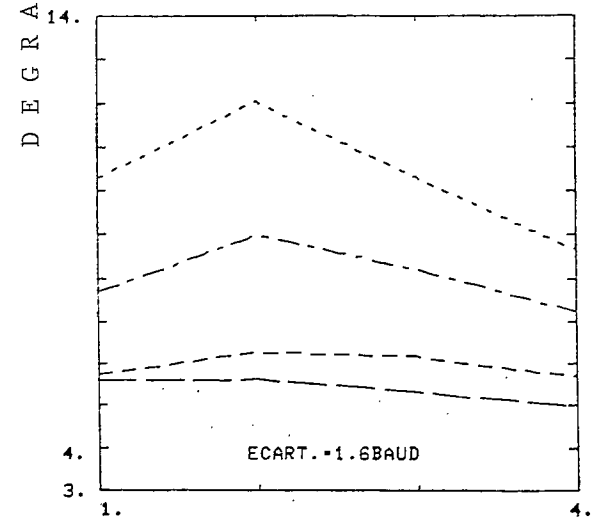
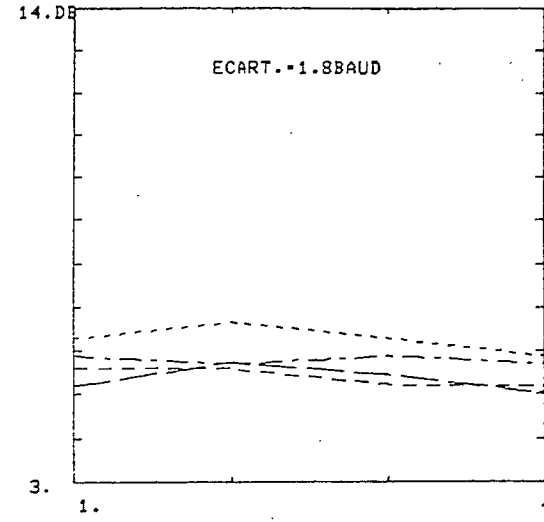
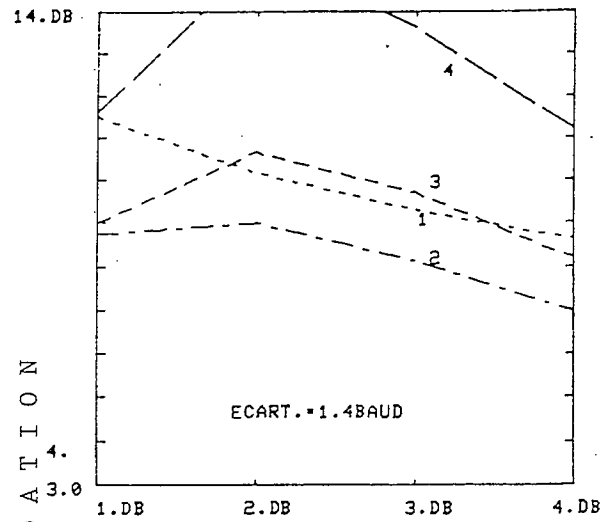
>



BAKOFT=2. DB

P_e : 10^{-4}
 Nb canaux : 3
 Filtre transm.: RCOSE
 Filtre récp. : RCOSR
 ROLLOFF : α
 $\alpha = .4$: - - - - -
 $\alpha = .5$: - - - - -
 $\alpha = .6$: - - - - -
 $\alpha = .7$: - - - - -
 N. Lin. Sat. : BAKOFT
 N. Lin. Sol : BAKOFH

Fig. 2.26b Effet de la présence simultanée des deux non-linéarités sur les performances du MSK en présence de canaux adjacents.



BAKOFT=3.DB

P_e : 10^{-4}

Nb canaux : 3

Filtre transm. : RCOSE

Filtre récp. : RCOSR

ROLLOFF : α

$\alpha = .4$: - - - - -

$\alpha = .5$: - - - - -

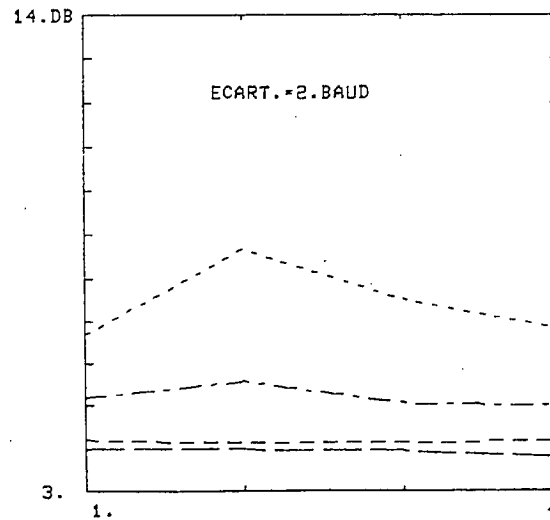
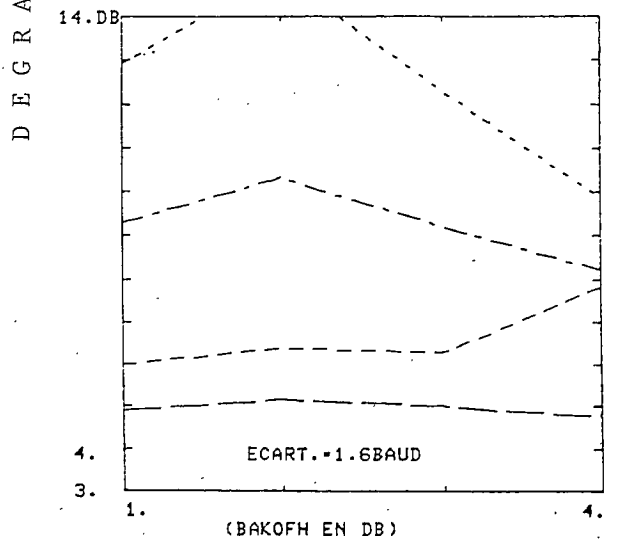
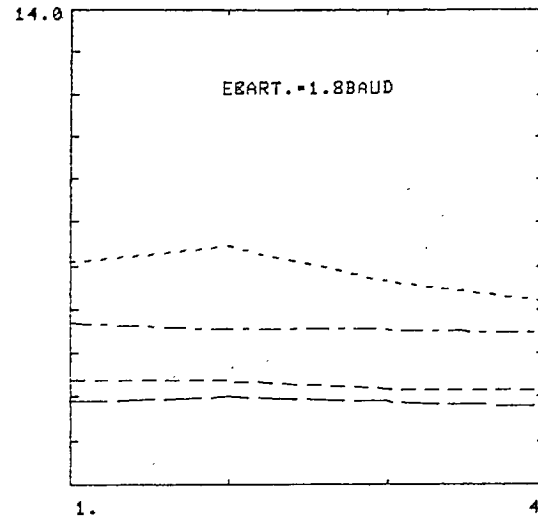
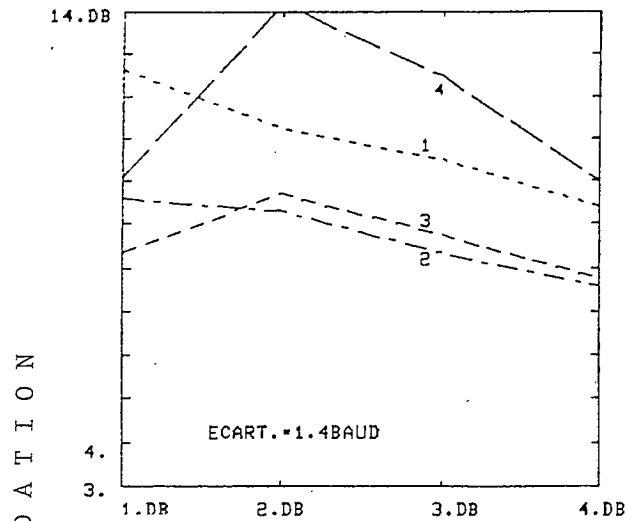
$\alpha = .6$: - - - - -

$\alpha = .7$: - - - - -

N. Lin. Sat. : BAKOFT

N. Lin. Sol : BAKOFH

Fig. 2.26c Effet de la présence simultanée des deux non-linéarités sur les performances du MSK en présence de canaux adjacents.



BAKOFT=4.DB

P_e : 10^{-4}

Nb canaux : 3

Filtre transm.: RCOSE

Filtre récp. : RCOSR

ROLLOFF : α

$\alpha = .4$: - - - - -

$\alpha = .5$: - - - - -

$\alpha = .6$: - - - - -

$\alpha = .7$: - - - - -

N. Lin. Sat. : BAKOFT

N. Lin. Sol : BAKOFH

Fig. 2.26d Effet de la présence simultanée des deux non-linéarités sur les performances du MSK en présence de canaux adjacents.

Il faut remarquer, en terminant, que tous les résultats et discussions qui en résultent ne sont pas généraux mais dépendent essentiellement de la caractéristique non-linéaire modélisée. Nous n'avons voulu, dans ce chapitre, qu'illustrer le genre de résultats que notre modèle de simulation permet d'obtenir.

CONCLUSION

Dans ce rapport nous avons procédé à la description et à l'explication d'un modèle de simulation par ordinateur d'un lien par satellite applicable à la radio-mobile.

Comme deuxième étape nous avons présenté certains des résultats obtenus dans le but d'explicitier davantage le fonctionnement des programmes, de vérifier la validité des résultats qu'ils permettent d'obtenir et, enfin, de démontrer la flexibilité inhérente au modèle proposé.

Il n'était pas dans notre intention, cette année, d'essayer de dégager des conclusions définitives quant à la supériorité de certaines méthodes de modulation dans différents environnements. Nous avons plutôt consacré tous nos efforts à l'adaptation du modèle à un milieu interférent à son raffinement en vue d'une plus grande fiabilité et à un accroissement de sa versatilité.

Il y a cependant une conclusion importante qui ressort des résultats obtenus: en présence de non-linéarités du type que nous avons considéré, le BPSK offre des performances supérieures aux méthodes de modulation utilisant quatre niveaux. Compte tenu des délais qui restent avant la matérialisation de MSAT et de l'existence actuelle de techniques de LPC à 2400 bits/sec garantissant une qualité acceptable, on peut se demander s'il n'y aurait pas lieu de reconsidérer sérieusement la possibilité d'un modem LPC-BPSK pouvant opérer dans un canal de 5 KHz.

Notons enfin que ce projet pourrait connaître une phase additionnelle. En effet il serait maintenant très facile de simuler d'autres méthodes de modulation comme certaines variantes du MSK, le TFM, etc... De plus, si l'on nous précisait davantage les caractéristiques des non-linéarités,

tant au transmetteur terrestre qu'au niveau du satellite, de même que le type de filtres de transmission et de réception qui sont envisagés, il serait alors possible d'obtenir des résultats beaucoup plus réalistes et d'en tirer des conclusions très précises. D'autres travaux pourraient aussi être considérés en ce qui concerne la méthode de démodulation.



APPLICATION DES SATELLITES AU
DOMAINE DE LA RADIO-MOBILE CANADIENNE:
ETUDE DE SYSTEMES DE MODULATION
BIBLIOGRAPHIE

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

CENTRE DE RECHERCHES SUR LES COMMUNICATIONS

Faculté des Sciences Appliquées
Université de Sherbrooke

APPLICATION DES SATELLITES AU
DOMAINE DE LA RADIO-MOBILE CANADIENNE:
ETUDE DE SYSTEMES DE MODULATION
BIBLIOGRAPHIE

pour

Ministère des Communications du Canada, Ottawa

Pour la réalisation complète du contrat no. OSU82-00209
du Ministère des Approvisionnements et Services, réalisé
du 24 août 1982 au 31 mars 1983

CRCS-83-02

Sherbrooke, Québec
27 mars 1983

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

BIBLIOGRAPHIE

Cette bibliographie est le résultat d'une recherche informatisée effectuée à la Bibliothèque des Sciences de l'Université de Sherbrooke pour une bonne part et, pour le reste, d'une recherche effectuée par les moyens plus classiques, surtout dans le cas des documents les plus récents. Les banques de données consultées sont celles du NTIS (National Technical Information Service, U.S. Department of Commerce) et de l'Engineering Index.

De toutes les références obtenues, nous n'avons conservées, à ce moment-ci, que celles qui nous paraissaient les plus pertinentes et que nous avons déjà pu obtenir. Par ailleurs, une mise à jour périodique s'effectue au fur et à mesure que de nouveaux documents nous arrivent. A notre avis, le format de présentation retenu facilite cette mise à jour.

La bibliographie est divisée en deux INDEX, l'un d'AUTEURS, l'autre de SUJETS.

L'index "Auteur" présente les références par ordre alphabétique d'auteur, le nom de l'auteur principal prévalant toujours dans les cas d'auteurs multiples; les noms des auteurs secondaires apparaissent alors au-dessous du nom de l'auteur principal. Enfin, dans le cas de documents sur lesquels n'apparaît aucun auteur particulier, le nom de la firme ou organisme d'où émane le document est cité comme auteur.

L'index "Sujets" reprend les références de l'index précédent mais, cette fois-ci, en fonction de sujets principaux. Dans cet index, une même référence pourra apparaître à plus d'une reprise si différents sujets y sont abordés. Enfin, il faut prévoir que de nouveaux sujets apparaîtront dans cet index au fur et à mesure que nos recherches avanceront. Ceci pourra provoquer une reclassification de certains documents.

INDEX

AUTEUR

A

- A1 Arredondo, G.A.
Smith, J.I. "Voice and data transmission in a mobile radio channel at 850 MHz",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-26, #1,
(Feb. 1977), pp. 88-93.
- A2 Anderson, L.G. "A simulation study of some dynamic channel assignment algorithms in a high capacity mobile telecommunications system",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-22, #4,
(Nov. 1973), pp. 210-217.
- A3 Anderson, J.S. "Aeronautical and maritime services",
ICC 74, Minneapolis, pp. 19c-1 @ 19c-5.
- A4 Anderson, R.E.
Milton, R.T.
Brown, J.R. "Satellite-aided mobile telephone system",
Draft to be presented to: National Electronics Conf., Chicago, 10/29-31/79.
- A5 Alper, A.T.
Arnbak, J.C. "Satellite system considerations for the optimum use of reconfigurable transmit multiple beam antennas",
NTC'79, Washington, pp. 52.4.1 @ 52.4.5.
- A6 Anderson, R.E. "Experiments and problems in satellite-aided mobile communications",
Wescon 1978 (North Hollywood, CA), 12-14 sept. 1978, pp. 31/5.1 @ 31/5.14.
- A7 Acampora, A.S. "Digital error rate performance of active phased array satellite systems",
IEEE Trans. on Ant. & Propag., vol. AP-26, #6,
(Nov. 1978), pp. 833-842.
- A8 Audestad, J.A. "Telephone signalling in maritime mobile satellite systems",
Int. Conf. on Maritime and Aeronaut. Sat. Commun. and Navig., London, England, (Mars 7-9, 1978), pp. 49-51.
- A9 Anderson, R.E.
Milton, R.T.
Brow, J.P. "Communication satellite studies applicable to mobile telephone services",
NTC'79, Washington, pp. 30.5.1 @ 30.5.7.
- A10 Anderson, R.E. "Application of satellite communication and position fixing techniques to land mobile systems",
Final report, Contract DEA-76-20, (Jan. 16, 1976-Nov. 16, 1976).
- A11 Anderson, R.E.
Milton, R.T. "Satellite-aided mobile radio concepts study",
Final report, contract no. NAS5-25134, (June 1979).
- A12 Adlerstein, Sid "LSI chips move into cellular communications",
Electronic Design, (July 5, 1980), pp. 31-32.

- A13 Arredondo, G.A.
Feggeler, J.C.
Smith, J.I. "Voice and data transmission",
BSTJ, vol. 58, #1, (Jan. 1979), pp. 97 @ 123.
- A14 Allsebrook, K.
Parsons, J.D. "Mobile radio propagation in British cities
at frequencies in the VHF and UHF bands",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-26, #4,
(Nov. 77), pp. 313 @ 323.
- A15 Anderson, R.E.
Milton, R.T.
Brown, J.P. "Potential of satellite-aided mobile Telephone",
Int. Conf. Cybernetics Soc., Denver, Colorado,
(Oct. 8-10, 1979), pp. 73 @ 81.
- A16 Arredondo, G.A. "Analysis of radio paging errors in multi-trans-
mitter mobile systems",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-22, #4,
(Nov. 1973), pp. 226 @ 234.
- A17 Anderson, R.E.
Frey, R.L.
Lewis, J.R. "Satellite-aided mobile communications experi-
ments, applications and prospects",
ICC'80, Seattle, Wash.,
(June 8-12), pp. 35.4.1 @ 35.4.6.
- A18 Aulin, T. "Characteristics of a digital mobile radio
channel",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-30, #2,
(May 1981), pp. 45-53
- A19 Anderson, Roy. E
et al "Satellite-aided mobile communications: experi-
ments applications and prospects",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-30, #2,
(May 1981), pp. 54-61.
- A20 Anderson, Roy E "Satellite-aided land mobile radio experiments,
applications and problems",
Acta Astronautica, vol. 7, #6,
(June 1980), pp. 807-824.
- A21 Awadalla, K.H. "Direction diversity in mobile communications",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-30, #3,
(August 1981), pp. 121-123.
- A22 Asakawa, S.
Sugiyama, F. "A compact spectrum constant envelope digital
phase modulation",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-30, #3,
(August 1981), pp. 102-111.
- A23 Austin, M.C.
Chang, M.U. "Quadrature overlapped raised-cosine modulation",
ICC'80, Seattle, Wash.,
(June 8-12), pp. 26.7.1 @ 26.7.5.
- A24 Austin, M.C.
Chang, M.U. "Quadrature overlapped raised-cosine modulation",
IEEE Trans. on Comm., vol. COM-29, #3,
(March 1981), pp. 237-249.

- A25 Amoroso, F. "The use of Quasi-band limited pulses in MSK transmission",
IEEE Trans. on Comm., vol. COM-27, #10,
(Oct. 1979), pp. 1616-1624.
- A26 Amoroso, F. "The bandwidth of digital data signals",
IEEE Communications Magazine,
(Nov. 1980), pp. 13-24.
- A27 Amoroso, F. "Experimental results on constant envelope signaling with reduced spectral side lobes",
ICC'81, Denver, Colorado,
pp. 47.1.1 @ 47.1.5.
- A28 Aulin, T.
Sundberg, C.E.W. "Continuous phase modulation Part I: full response signaling",
IEEE Trans. on Comm., vol. COM-29, #3,
(March 1981), pp. 196-209.
- A29 Aulin, T.
Rydbeck, N.
Sundberg, C.E.W. "Continuous phase modulation Part II: partial response signaling",
IEEE Trans. on Comm., vol. CM-29, #3,
(March 1981), pp. 210-225.
- A30 Aulin, T.
Lindell, G.
Sundberg, C.E.W. "Selecting smoothing pulses for partial response digital FM",
IEE Proc., vol. 128, pt. F., #4,
(August 1981), pp. 237-244.
- A31 Amoroso, F. "Pulse and spectrum manipulation in the MSK format",
IEEE Trans. on Comm.,
(March 1976), pp. 381-384.
- A32 Adoul, J.P.
Debray, J.L.
Dalle, D. "Spectral distance measure applied to the optimum design of DPCM coders with L predictors",
Proc. of the Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Denver, Colorado,
(April 1980), pp. 512-515.
- A33 Ahrens, P.
Skoge, K.
Vetter, D. "Speech chip time shares a 2-pole section to create a 12 pole filter",
Electronics,
(March 10, 1981), pp. 177-180.
- A34 Anderson, R.E. "Signalling characteristics in satellite-aided land mobile communications",
Globecom'82, Miami,
(Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. E5.7.1 @ E5.7.5.
- A35 Arnold, H.W.
Bodtmann, W.F. "A hybrid multi-channel hardware simulator for frequency-selective mobile radio paths",
Globecom'82, Miami,
(Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. A3.1.1 @ A3.1.5.

- A36 Alexander, S.E. "Radio propagation within buildings at 900 MHz", Electronics Letters, vol. 18, #21, (14th oct. 1982), pp. 913-914.
- A37 Anderson, R.E.
Frey, R.L.
Lewis, J.R. "Technical feasibility of 'satellite-aided land mobile radio'", ICC'82, Philadelphia, (June 13-17, 1982), pp. 7H.2.1 @ 7H.2.5.
- A38 Aulin, T.
Sundberg, C.E.W. "Partially coherent detection of digital full response continuous phase modulated signals", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-30, #5, (May 1982), pp. 1096-1117.
- A39 Aulin, T.
Sundberg, C.E.W. "On differential detection of partial response continuous phase modulated signals", ICC'81, Denver, Colorado, (1981), pp. 56.1.1 @ 56.1.6.
- A40 Aulin, T.
Sundberg, C.E.W. "On the minimum euclidean distance for a class of signal space codes", IEEE Trans. on Information Theory, vol. IT-28, #1, (Janv. 1978), pp. 43-55.
- A41 Aulin, T.
Lindell, G.
Sundberg, C.E. "Minimum euclidean distance for short convolutional codes and continuous phase modulation", Globecom'82, Miami, (Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. E7.2.1 @ E7.2.5.
- A42 Aulin, T.
Sundberg, C.E. "Detection performance of bandlimited continuous phase modulation", Globecom'82, Miami, (Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. E7.6.1 @ E7.6.7.
- A43 Aulin, T.
Sundberg, C.E. "Synchronization properties of continuous phase modulation", GLOBECOM'82, Miami, (Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. D7.1.1 @ D7.1.7.
- A44 Aulin, T.
Sundberg, C.E.
Svensson, A. "Viterbi detectors with reduced complexity for partial response continuous phase modulation", Globecom'82, Miami, (Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. A7.6.1 @ A7.6.7.

B

- B1 Brisken, A.F.
 Anderson, R.E.
 Frey, R.L.
 Lewis, J.R. "Land mobile communications and position fixing using satellite", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-28, #3, (Aug. 1979), pp. 153-169.
- B2 Barnla, J.D. "U.S. 79 WARG proposal for 12 GHz satellite allocations in region 2", NTC'79, Washington, pp. 57.3.1 @ 57.3.5.
- B3 Brusaferrri, P.
 Ongaro, D.
 Failli, R. "Use of 12.5 KHz interleaved channel plan as a means of increasing traffic capabilities of nation wide public mobile systems", Intelcom '79, Dallas, pp. 258-260.
- B4 Borman, W.M. "Land mobile issues for the 1979 world administrative radio conference", ICC'78, Toronto, pp. 22.6.1 @ 22.6.3.
- B5 Burke, M.J. "A simplified method for obtaining occupancies of frequencies in the land-mobile bands", ICC'78, Toronto, pp. 4.3.1 @ 4.3.4.
- B6 Brisken, A.F. "Automatic continental land mobile position fixing via satellite", Navigation, vol. 25, #3, (Fall 1978), pp. 277-289.
- B7 Bekey, I. "Big comsats for big jobs at low user cost", Astronautics & Aeronautics, (Feb. 1979), pp. 42-56.
- B8 Bürge, C.D.
 Zuschlag, R. "Initial results and assessment of a communications experiment using NASA's ATS-3 for emergency medical services", NTC'79, Washington, pp. 30.6.1 @ 30.6.5.
- B9 Bowen, R.R. "Satellite broadcasting after WARC-79", AIAA 8th Communication Satellite Systems Conf., Orlando, Florida, (April 20-24, 1980).
- B10 Bremenson, C.
 Palazo, M.
 Neyer, R. "Linearizing T.W.T. amplifiers in satellite transponders - system aspects and practical implementation", AIAA 8th Communication Satellite Systems Conf., Orlando, Florida, (April 20-24, 1980), pp. 80-89.
- B11 Brisken, A.F.
 Frey, R.L.
 Anderson, R.E. "Application of satellite communication and position fixing techniques to land mobile systems", G.E., contract DEA-76-20, Final report, (Nov. 1976).
- B12 Bullington, K. "Radio propagation for vehicular communications", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-26, #4, (Nov. 1977), pp. 295 @ 309.

- B13 Black, D.M.
Reudink, D.O. "Some characteristics of mobile radio propagation at 836 MHz in the Philadelphia area", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-21, #2, (May 1972), pp. 45 @ 51.
- B14 Bekey, I. "Comparative economics of very high capacity communications satellites", Acta Astronautica, vol. 6 #12, (December 1979), pp. 1669 @ 1683.
- B15 Billström, O.
Troili, B. "Mobile telephone functions in AXE", ICC'80, Seattle, Wash., (June 8-12), pp. 19.3.1 @ 19.3.5.
- B16 Bogacki, F. "Overview of ACSB technology for land mobile radio communications", Communications News, (June 1981).
- B17 Bulanda, G.I.
Golouin, E.S. "The efficiency of analog companding in peripheral radio communications systems", Telecommunications and Radio Engineering, vol. 34/35, (May 1980), pp. 83-85.
- B18 Bennett, W.R. "Introduction to signal transmission", McGraw-Hill, p. 61.
- B19 Bazin, B. "A class of MSK baseband pulse formats with sharp spectral roll-off", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-27, #5, (May 1979), pp. 826-829.
- B20 Buzo, A.
Gray, A.H.
Gray, R.M.
Morkel, J.D. "Speech coding based upon vector quantization", IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-28, #5, (Oct. 1980), pp. 562-574.
- B21 Boll, S.F. "Suppression of acoustic noise in speech using spectral subtraction", IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-27, #2, (Apr. 79), pp. 113-120.
- B22 Brouns, A.J. "Second-order gradient noise cancelling microphone", Proc. of the Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Atlanta, Ga., (March 1981), pp. 786-790.
- B23 Brodersen, R.W. "Single-chip signal processors: an update", Trends & Perspectives in Signal Processing, vol. 2, #1, (Janv. 1982), pp. 1-2.

- B24 Beker, H.J. "Cryptographic requirements for digital secure speech systems", Electronic Engineering, (Feb. 1980), pp. 37-46.
- B25 Bassak, G. "Low data rate yields lifelike voice", Electronics, (March 24, 1981), pp. 48-57.
- B26 Ball, J.R. "A real-time fading simulator for mobile radio", The Radio and Electronic Engineering, vol. 52, #10, (Oct. 1982), pp. 475-478.
- B27 Burke, M.J.
Coyne, T.N.R. "Monitoring land-mobile radio usage", Int'l Conf. on Radio Spectrum Conservation Techniques, IEE, London, (7-9 July 1980), pp. 17-21.
- B28 Benjamin, T. "Cumulative hardware distortion effects on coded and uncoded performance via a satellite repeater", ICC'81, Denver, Colorado, (1981), pp. 12.3.1 @ 12.3.5.
- B29 Benelli, G. et al "Combined amplitude-phase modulation for a VHF communication link", ICC'81, Denver, Colorado, (1981), pp. 56.6.1 @ 56.6.6.
- B30 Burrows, D.F.
McGeehan, J.P. "The use of feedforward automatic gain control for reducing fast fading in single sideband mobile radio systems", Int'l Conf. on Radio Spectrum Conservation Techniques, IEE, London, (7-9 July 1980), pp. 22-25.
- B31 Ball, J.R.
Holmes, D.W.J. "An SSB with pilot receiver for mobile radio", Proc. of the Radio Receivers and Ass. Systems, England, IERE/IEEE, (July 13-15, 1981), pp. 429-435.
- B32 Barnes, D.M. "A subjective evaluation of single sideband radio for use in private land mobile radio services-initial trials", Proc. of the Radio Receivers and Ass. Systems, London, England, IERE/IEEE, (July 13-15, 1981), pp. 383-396.
- B33 Burrows, D.F.
McGeehan, J.P. "Time delay in receiver AGC systems", Proc. of the Radio Receivers and Ass. Systems, London, England, IERE/IEEE, (July 13-15, 1981), pp. 73-88.
- B34 Brady, D.M. "FM-CPSK: narrowband digital FM with coherent phase detection", ICC'72, Philadelphia, (June 19-21, 1972), pp. 44-12 @ 44.16.

- B35 Bourgenot, J.S. "Noncoherent-detection of controlled-phase-modulated signals", Globecom'82, Miami, (Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. B3.6.1 @ B36.5.
- B36 Brown, R.J. et al "Companded single sideband satellite transmission", Globecom'82, Miami, (Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. A5.4.1 @ A5.4.5.
- B37 Boutin, N.
Morissette, S. "Do all MSK-type signaling waveforms have wider spectra than those for PSK?", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-29, #7, (July 1981), pp. 1071-1072.
- B38 Boutin, N.
Morissette, S.
Porlier, C. "Extension of Mueller's theory on optimum pulse shaping for data transmission", IEE Proc., vol. 120, pt. F, #4, (Aug. 1982), pp. 255-260.
- B39 Boutin, N.
Dussault, L.
Morissette, S. "MSK-type signals with minimum bandwidth occupancy", Canadian Communications & Energy Conf., Montréal, (Oct. 13-15, 1982), pp. 272-275.
- B40 Boutin, N.
Dussault, L.
Morissette, S. "Results of a new-optimization technique leading to optimum pulses for MSK-type signals", Electronics Letters, vol. 18, #22, (28 oct. 1982), pp. 975-977.

C

- C1 Chandler, D.L. "Deflection analysis of supporting structures for antennas to be used in a mobile telephone system", ICC'76, Philadelphia, (June 14-16), pp. 27-11 @ 27-14.
- C2 Cox, D.C.
Reudink, D.O. "Some effects on channel occupancy of limiting the number of available servers in small cell mobile radio systems using dynamic channel assignment", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-27, #8, (Aug. 79).
- C3 Cox, D.C.
Reudink, D.O. "Dynamic channel assignment in two-dimensional large-scale mobile radio systems", BSTJ, vol. 51, #7, (Sept. 1972), pp. 1611-1629.
- C4 Cox, D.C.
Reudink, D.O. "Dynamic channel assignment in High-capacity mobile communications systems", BSTJ, vol. 50, #6, (July/Aug. 1971), pp. 1833-1857.
- C5 Clarke, R.H. "A statistical theory of mobile-radio reception", BSTJ, vol. (July/Aug. 1968), pp. 957-1000.
- C6 Caile, J.
McDowell, B.
Randby, M.A.
Stern, M. "A combined mobile and portable cellular telephone system", ICC'79, Boston, pp. 57.5.1 @ 57.5.4.
- C7 Castruccio, P.A. "The technical and economic role of space technology in terrestrial mobile communications", NTC'79, Washington, pp. 30.4.1 @ 30.4.6.
- C8 Cooper, G.R.
Nettleton, R.W. "Special Efficiency of spread-spectrum land-mobile communication systems", Intelcom'79, Dallas, pp. 267-270.
- C9 Glarricoats, P.J.
Poulton, G.T. "High-efficiency microwave reflector antennas a review", Proc. IEEE, vol. 65, #10, (Oct. 1977), pp. 1470-1504.
- C10 Carter, C.R.
Hagkin, S.S. "Design and performance of synchroniser for switching satellite", Proc. IEEE, vol. 123, #8, (Aug. 1976), pp. 737-742.
- C11 Cooper, G.R.
Nettleton, R. "A spread-spectrum technique for high-capacity mobile communications", IEEE Trans. on Vehic. Tech.. vol. VT-27, #4, (Nov. 1978), pp. 264-275.
- C12 Cooper, G.R.
Nettleton, R.W. "A spread-spectrum technique for high-capacity mobile communications", IEEE Veh. Tech. Group Annu. Conf. 27th, Orlando, (March 16-18, 1977), pp. 98-103.

- C13 Cooper, G.R. "Multi-service aspects of spread-spectrum mobile communication systems", MidCon'78, Dallas, Texas, (Dec. 12-14, 1978), Paper #28.2.
- C14 Chatterjee, C.K.
Bhagiratha Rao, E. "Design considerations of mobile/remote area satellite terminals for digital communication of the defense services", J. Instn Electronics & Telecom. Engrs., vol. 24, #2, (Feb. 1978), pp. 75-79.
- C15 Charas, P. "Satellite communication using a multi-beam array", Ericsson review, vol. 55, #4, (1978), pp. 126-129.
- C16 Cooper, G.R.
Nettleton, R.W. "Spectral efficiency in cellular land-mobile communications: a spread-spectrum approach", Purdue University, report # TR-EE 78-44, (Oct. 31, 1978).
- C17 Canadian
Astronautics
Limited "Study of a spacecraft equipped with a large aperture antenna for mobile-satellite service", Doc. contract 15ST.36100-8-4003, (Sept. 1979).
- C18 Carey, W.T.
Bowman, R.M.
Stone, G.R. "Developing the concept of a geostationary platform", AIAA 8th Communication Satellite Systems Conf., Orlando, Florida, (April 20-24, 1980).
- C19 Collomb, J.
Gosset, P.
Raye, H. "A new generation of satellite traveling-wave tubes for TV-broadcasting and telecommunications", AIAA 8th Communication Satellite Systems Conf., Orlando, Florida, (April 20-24, 1980), pp. 90-97.
- C20 Crowell, R. "Télécommunications par satellite", Journal des Télécommunications, vol. 47, VI/80, pp. 388-391.
- C21 Caples, E.
Massad, K.E.
Minor, T.R. "A UHF channel simulator for digital mobile radio", IEEE Trans. on Vehicular Tech., vol. VT-29, #2, (May 1980), pp. 281-289.
- C22 Cox, D.C. "Multipath delay spread and path loss correlation for 910 MHz urban mobile radio propagation", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-26, #4, (Nov. 1977), pp. 340 @ 344.
- C23 Cox, D.C.
Leck, R.P. "Distributions of multipath delay spread and average excess delay for 910 MHz urban mobile radio paths", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-23, #2, (March 1975), pp. 206 @ 213.

- C24 Cohen, P.
Haccoun, D. "Analyse d'activité sur les canaux de radio-téléphone mobile dans la région de Montréal", Canadian Commun. & Power Conf., (Montréal, oct. 15-17, 1980), pp. 425 @ 428.
- C25 Chadha, K.J.S.
et al. "Mobile telephone switching office", BSTJ, vol. 58, #1, (Janv. 1979), pp. 71 @ 95.
- C26 Charas, P.H.
Molker, A. "Development and test of a multibeam array payload for satellite communication with mobiles", ICC'80, Seattle, Wash., (June 8-12), pp. 35.6.1 @ 35.6.5.
- C27 Castruccio, P.A. "The technical and economic role of space technology in terrestrial mobile communications", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-30, #2, (May 1981), pp. 77-84.
- C28 Campanella, S.J.
Suyderhoud, M.G.
Wachs, M. "Frequency modulation and variable slope delta modulation in SCPC satellite transmission", Proc. of the IEEE, vol. 65, #3, (March 1977), pp. 419-434.
- C29 Carter, R.O. "Theory of syllabic companders", Proc. IEE, vol. 111, #3, (March 1964), pp. 503-513.
- C30 Campanella, S.J.
Sciulli, J.A. "A comparison of voice communication techniques for aeronautical and marine applications", Comsat Tech. Review, vol. 2, #1, (Spring 1972), pp. 173-203.
- C31 Chan, H.C.
Taylor, D.P.
Haykin, S.S. "Comparative evaluation of digital modulation techniques: simulation study", CRL Int. Report Series no. CRL-18, Part III, (1974).
- C32 Cartier, M. "Le codage de la parole", L'Echo des Recherches, CNET, Paris, (Janvier 1979), pp. 4-11.
- C33 Cohen, C. "Frequency analysis of speech shrinks speech synthesizer by 40%", Electronics, (Feb. 10, 1981).
- C34 Carney, S.
Linder, D. "A digital mobile radio for 5-6 Kilohertz channels", ICC'82, Philadelphia, (13-17 juin 1982), pp. 5B.3.1 @ 5B.3.6.
- C35 Constantinou, P.
Towaij, S.J. "Digital transmission over conventional mobile channels-maximum bit rate", ICC'81, Denver, Colorado, (1981), pp. 23.1.1 @ 23.1.4.

- C36 Calvert, F.J.
Uppal, R. "Aurora - Automatic mobile telephone system",
ICC'81, Denver, Colorado,
(1981), pp. 57.5.1 @ 57.5.5.
- C37 Chung, K.S.
Zegers, L.E. "Generalized tamed frequency modulation",
ICASSP'82, Paris, France,
(3-5 mai 1982), pp. 1805-1808.
- C38 Chung, K.S. "A noncoherent receiver for GTFM signals",
Globecom'82, Miami,
(Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. B3.5.1 @ B3.5.5.
- C39 Campanella, M.
LoFaso, U.
Mamola, G. "FSK signals for minimum spectral occupancy:
a solution in sampled form",
Globecom'82, Miami,
(Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. B7.1.1 @ B7.1.4.
- C40 Crozier, S.
Mazur, B.
Matyas, R. "Performance evaluation of differential detection
of MSK",
Globecom'82, Miami,
(Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. A5.1.1 @ A5.1.5.

D

- D1 Ducharme, E.D. "Canadian preparations for the 1979 world administrative radio conference", ICC'79, Boston, pp. 12.2.1 @ 17.2.3.
- D2 Durrani, S.H. "Narrowband system activities in the NASA communications program", ICC'79, Boston, pp. 15.4.1 @ 15.4.5.
- D3 Drumheller, C.S.
Greenberg, J.S.
Miller, B.P.
Stevenson, P. "Benefits and cost effectiveness of satellite-aided communications for emergency medical services, fighting forest fires and pickup and delivery trucking applications", NTC'79, Washington, pp. 30.2.1 @ 30.2.6.
- D4 Dekker, C.B. "The application of tamed frequency modulation to digital transmission via radio", NTC'79, Washington, pp. 55.3.1 @ 55.3.7.
- D5 Davidson, D.
Zahalka, L.B. "Propagation factors on space-earth paths and implications for K-band satellite-link design", Intelcom'79, Dallas, pp. 331-334.
- D6 Dekker, C.B. "A comparison of digital transmission techniques for standard FM mobile radio sets", Eurocon, (3-7 Mai, 1977), Italy, pp. 2.3.1 @ 2.3.15.
- D7 Dvorak, T. "Compatibility of spread-spectrum signals with narrow-band-FM receivers in VHF mobile networks", IEEE Electromag. Compat. Symp. Rec., Atlanta, (June 20-22, 1978), pp. 19-23.
- D8 Davies, R.
Chethik, M.
Penick, M. "Packet communications in satellites with multiple-beam antennas and signal processing", AIAA 8th Communication Satellite Systems Conf., Orlando, Florida, (April 20-24, 1980).
- D9 Davidson, A.L.
Turney, W.J. "Mobile antenna gain in the multipath environment at 900 MHz", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-26, #4, (Nov. 1977), pp. 345 @ 348.
- D10 Davis, B.R. "FM noise with fading channels and diversity", IEEE Trans. on Comm. Tech., vol. COM-19, #6, (Déc. 1971), pp. 1189-1200.
- D11 Davis, B.R. "Random FM in mobile radio with diversity", IEEE Trans. on Comm. Tech., vol. COM-19, #6, (Déc. 1971), pp. 1259 @ 1267.
- D12 DaSilva, J.S.
Hafez, H.M.
Mahmond, S.A. "Optimal packet length for fading land mobile data channels", ICC'80, Seattle, Wash., (June 8-12), pp. 61.3.1 @ 61.3.5.

- D13 Dragone, C.
Gans, M.J.
Reudink, D.O. "New techniques for the design of communication satellite and earth stations antennas", ICC'80, Seattle, Wash., (June 8-12), pp. 25.5.1 @25.5.7.
- D14 Dekker, C.B.
de Jager, F. "Tamed frequency modulation, a novel method to achieve spectrum economy in digital transmission", Radio Receivers and Associated Systems Conf. IERE, London, (1978), pp. 427-435.
- D15 Divsalar, D.
Simon, M.K. "Performance of quadrature overlapped raised-cosine modulation over nonlinear satellite channels", ICC'81, Denver, Colorado, pp. 2.3.1 @ 2.3.7
- D16 DaSilva, J.S. "Land mobile radio solutions to spectrum congestion", Communications Int'l, (May 1981), pp. 34,38,42,46,48,51.
- D17 Daikoku, K.
Murota, K.
Momma, K. "High-speed digital transmission experiments in 920 MHz urban and suburban mobile radio channels", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-31, #2, (May 1982), pp. 70-75.

E

- E1 Engel, J.S.
Peritsky, M.M. "Statistically-optimum dynamic server Assignment in systems with interfering servers", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-22, #4, (Nov. 1973), pp. 203-209.
- E2 Engel, J.S. "The effects of cochannel interference on the parameters of a small cell mobile telephone system", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-18, #3, (Sept. 1969), pp. 110-116.
- E3 Elnoubi, S.
Singh, R.
Gupta, S.C. "A new channel assignment scheme in land mobile radio communications", NTC'79, Washington, pp. 9.1.1 @ 9.1.7.
- E4 Egami, S.
Okamoto, T.
Fuketa, H. "K-band mobile earth station for domestic satellite communications system", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-28, #2, (Feb. 1980), pp. 291-294.
- E5 Eckert, R.P.
Kelly, P.M. "Implementing spread spectrum technology in the band mobile radio services", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-25, #8, (Aug. 1977), pp. 867-869.
- E6 Edens, J.W. "Small receive only terminals for broadcast satellite", Eurocon'77, (3-7 May, 1977), Italia, pp. SP5.3.1 @ SP5.3.7.
- E7 Ehrlich, N. "The advanced mobile phone service", Proc. of the Jerusalem Conf. on Inf. Tech., 3rd (JCIT3), Israel, (Aug. 6-9, 1978), pp. 437-441.
- E8 Eastmond, B.C.
Pautler, J.A. "Performance of a two-branch radiotelephone selection diversity receiver", IEEE Veh. Tech., Conf., 29th, Arlington Heights, Ill., (March 27-30, 1979), pp. 164-171.
- E9 Econ Inc. "Preliminary benefits study for a public service communications satellite system: Task order 2", Final report, contract # NASW-3047, (Jan. 1978).
- E10 Econ Inc. "Estimation of the demand for public services communications", Final report, contract # NASW-2558, (Dec. 1976).
- E11 Era
Rf Technology Centre "Study of the performance and limitations of multiple-beam antennas", Part 1 & 2, ESTEC contract # 2277/74HP, (Sept. 1975).

- E12 Econ Inc. "A study of the benefits and cost effectiveness of satellite-aided communications for emergency medical services, fighting forest fires and pickup and delivery trucking applications", Contract # NASW-3047, Task VIII, (April 27, 1979).
- E13 En, J. "An error-correcting system for mobile radiodata transmission", IEEE Transactions on Vehicular Tech., vol. VT-29, #2, (May 1980), pp. 278-280.
- E14 Ehrlich, N.
Fisher, R.E.
Wingard, T.K. "Cell-site hardware", BSTJ, vol. 58, #1, (Janv. 1979), pp. 153 @ 199.
- E15 Egli, J.J. "Radio propagation above 40 Mc over irregular terrain", Proc. of the IRE, vol. 45, (Oct. 1957), pp. 1383 @ 1391.
- E16 Elnoubi, S.
Singh, R.
Gupta, S.C. "Performance of frequency channel assignment schemes in combined mobile telephone and dispatch systems", ICC'80, Seattle, Wash., (June 8-12), pp. 24.4.1 @ 24.4.5.
- E17 Elnoubi, S.
Gupta, S.C. "Error rate performance of non coherent detection of duobinary coded MSK and TFM in mobile radio communication systems", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol VT-30, #2, (May 1981), pp. 62-76.
- E18 Eaves, R.E.
Wheatley, S.M. "Optimization of quadrature-carrier modulation for low crosstalk and close packing of users", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-27, #1, (Janv. 1979), pp. 176-185.
- E19 Eric, M.J. "Intermodulation analysis of nonlinear devices for multiple carrier inputs", CRC Report, no. 1234, Canada (1972).
- E20 Edwards, J.R. "Transceiver design for a mobile-radio data transmission system", Radio Receivers and Ass. Systems, IERE, London, (1978), pp. 379-387.
- E21 Elnoubi, S.
Gupta, S.C. "Performance of digital phase locked loop with a phase-step input in the fast fading mobile radio channels", ICC'81, Denver, Colorado, (1981), pp. 23.2.1 @ 23.2.5.

- E22 Edelson, B.I.
Marsten, R.B.
Morgan, W.L. "Greater message capacity for satellites",
IEEE Spectrum,
(March 1982), pp. 56-64.
- E23 El-Tanany, M.S.
Wight, J.S.
Hafez, H.M. "The optimization of a quadrature coherent de-
tector for partial response continuous phase
modulation with modulation index $1/2$ ",
Globecom'82, Miami,
(Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. D7.2.1 @ D7.2.7.
- E24 Ekanayake, N. "Quaternary minimum shift keying",
Globecom'82, Miami,
(Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. D7.7.1 @ D7.7.6.
- E25 Ellis, J.H. "Narrow-band phase modulation",
Int'l Conf. on Radio Spectrum Conservation
Techniques, IEE, London.
(July 7-9, 1980), pp. 70-74.

F

- F1 Fisher, R.E. "A description of the Bell System 850-MHz high capacity mobile telecommunication system", ICC'76, (June 14-16), Philadelphia, pp. 27-1 @ 27-4.
- F2 Fluhr, Z.C.
Nussbaum, E. "Switching plan for a cellular mobile telephone system", IEEE Trans. on Vh Tech., vol. VT-22, #4, (Nov. 1973), pp. 197-202.
- F3 Forrest, R.T. "A practical approach to radio propagation measurements as used in the design of mobile radio communications system", ICC'74, Minneapolis, pp. 14C-1 @ 14C-5.
- F4 Frenkiel, R.H. "A high-capacity mobile radiotelephone system model using a coordinated small-zone approach", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-19, #2, (May 1970), pp. 173-177,
- F5 Fordyce, S.
Stamminger, R. "The use of geostationary platforms for future U.S. domestic satellite communication", ICC'79, Boston, pp. 49.4.1 @ 49.4.5.
- F6 Falk, H. "Microprocessors talk it up", Spectrum, (March 1977), pp. 49-53.
- F7 Freeman, L.D. "Digital signaling for 900 MHz radio", ICC'74, Minneapolis, pp. 14F-1 @ 14F-5.
- F8 Fleisig, R.
Bernstein, J.L. "Serving the public via platforms in space", Adv. Astronaut. Sci. V37 pt1, Proc. of Am. Astronaut. Soc. Annu. Meet. 24th and Goddard Mem. Meet, 16th, Washington, D.C., (March 8-10, 1978), pp. 225-237.
- F9 Fisher, R.E. "Interference between UHF television systems and 850 MHz cellular mobile telephone systems", NTC'77, Los Angeles, Calif., (Dec. 5-7), pp. 25.3.1 @ 25.3.4.
- F10 Fluhr, Z.C.
Porter, P.T. "Control architecture", BSTJ, vol. 58, #1, (Janv. 1979), pp. 43 @ 69.
- F11 Fisher, R.E. "A subscriber set for the equipment test", BSTJ, vol. 58, #1, (Janv. 1979), pp. 123 @ 143.
- F12 French, R.C. "The effect of fading and shadowing on channel reuse in mobile radio", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-28, #3, (Aug. 1979), pp. 171 @ 181.

- F13 French, R.C. "Error rate predictions and measurements in the mobile radio data channel", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-27, #3, (Aug. 1978), pp. 110 @ 116.
- F14 French, R.C. "Mobile radio data transmission in the urban environment", ICC'76, Philadelphia, (June 14-16, 1976), pp. 27-15 @ 27-20.
- F15 Freibaum, J. "The application of mobile satellite services to emergency response communications", ICC'80, Seattle, Wash., (June 8-12), pp. 35.2.1 @ 35.2.5.
- F16 Flath, E.H.
Decker, R.P. "Propagation coverage predictions for a mobile data system", ICC'80, Seattle, Wash., (June 8-12), pp. 14.4.1 @ 14.4.4.
- F17 French, R.C.
Mabey, P.J. "Error control in mobile-radio data communication", Philips Tech. Rev. 39, #6/7, (1980), pp. 172-182.

G

- G1 Guenther, H. "Mobile radio telephony in Europe requirements of and solutions for system, network and equipment",
ICC'79, Boston, pp. 57.6.1 @ 57.6.5.
- G2 Gosling, W. "Single sideband as a contribution to spectrum efficient civil land mobile radio",
Intelcom'79, Dallas, pp. 254-257.
- G3 Goldman, A.M.
Edelson, R.E. "On several communications satellite designs using large space antennas",
Pacific Telecom. Conf., Honolulu, Hawaii, (Jan. 8-9, 1979), pp. 3B-5 @ 3B-14.
- G4 Gans, M.J. "A power-spectral theory of propagation in the mobile-radio environment",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-21, #1, (Feb. 1972), pp. 27 @ 38.
- G5 Gosling, W. "A simple mathematical model of co-channel and adjacent channel interference in land mobile radio",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-29, #4, (Nov. 1980), pp. 361 @ 364.
- G6 Gray, G.D. "The simulcasting technique: an approach to total-area radio coverage",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-28, #2, (May 1979), pp. 117 @ 125.
- G7 Gray, L.F.
Van Alstyne, J.
Sandrin, W.A. "Application of broadband linearizers to satellite earth stations",
ICC'80, Seattle, Wash., (June 8-12), pp. 33.4.1 @ 33.4.5.
- G8 Gosling, W.
McGeehan, J.P.
Holland, P.G. "Receivers for the Wolfson SSB/VHF band mobile radio system",
Radio Receivers and Associated Systems Conf. IERE, London, (1978), pp. 169-178
- G9 Galko, P.
Pasupathy, S. "On a class of generalized MSK",
ICC'81, Denver, Colorado, pp. 2.4.1 @ 2.4.5.
- G10 Greenstein, L.J.
Czekaj, B.A. "Performance comparisons among digital radio techniques subjected to multipath fading",
ICC'81, Denver, Colorado, (1981), pp. 12.1.1 @ 12.1.6.
- G11 Garner, P.J. "Co-channel and quasi-synchronous characteristics of SSB relative to FM in mobile radio communication",
Conf. on Communications Equipment & Systems, Birmingham, IEE, (16-18 April 1980), pp. 174-177.

- G12 Gannaway, J.N.
Walters, M.H.
Suckling, C.W. "The generation and use of single sideband for communication links at 10 GHz", Proc. of the Radio Receivers and Ass. Systems, London, England, IERE/IEEE, (July 13-15 1981), pp. 405-415.
- G13 Garner, P.J.
Gibson, R.W. "S.S.B. systems for land mobile use", Proc. of the Radio Receivers and Ass. Systems, London, England, IERE/IEEE, (July 13-15 1981), pp. 373-381.
- G14 Galko, P.
Pasupathy, S. "Generalized MSK", Int'l Elect. Electronics Conf. & Expo, Toronto, (Oct. 5,6,7 1981), paper no. 81242.
- G15 Galko, P.
Pasupathy, S. "Performance evaluation of generalized MSK", Globecom'82, Miami, (Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. B.3.7.1 @ B3.7.5.
- G16 Galko, P.
Pasupathy, S. "Linear receivers for generalized MSK", ICC'82, Philadelphia, (June 13-17, 1982), pp. 6F.5.1 @ 6F.5.6.
- G17 Glober, E.B.
Adams, W.C. "Coherence bandwidth consideration for mobile radio in urban environments", NTC'81, New Orleans, Louisiana, (Nov. 29-Dec. 3, 1981), pp. G3.5.1 @ G3.5.7.
- G18 Greenstein, L.J.
Czekaj-Augun, B.A. "Performance comparisons among digital radio techniques subjected to multipath fading", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-30, #5, (Mai 1982), pp. 1184-1197.

H

- H1 Hindin, H.J. "Cellular system expands number of mobile-phone channels",
Electronics, (May 24, 1979), pp. 158-164.
- H2 Hagen, J.W. "A VHF radio system for providing telephone
subscriber service",
ICC'76, (June 14-16), Philadelphia, pp. 27.27 @
27.32.
- H3 Hachenburg, V.
Holm, B.D.
Smith, J.I. "Data signaling functions for a cellular mobile
telephone system",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-26, #1,
(Feb. 1977), pp. 82-88.
- H4 Hirata, Y.
Kuogoky, M.
Isomura, E. "A study on satellite communications for mobiles",
AIAA 4th Communications Satellite Systems Conf.,
Washington, (April 24-26, 1972), pp. 249-263.
- H5 Huff, D.L. "The developmental system",
BSTJ, vol. 58, #1, (Jan. 1979), pp. 249-269.
- H6 Henry, P.S. "Spectrum efficiency of a frequency-hopped-DPSK
spread-spectrum mobile radio system",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-28, #4, (Nov.
1979), pp. 327-332.
- H7 Haviland, R.P. "Why space broadcasting",
Spectrum, (Feb. 1970), pp. 86-91.
- H8 Hattori, T.
Hirade, K.
Adachi, F. "Theoretical studies of a simulcast digital
radio paging system using a carrier frequency
offset strategy",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-29, #1,
(Feb. 1980), pp. 87-95.
- H9 Hess, G.C. "Land-mobile satellite excess path loss measu-
rements",
IEEE Veh. Tech. Conf. 29th, Arlington Heights
Ill., (March 27-30, 1979), pp. 342-347.
- H10 Hult, J.L. "The promise of UHF satellites for mobile,
broadcast and low-cost services and related new
communications allocations, operations, and
policies",
(May 1969).
- H11 Hunt, W.T. "Propagation effects on satellite communication
system operating in the range of 240 MHz to
3 GHz",
Report # AFAL-TR-78-145. (Oct. 1979).
- H12 Hess, G.C. "Land-mobile satellite excess path loss measu-
rements",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-29, #2,
(May 1980), pp. 290-297.

- H13 Hattori, T.
Ogose, S. "A new modulation scheme for multitransmitter simulcast digital mobile radio communication", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-29, #2, (May 1980), pp. 260-269.
- H14 Hata, M. "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-29, #3, (Aug. 1980), pp. 317-325.
- H15 Hata, M.
Nagatsu, T. "Mobile location using signal strength measurements in a cellular system", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-29, #2, (May 1980), pp. 245-251.
- H16 Halpern, S.W. "The theory of operation of an equal-gain prediction regenerative diversity combiner with Rayleigh fading channels", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-22, #8, (Aug. 1974), pp. 1099 @ 1106.
- H17 Hansen, F.
Meno, F.I. "Mobile fading-Rayleigh and lognormal superimposed", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-26, #4, (Nov. 1977), pp. 332 @ 335.
- H18 Hirade, K.
et all "Error-rate performance of digital FM with differential detection in land mobile radio channels", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-28, #3, (Aug. 1979), pp. 204 @ 212.
- H19 Halpern, S.W. "The effect of having unequal branch gains in practical prediction diversity systems for mobile radio", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-26, #1, (Feb. 1979), pp. 94 @ 105.
- H20 Hattori, T.
Hirade, K. "Multitransmitter digital signal transmission by using offset frequency strategy in a land-mobile telephone system", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-27, #4, (Nov. 1978), pp. 231 @ 238.
- H21 Herro, M. "Spectral efficiency of FM and ACSB radios", Stanford Univ. Prepared for FCC, (May 1980), Technical report #26.
- H22 Hindson, W.D.
Butterworth, J.
Heal, J. "Communications system concept for the 800 MHz service on the demonstration MSAT", 2nd draft, (30 déc. 1980).
- H23 Honma, K.
Murata, E.
Rikou, Y. "On a method of constant envelope modulation for digital mobile radio communication", ICC'80, Seattle, Wash. (June 8-12), pp. 24.1.1 @ 24.1.5.

- H24 Hansen, F. "Modulation techniques for land mobile radio"-
Part I
Telecommunication Journal, vol. 48, # viii,
(1981), pp. 472-477.
- H25 Hansen, F. "Modulation techniques for land mobile radio"
Part II
Telecommunication Journal, vol. 48, # ix,
(1981), pp. 530-537.
- H26 Hewer, J. "Coding technique bridges satellite generation
gap",
Canadian Electronics Engineering,
(Dec. 1981), pp. 28, 31, 34 et 41.
- H27 Hewer, J. "This aurora aids radio communication",
Canadian Electronics Engineering,
(Sept. 1981), pp. 92-94.
- H28 Huang, J.C.Y. "On bandwidth efficient spectral shaping methods
and digital modulation techniques in linear and
nonlinear channels",
Ph.D. Thesis, Concordia University, Canada,
(1979).
- H29 Hamilton, P. "Speech synthesis: speech processor on single
chip talks at low bit rate with novel coding
techniques",
Electronics,
(Nov. 6, 1980), pp. 41-42.
- H30 Hata, M.
Kinoshita, K.
Hirade, K. "Radio link design of cellular land mobile
communication systems",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-31, #1,
(Feb. 1982), pp. 25-31.
- H31 Hagmann, W.C.
Ghazvinian, F.
Lindsey, W.C. "Synchronization techniques for mobile user
satellite systems",
ICC '81, Denver, Colorado,
(1981), pp. 59.4.1 @ 59.4.5.
- H32 Hirade, K.
Murota, K.
Hata, M. "GMSK transmission performance in land mobile
radio",
Globecom '82, Miami,
(Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. B3.4.1 @ B3.4.6.
- H33 Huang, J.C.Y.
Gendron, M.
Feher, K. "Techniques to generate ISI and jitter free
band limited Nyquist signals and a method to
analyse jitter effects",
PTC '79, Hawaii, Honolulu,
(1979), pp. 4C-24 @ 4C-33.

- H34 Huang, J.C.Y.
Feher, K. "Techniques to generate ISI and jitter-free bandlimited Nyquist signals and a method to analyze jitter effects", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-27, #11, (Nov. 1979), pp. 1700-1711.
- H35 Haccoun, D. et al "Tendances technologiques futures dans les systèmes de communications numériques par satellite", Canadian Commun. & Energy Conf., Montréal, (Oct. 13-15 1982), pp. 254-259.



- I1 Ikegami, F. "Mobile radio communications in Japan",
IEEE Trans. on Comm., vol. COM-20, #4,
(Aug. 1972).
- I2 Ito, S.
Matsuzaka, Y. "800 MHz band land mobile telephone system-
overall view",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-27, #4,
(Nov. 1978), pp. 205-211.
- I3 Ito, S.
Matsuzaka, Y. "800 MHz band land mobile telephone system -
overall view",
Review of the Electrical Communication Labora-
tories, vol. 25, #11,12, (Nov. Déc. 1977), pp.
1147-1156.
- I4 Itoh, K.
Cheng, D.K. "A slot-unipole energy-density mobile antenna",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-21, #2,
pp. 59-62, (May 1972).
- I5 I.C.S.R. "Emergency response communications program",
Hufnagel Committee, (June 1979).
- I6 Iida, T. "Satellite Systems for land mobile communications",
Journal of the Radio Research Laboratories, vol.
27, # 122/123,
(March/July 1980), pp. 97-115.
- I7 Izumi, K. et al "Advanced technology for mobile radio telephone
systems",
NTC'80, Houston, Tx,
(30 nov.-4 déc. 1980), pp. 19.3.1 @ 19.3.5.
- I8 Ivanov, K.V.
Khodatai, V.G. "Controlled companding of broadcast signals",
Telecommunication & Radio Engng., Part 1, vol.
30, #5,
(1976), pp. 11-14.

J

- J1 Jubon, J.D. "An approach to offering cellular/800 MHz compatible mobile telephone service in small and medium markets", NTC'79, Washington, pp. 9.3.1 @ 9.3.5.
- J2 Jager, F.
Dekker, C.B. "Tamed frequency modulation, a novel method to achieve spectrum economy in digital transmission", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-26, #5, (May 78), pp. 534-542.
- J3 Jefferis, A.K. "New synchronisation scheme for communication-satellite time-division multiple-access systems", Electronics Letters, (Nov. 29, 1973), vol. 9, #24, pp. 566-568.
- J4 Jamieson, W.M. "Potential markets for a satellite-based mobile communications system", NASA Contract # NASW-2800, (April 16, 1976).
- J5 Jones, J.J.
& al. "A study and experiment plan for digital mobile communication via satellite", Final report, Ford, contract # NAS2-9936, (Nov. 1978).
- J6 Jensen, J.J. "900-MHz mobile radio propagation in the Copenhagen area", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-26, #4, (Nov. 1977), pp. 328 @ 331.
- J7 Jakes, W.C. "Microwave mobile communications", John Wiley & Sons, (1974).
- J8 Jenks, F.G.
Morgan, P.D.
Warren, C.S. "Use of four-level phase modulation for digital mobile radio", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-14, #4, (Nov. 1972), pp. 113-128.
- J9 Jonnalagadda, K. "Syllabic companding and voice capacity of a transponder", RCA Review, vol. 41, (Sept. 1980), pp. 275-294.

K

- K1 Kahwa, T.J.
Georganas, N.D. "A hybrid channel assignment scheme in large-scale cellular-structured mobile communication systems",
IEEE Trans. on Comm., vol. COM-26, #4, (April 1978), pp. 432-438.
- K2 Kennedy, J.T. "Amps Chicago developmental cellular system",
ICC'79, Boston, pp. 57.1.1.
- K3 Knouse, G.H. "Terrestrial/Land mobile satellite considerations, NASA plans & critical issues",
NTC'79, Washington, pp. 30.1.1 @ 30.1.6.
- K4 Kiesling, J.D. "Communications satellite systems using SS-FDMA",
Intelcom'79, Dallas, pp. 362-366.
- K5 Kreutel, R.W.
& al. "Antenna technology for frequency reuse satellite communications",
Proc. IEEE, vol. 65, #3, (March 1977), pp. 370-378.
- K6 Kamata, T.
Sakamoto, M.
Fukuzumi, K. "800 MHz band land mobile telephone radio system",
Review of the Electrical Communication Laboratories, vol. 25, #11,12, (Nov, Déc. 1977), pp. 1157-1171.
- K7 Kumazawa, H.
Ueno, K. "Dual reflector type multi-beam antenna for communication satellites",
Review of the Electrical Communication Laboratories, vol. 25, #7,8, (July-Aug. 1977), pp. 805-820.
- K8 Kubota, M.
Kikuchi, T. "High capacity automobile telephone system",
IEEE Veh. Tech. Conf. 29th, Arlington Heights, Ill., (March 27-30, 1979), pp. 238-244.
- K9 Kelly, P.M. "Fallow land and fertile spectrum",
Midcon'77: Electron show and conv. Conf. Rec. Chicago, (Nov. 8-10, 1977), paper #9.1, 5 pages.
- K10 Koelle, D.E.
Kleinau, W. "The GEO-SPAS platform - A third generation communication satellite concept",
AIAA 8th Communication Satellite Systems Conf., Orlando, Florida, (April 20-24, 1980).
- K11 Kozono, S.
Watanabe, K. "Influence of environmental buildings on UHF land mobile radio propagation",
IEEE Trans. on Comm., vol. COM-25, #10, (Oct. 1977), pp. 1133 @ 1143.
- K12 Kelly, K.K. "Flat suburban area propagation at 820 MHz",
IEEE Trans. on Vech. Tech., vol. VT-27, #4, (Nov. 1978), pp. 198 @ 204.

- K13 Knouse, G.H. "Terrestrial/land mobile satellite considerations, Nasa plans, and critical issues", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-29, #4, (Nov. 1980), pp. 370 @ 374.
- K14 Komura, M.
Hagihira, T.
Ogasawara, M. "New radio paging system and its propagation characteristics", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-26, #4, (Nov. 1977), pp. 362 @ 366.
- K15 Knouse, G.H. "Proposed mobile satellite communications program", Presented to the Spectrum Planning Subcommittee (SPS) of IRAC, (11 déc. 1980), Nasa Headquarters.
- K16 Knouse, G.H.
Castruccio, P.A. "The concept of an integrated terrestrial land mobile satellite system", ICC'80, Seattle Wash. (June 8-12), pp. 35.1.1 @ 35.1.5, IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-30, #3, (August 1981), pp. 97-101.
- K17 Katz, E.
Donavan, R. "The design of communications systems on large space platforms", ICC'80, Seattle, Wash., (June 8-12), pp. 9.4.1 @ 9.4.4.
- K18 Kalet, I. "A look at crosstalk in quadrature-carrier modulation systems", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-25, #9, (Sept. 1977), pp. 884-892.
- K19 Kabal, P.
Pasupathy, S. "Partial-response signaling", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-23, #9, (Sept. 1975), pp. 921-934.
- K20 Kay, S.M. "The effects of noise on the autoregressive spectral estimator", IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-27, #5, (Oct. 1979), pp. 478-485.
- K21 Kobatake et al "Linear predictive coding of speech signals in a high ambient noise environment", Proc. of the IEEE Int. Conf. (1978), pp. 472-475.
- K22 Kay, S.M. "Noise compensation for autoregressive spectral estimates", IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-28, #3, (June 1980), pp. 292-303.
- K23 Karim, M.R. "Transmission of digital data over a Raeligh fading channel", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-31, #1, (Feb. 1981), pp. 1-6.

- K24 Kinoshita, K. "Digital mobile radio telephone system using
Hata, M. TD/FDMA scheme",
Hirade, K. ICC'81, Denver, Colorado,
(1981), pp. 23.4.1 @ 23.4.5.
- K25 Khvorostenko, N.P. "The noise immunity of optimum diversity reception
Shishkin, Yu.V. in the presence of correlated interference",
Telecom. & Radio Eng., vol. 35/36,
(Oct. 1981), pp. 90-92.
- K26 Kato, S. "Cross-correlated phase shift keying (XPSK)
Feher, K. system with improved envelope fluctuation",
ICC'82, Philadelphia,
(June 13-17 1982), pp. 2E.1.1 @ 2E.1.5.
- K27 Korn, I. "Minimum shift keying with intersymbol and
interchannel interference",
Melecom'81, Tel-Aviv, Israel,
(24-28 May 1981), pp. 8.1.1-1 @ 8.1.1-4.
- K28 Korn, I. "Optimization of receiver and transmitter for
partial response signals",
Melecom'81, Tel-Aviv, Israel,
(24-28 May 1981), pp. 9.1.1-1 @ 9.1.1-4.
- K29 Korn, I. "Optimization of receiver and transmitter for
partial-response signals",
IEE Proc., vol. 129, pt. F, #5,
(Oct. 1982), pp. 347-351.
- K30 Kamal, S.S. "A TDMA satellite network for mobile users",
Canadian Comm. & Energy Conf., Montreal,
(Oct. 13-15 1982), pp. 265-268.
- K31 Korn, I. "Simple expression for interchannel and inter-
symbol interference degradation in MSK systems
with application to systems with Gaussian filters",
IEEE Trans. on Comm., vol. COM-30, #8,
(Aug. 1982), pp. 1968-1972.

L

- L1 Lundquist, L.
Peritsky, M. "Cochannel interference rejection in a mobile radio space diversity system", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. 20, #3, (Aug. 71), pp. 68-75.
- L2 Lewis, J.L. "Satellite multiple access systems for mobile communication", NTC'79, Washington, pp. 9.5.1 @ 9.5.5
- L3 Lu, H.S. "The effect of tolerances on the isolation of frequency reuse antennas", IEEE Trans. on Ant. & Prop., (Jan. 1975), pp. 115-118.
- L4 Lane, R.N. "Spectral and economic efficiencies of band mobile radio systems", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-22, #4, (Nov. 1973), pp. 93-103.
- L5 Lavin, O.W. "The use of computer simulation for analysis of communications requirement", ICC'74, Minneapolis, pp. 14G-1 @ 14G-4.
- L6 Lee, W.C.Y. "Studies of base-station antenna height effects on mobile radio", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-29, #2, (May 1980), pp. 252-259.
- L7 Lee, W.C.Y.
Brandt, R.H. "The elevation angle of mobile radio signal arrival", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-21, #11, (Nov. 1973), pp. 1194 @ 1197.
- L8 Lee, W.C.Y. "Effects on correlation between two mobile radio base-station antennas", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-21, #11, (Nov. 1973), pp. 1214 @ 1224.
- L9 Lusignan, B. "The use of amplitude compandored SSB in the mobile radio bands: final report", Stanford University, prepared for FCC, (July 1980), Technical report #29.
- L10 Loats, H.L.
Sauer, C.F.
Castruccio, P.A. "Land mobile market integration study", Final report, contract NASW-2800 for Nasa, by Ecosystems Inter. Inc., (Nov. 1980).
- L11 Lee, W.C. "Estimating Unbiased average power of digital signal in the presence of high level impulses", ICC'80, Seattle, Wash., (June 8-12), pp. 24.3.1 @ 24.3.5.

- L12 Lusignan, B. "Single-sideband transmission for land mobile radio",
IEEE Spectrum,
(July 1978), pp. 33-37.
- L13 Lusignan, B. "AGC, AFC tone select circuits for narrow-band mobile radio",
FCC Report no. FCC/PRB/PDD-80-16,
(feb. 1979), 15 p.
- L14 Lusignan, B. "Spectrum efficiency of single side-band radio with amplitude compandors",
FCC Report no. FCC/PRB/PDD-80-15,
(March 28, 1979), 25 p.
- L15 Lusignan, B. "Use of amplitude compandored SSB in the mobile radio bands: a progress report",
FCC Report no. FCC/PRB/PDD-80-14,
(Janv. 1980), 62 p.
- L16 Lusignan, B. "Convenience circuits",
FCC Report no. FCC/PRB/PDD-80-12,
(June 1980), 22 p.
- L17 Leland, K.W.
Sollenberger, N.R. "Impairment mechanisms for SSB mobile communications at UHF with pilot-based doppler/fading correction",
BSTJ, vol. 59, #10,
(Déc. 1980), pp. 1923-1943.
- L18 Lymer, A.
Gosling, W. "Determination of a.m. co-channel protection ratio for land mobile signals by means of subjective testing",
The Radio and Electronic Engineer, vol. 52, #1,
(Janv. 1982), pp. 37-40.
- L19 Licklider, J.C.R.
Pollack, I. "Effects of differentiation, integration, and infinite peak clipping upon the intelligibility of speech",
The Journal of the Acoustical Society of America,
vol. 20, #1,
(Janv. 1948), pp. 42-51.
- L20 Linde, Y.
Buzo, A.
Gray, R.M. "An algorithm for vector quantizer design",
IEEE Trans. on Comm., vol. COM-28,
(Janv. 1980), pp. 84-95.
- L21 Lim, J.S. et al "Evaluation of an adaptative comb filtering method for enhancing speech degraded by white noise addition",
IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-26, #4,
(Aug. 1978), pp. 354-365.

- L22 Lim, J.S. "Evaluation of autocorrelation subtraction method for enhancing speech degraded by additive white noise",
IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-26; #5,
(Oct. 1978), pp. 471-472.
- L23 LeRoy, B.E. "Satellite-aided land mobile communications system-implementation considerations",
ICC'82, Philadelphia,
(June 13-17 1982), pp. 7H.3.1 @ 7H.3.5.
- L24 Leung, C. "Bit error rates of selection diversity systems in Rayleigh fading channels",
ICC'81, Denver, Colorado,
(1981), pp. 23.5.1 @ 23.5.5.
- L25 Le-Ngoc, Tho.
Feher, K. "Power and bandwidth efficient modulation techniques",
Globecom'82, Miami,
(Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. A3.6.1 @ A3.6.5.
- L26 Le-Ngoc, Tho.
Vandamme, P.
Feher, K. "Spectral properties of IJF-OQPSK and PR-IJF-OQPSK signals",
ICC'82, Philadelphia,
(June 13-17 1982), pp. 3B.3.1 @ 3B.3.4.
- L27 Le-Ngoc, Tho.
Feher, K. "A bandwidth-efficient ISI-controlled binary transmission technique",
Canadian Comm. & Energy Conf., Montreal,
(Oct. 13-15 1982), pp. 276-279.
- L28 Le-Ngoc, Tho.
Feher, K.
Pham Van, H. "New modulation techniques for low-cost power and bandwidth efficient satellite earth stations",
IEEE Trans. on Comm., vol. COM-30, #1,
(Janv. 1982), pp. 275-283.
- L29 Le-Ngoc, Tho.
Feher, K. "A cost effective modulation technique for digital microwave systems",
Int'l Electrical, Electronic Conf. & Expo, Toronto,
(Oct. 5-7 1982), paper no. 81245.
- L30 Le-Ngoc, Tho.
Feher, K. "Power and bandwidth efficient ISI and jitter free (IJF) transmission techniques for linear and nonlinear channels",
ICC'81, Denver, Colorado,
(1981), pp. 33.4.1 @ 33.4.5.
- L31 Le-Ngoc, Tho.
Feher, K. "Performance of IJF-OQPSK modulation schemes in the presence of noise, interchannel and cochannel interference",
NTC'81, New Orleans, Louisiana,
(Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. B7.6.1 @ B7.6.5.

- L32 Lee, Lin-Shan : "The practical tradeoff among bandwidth efficiency, modulation schemes, availability and cost in satellite communication system design considerations",
NTC'81, New Orleans, Louisiana,
(Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. G10.2.1 @ G10.2.5.
- L33 Lockhart, G.B. "Spectral properties of minimum phase signals",
Int'l Conf. on Radio Spectrum Conservation
Techniques, IEE, London,
(July 7-9 1980), pp. 26-28.

M

- M1 Mikulski, J.J. "A system plan for a 900 MHz portable radio telephone",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-26, #1,
(Feb. 1977), pp. 76-81.
- M2 McCormick, J.A. "The land/mobile radio services",
ICC'74, Minneapolis, pp. 19B-1 @ 19B-6.
- M3 McClure, G.F. "Cellular compatibility in small 900 MHz mobile communications systems",
ICC'74, Minneapolis, pp. 14A-1 @ 14A-4.
- M4 MacDonald, V.H. "The cellular concept",
BSTJ, vol. 58, #1, (Jan. 1970), pp. 15-41.
- M5 Mitchell, R.F.
Davis, C.K. "Traffic handling capability of trunked land mobile radio systems",
ICC'79, Boston, pp. 57.2.1 @ 57.2.5.
- M6 Miller, J.E. "Spectrum efficient technology for the land mobile satellite service",
Intelcom'79, Dallas, pp. 261-266.
- M7 Mikulski, J.J. "Technology and spectrum efficiency",
Intelcom'79, Dallas, pp. 250-253.
- M8 Monnot, M. "Systèmes à satellites maritimes",
Onde Electrique, vol. 58, (Nov. 78), pp. 729-736.
- M9 Marsten, R.B. "ATS-6 significance",
IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems,
(Nov. 1975), pp. 984-993.
- M10 McCarty, T.P.
Schneider, K.S. "Processing voice and data in mobile satellite communication",
ICC'77, Chicago, pp. 38-6-63 @ 38-6-67.
- M11 Meyerhoff, H.J. "Method for computing the optimum power balance in multibeam satellites",
Comsat Tech. review, vol. 4, #1, (Spring 1974),
pp. 139-145.
- M12 Muilwijk, D. "Tamed frequency modulation - a bandwidth-swing digital modulation method, suited for mobile radio",
Philips Telecomm. Review, vol. 37, #1, (March 1979), pp. 35-49.
- M13 Morgan, W.L. "Communications satellites - 1973 to 1983",
ICC'78, Toronto, pp. 2.1.1 @ 2.1.3.

- M14 Makitalo, O. "2e partie: Radio communications mobiles terrestres",
Journal des Télécommunications, vol. 45-VII/1979,
pp. 389-394.
- M15 Maynard, L.A. "Channel fading on air mobile satellite communications links",
AGard Conf. on Radio Systems and the Ions,
Athens, Greece, (May 26-30, 1975), pp. 4-1
@4-9.
- M16 McClure, G.F. "The impact of system design on 900 MHz mobile communications service",
Telecommunications, (Déc. 75), pp. 49-52.
- M17 Matthews, E.W.
Cuccia, C.L.
Rubin, M.D. "Technology considerations for the use of multiple beam antenna systems in communication satellites",
IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-27, #12, (Déc. 1979), pp. 998-1004.
- M18 Matthews, E.W.
Scott, W.G.
Han, C.C. "Multibeam antennas for data communications satellites",
Data Commun. Symp. 5th, Snowbird, Utah, (Sept. 27-29, 1977), pp. 2-20 @ 2-29.
- M19 Matthews, P.A. "Land mobile radio and spectrum utilisation",
Wireless World, (May 1980), pp. 61-63.
- M20 Mulwijk, D.
Noordanus, J. "Digital phase modulation methods giving a band-limited spectrum for satellite communications",
AIAA 8th Communication Satellite Systems Conf.,
Orlando, Florida, (April 20-24, 1980).
- M21 McManamon, P. "Public service satellite application after WARC-79",
AIAA 8th Communication Satellite Systems Conf.,
Orlando, Florida, (April 20-24, 1980), pp. 154-155.
- M22 Moyer, G.
Hinz, H. "Minimum cost transmitter-receiver antenna pairs",
Grumman Research Department Memorandum RM-690,
(Sept. 1979).
- M23 Menzel, R. "Statistical analysis of signal fluctuations on a ground-mobile satellite communication link",
Proc. 16th Symp. on Tactical Satellite Communications, (Sept. 19, 1973), pp. 57-104, The Hague, Netherlands.

- M24 Mundie, L.G.
Feldman, N.E. "The feasibility of employing frequencies between 20 and 300 GHz for earth-satellite communications links",
Rand Corporation, contract # DCA100-77-C-0016,
(May 1978).
- M25 Michaels, J.V. "Information flow model for military mobile communication system",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-29, #3,
(Aug. 1980), pp. 326-337.
- M26 Meno, F.I. "Mobile radio fading in Scandivavian terrain",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-26, #4,
(Nov. 1977), pp. 335 @ 340.
- M27 Murakami, H. "Time diversity by pitch-synchronized interpolation",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-29, #4,
(Nov. 1980), pp. 365 @ 370.
- M28 Mishima, H.
Ebine, Y.
Watanabe, K. "Base station antenna and multiplexer for 800 MHz band land mobile telephone system",
Review of the Electrical Communication Laboratories, vol. 25, #11-12, (Nov.-déc. 1977),
pp. 1255 @ 1269.
- M29 Motorola "Comments to FCC Docket no. 79-318",
(May 1980).
- M30 Muilwijk, D. "Correlative phase shift keying - a bandwidth and power efficient constant envelope modulation",
ICC'80, Seattle, Wash.,
(June 8-12), pp. 26.6.1 @ 26.6.8.
- M31 Mabey, P.J. "Digital signaling for radio paying",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-30, #2,
(May 1981), pp. 85-94.
- M32 Murota, K.
Hirade, K. "GMSK modulation for digital mobile radio telephony",
IEEE Trans. on Comm. vol. COM-29, #7,
(July 1981), pp. 1044-1050.
- M33 McGeehan, J.P.
Harman, P.V. "Quadrature switching techniques for improving the acquisition performance of second-order phase locked loops",
Radio Receivers and Associated Systems Conf.,
IERE, London,
(1978), pp. 253-264.
- M34 McGeehan, J.P.
Burrows, D.F. "Performance limits of feedforward automatic gain control in mobile radio receivers",
Proc. IEE, vol. 128, pt. F, #6,
(Nov. 1981), pp. 385-392.

- M35 McGeehan, J.P.
Lymer, A. "Problem of speech pulling and its implementation for the design of phase-locked SSB radio systems", Proc. IEE, vol. 128, pt. F, #6, (Nov. 1981), pp. 361-369.
- M36 MotLey, A.J. "SSB versus FM at VHF for mobile radio telephony", Electronics Letters, vol. 17, #22, (29 oct. 1981), pp. 852-854.
- M37 McGeehan, J.P.
Bateman, A. "Subjective performance of amplitude companding in SSB mobile radio systems", Electronics Letters, vol. 17, #22, (29 oct. 1981), pp. 859-860.
- M38 Muilwijk, D. "Correlative phase shift keying - a class of constant envelope modulation techniques", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-29, #3, (March 1981), pp. 226-236.
- M39 Murota, K.
Kinoshita, K,
Hirada, K. "Spectrum efficiency of GMSK land mobile radio", ICC'81, Denver, Colorado, pp. 23.8.1 @ 23.8.5.
- M40 Maitra, S.
Davis, C.R. "A speech digitizer at 2400 bits/sec", IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-27, #6, (Dec. 1979).
- M41 Mead, C.
Conway, L. "Introduction to VLSI systems", Addison-Wesley, (1980), pp. 33-37.
- M42 Moore, P.A.
Murray, R.J.
White, P.D.
Gartners, J.A. "Surface acoustic wave filters for use in mobile radio", The Radio and Electronic Eng., vol. 52, #3, (March 1982), pp. 139-144.
- M43 Muammar, R.
Gupta, S.C. "Cochannel interference in high-capacity mobile radio systems", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-30, #8, (Aug. 1982), pp. 1973-1978.
- M44 Mohan, M.J.
Vandervoet, D.B.
Fielding, R.M. "Analysis and simulation of an MSK modulator in a dynamic temperature environment", ICC'81, Denver, Colorado, (1981), pp. 20.5.1 @ 20.5.5.
- M45 Morais, D.H.
Feher, K. "NLA-QAM: a new method for generating high power QAM signals through nonlinear amplification", ICC'81, Denver, Colorado, (1981), pp. 3.3.1 @ 3.3.6.

- M46 McDonnell, M.
Georganas, N.D. "Simulation study of a signaling protocol for mobile radio systems", ICC'81, Denver, Colorado, (1981), pp. 23.6.1 @ 23.6.5.
- M47 Monsen, P. "MMSE equalization of interference on fading diversity channels", ICC'81, Denver, Colorado, (1981), pp. 12.2.1 @ 12.2.5.
- M48 McGeehan, J.P.
Lightfoot, G.
Lymer, A.
Gosling, W. "Optimization of the Wolfson SSB radio receiver", Proc. of the Radio Receivers and Ass. Systems, London, England, IERE/IEEE, (July 13-15 1981), pp. 417-428.
- M49 "Mobile radio and S.S.B.", Wireless World, (May 1982), p. 42.
- M50 Motleg, A.J. "Assessment of SSB for land mobile radio", IEE Coloquum on Multipath Interference in Radio, Radar and Sonar Systems, London, England, (11 May 1981), pp. 8/1 @ 8/6.
- M51 Miyakawa, H.
Harashima, H.
Tanaka, Y. "A new digital modulation scheme - multi-mode binary CPFSK", Third Int'l Conf. on Digital Satellite Comm., Intelsat/IECE/ITE, Kyoto, Japan, (11-13 Nov. 1975), pp. 105-112.
- M52 McLaughlin, M. "2400 BPS digital speech for land mobile radio", Globecom'82, Miami, (Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. A3.2.1 @ A3.2.5.
- M53 Monin, J.
Kogan, E.
Romik, P. "An MSK modulator implemented with SAW technology", Melecom'81, Tel-Aviv, Israel, (24-28 May 1981), pp. 2.2.1-1 @ 2.2.1-5.
- M54 Milstein, L.B.
Pickholtz, R.L.
Schilling, D.L. "Comparison of performance of digital modulation techniques in the presence of adjacent channel interference", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-30, #8, (Aug. 1981), pp. 1984-1993.
- M55 Milstein, L.B.
Pickholtz, R.L.
Schilling, D.L. "Effect of adjacent channel interference on performance of QPSK, 8-PSK, 16-QASK and QPR", ICC'82, Philadelphia, (13-17 juin 1982), pp. 6F.4.1 @ 6F.4.4.
- M56 Matyas, R.
Jagger, C.
Sunter, S.
Jeans, P. "An LSI FFSK (MSK) modem", NTC'81, New Orleans, Louisiana, (Nov. 29-Dec. 3, 1981), pp. E1.3.1 @ E1.3.5.

- M57 Marsan, M.A.
Biglieri, E.
Elia, M.
- "Spectral efficiency of digital modulation systems",
INT'l Conf. on Radio Spectrum Conservation
Techniques, IEE, London,
(July 7-9, 1980), pp. 92-96.

N

- N1 Nomura, T.
Yoshikawa, N. "Multiple radio zone plans in mobile radio systems",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-25, #3,
(Aug. 1976), pp. 68-74
- N2 Nakatani, D.T.
Flateau, S.L. "Multiple beam antenna design for satellite communication systems",
ICC'77, Chicago, pp. 33.3-317 @ 33.3-321.
- N3 Nooney, J.A. "UHF demand assigned multiple access (UHF DAMA) system for tactical satellite communications",
ICC'77, Chicago, pp. 45.5-200 @ 45.5-204.
- N4 Nagatsu, T.
Hirade, K.
Umeda, T. "Base station radio equipment for 800 MHz band land mobile telephone system",
Review of the Electrical Communication Laboratories, vol. 25, #11,12, (Nov. Dec. 1977), pp. 1245-1254.
- N5 Nettleton, R.W.
Cooper, G.R. "Mutual interference in cellular LMR systems: narrow band and broadband techniques compared",
Midcon'77: Electron Show and Conv. Conf. Rec. Chicago, (Nov. 8-10, 1977), paper # 9.2, 10 pages.
- N6 NASA "Disaster relief communications via satellite",
(Feb. 1980), prepared by NASA for the United Nations disaster relief office, Geneva, Switzerland.
- N7 Nehme, G.
et al. "A simulation study of high-capacity cellular land-mobile radio communication systems",
Canadian Commun. & Power Conf., Montréal, (Oct. 15-17, 1980), pp. 421 @ 424.
- N8 Necedal, F. "Analysis, design and performance evaluation of a single channel ACSB system",
Stanford Univ., prepared for FCC, (May 198), Technical report #27.
- N9 Nagurney, F.K.
Burge, C.D. "Evaluation of the application of mobile satellite communications in emergency medical care",
ICC'80, Seattle, Wash.
(June 8-12), pp. 35.3.1 @ 35.3.4.
- N10 Nettleton, R.W. "Traffic theory and interference management for a speech spectrum cellular mobile radio systems",
ICC'80, Seattle, Wash.,
(June 8-12), pp. 24.5.1 @ 24.5.5.
- N11 Nakamoto, F.S.
O'Reilly, M.P.O.
Wolfson, C.R. "Precorrection concepts for mobile terminals with processing satellites",
ICC'81, Denver, Colorado, pp. 59.3.1 @ 59.3.5.

- N12 Nocedal, F.
Lusignan, B.B. "Intermodulation analysis of multi-channel amplitude companded sideband systems", NTC'81, New Orleans, Louisiana, (Nov. 29-Dec. 3, 1981), pp. G3.1.1 @ G3.1.6.
- N13 Nakajima, S.
Furuya, N. "Gaussian filtered and amplitude limited MSK", Trans. of the IECE of Japan, vol. E64, #11, (Nov. 1981), pp. 716-723.
- N14 Ng, C.S.
Tjhung, T.T. "Simplified performance analysis for biternary FM", Globecom'82, Miami, (Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. D7.3.1 @ D7.3.5.
- N15 Nielson, W.L.
Robinson, S.R. "Quadrature clock modulation for improved binary communication in the presence of intersymbol interference", ICC'77, Chicago, (1977), pp. 21.3.91 @ 21.3.95.

0

- 01 Ott, G.D. "Vehicule location in cellular mobile radio systems",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-26, #1,
(Feb. 1977), pp. 43-46.
- 02 Ohm, E.A. "System aspects of a multibeam antenna for
full U.S. coverage",
ICC'79, Boston, pp. 49.2.1 @ 49.2.5.
- 03 O'Loughlin, M.A. "The future of mobile radio in Europe",
Pannell, W.M. Intelcom'79, Dallas, pp. 296-299.
- 04 Ohm, E.A. "A proposed multiple-beam microwave antenna
for earth stations and satellites",
BSTJ, vol. 53, #8, (Oct. 1974), pp. 1657-1665.
- 05 Ott, G.D. "Urban path-loss characteristics at 820 MHz",
Plitkins, A. IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-27, #4,
(Nov. 1978), pp. 189 @ 197.
- 06 Okumara, Y. "Field strength and its variability in VHF and
et al. UHF land mobile radio service",
Rev. Elec. Commun. Lab.16, (Sept. 1968),
pp. 825 @ 873.
- 07 Ormondroyd, R.F. "The feasibility of using spread-spectrum commu-
Shipton, M.S. nication systems for the land mobile service on
a non-interference basis with other users",
The Radio and Electronic Engineer, vol. 50, #8,
(Aug. 1980), pp. 407 @ 418.
- 08 Okasaka, S. "Mobile control station equipment for 800 MHz
Yoshitomi, A. band land mobile telephone system",
Yoshida, H. Review of the Electrical Communication Labora-
tories, vol. 25, #11-12, (Nov-déc. 1977), pp.
1270 @ 1287.
- 09 Omori, H. "Burst error characteristics of digital land
Otani, K. mobile radio",
ICC'80, Seattle, Wash.,
(June 8-12), pp. 24.2.1 @ 24.2.5.
- 010 Ooi, T. et al "Commercial test results on high capacity auto-
mobile telephone system",
Japan Telecommunications Review, vol. 22, #4,
(Oct. 1980), pp. 353-361.
- 011 Otani, K. "Burst error performance encountered in digital
Daikoku, K. land mobile radio channel",
Omori, H. IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-30, #4,
(Nov. 1981), pp. 156-160.

- 012 Oshita, S. "Performance of coherent PSK and DPSK systems
Feher, K. in an impulsive and Gaussian noise environment",
ICC'81, Denver, Colorado,
(1981), pp. 56.4.1 @ 56.4.5.
- 013 Oei, W.S. "Single side band modulation, a feasible technique
Van der Steen, H.G.W. to gain transmission capacity in terrestrial
radio relay links",
Int'l Conf. on Radio Spectrum Conservation Tech-
niques, IEE, London,
(July 7-9 1980), pp. 163-167.
- 014 Oshita, S. "The effect of sampling offset on the P_E per-
Kawaguchi, H. formance of partial response systems",
Feher, K. NTC'81, New Orleans, Louisiana,
(Nov. 29-Dec. 3, 1981), pp. D8.6.1 @ D8.6.5.

P

- P1 Porter, P.T. "Supervision and control features of a small-zone radiotelephone system", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. 20, #3, (Aug. 1971), pp. 75-79.
- P2 Pegorett, A.
Saba, M. "Advanced VHF/UHF fixed-mobile radiotelephone systems for civil and law enforcement authorities", ICC'79, Boston, pp. 57.4.1 @ 57.4.7.
- P3 Parness, J.H.
Roberts, J.S.
Bisignani, W.T. "Satellite-based law enforcement communications", NTC'79, Washington, pp. 30.3.1 @ 30.3.5.
- P4 Pokras "The present status and trends in the development of antennas for the ground stations of satellite communications systems", Telecom & Radio Eng., (March 1977), vol. 31/32, pp. 10-14.
- P5 Prabhu, V.
Rappaport, S.S. "Approximate analysis for dynamic channel assignment in large systems with cellular structure", IEEE Trans. on Comm., (Oct. 74), pp. 1715-1720.
- P6 Petrovie, P.M. "Adaptive delta modulator for mobile radio communication", ICC'78, Toronto, pp. 4.4.1 _ 4.4.5.
- P7 Plemel, R.A.
Copeck, J.A.
Krukewich, K.L.
Threinen, W.E. "Computer simulation for the analysis of interference problems related to mobile satellite communication", IEEE Conf. Publ. #160: Int'l Conf. on Maritime and Aeronaut. Satellite Commun. & Navig., London, England, (March 1978), pp. 89-92.
- P8 Powell, R.V.
Hibbs, A.R. "An entree for large space antennas", Astronautics & Aeronautics, (Dec. 77), pp. 58-64.
- P9 Palmer, F.H. "Review of propagation in the 470-890 MHz band with emphasis on land-mobile and cellular systems", CRC report #1288, Ottawa, (Feb. 1976).
- P10 Pannell, W.M. "Extending mobile radio coverage", Wireless World, (June, July 1980), pp. 79-82.
- P11 Parness, J.H.
Roberts, J.S. "Satellite-based law enforcement mobile communications - A cost benefit/effectiveness study", MITRE, contract no. NAS5-25352, (Feb. 1979).
- P12 Parsons, J.D.
et al. "Diversity techniques for mobile radio reception", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-25, #3, (Aug. 1976), pp. 75 @ 85.

- P13 Payne, W.F.
Tong, D.T.L. "Cost and mass modelling for communications satellites",
Satellites Communications, (April 1980), pp. 34 @ 39.
- P14 Parness, J.H. "Land mobile satellite relay of terrestrial
vehicule positioning data",
ICC'80, Seattle, Wash.
(June 8-12), pp. 35.5.1 @ 35.5.4.
- P15 Parsons, J.D.
Pongsupaht, A. "Data transmission over VHF mobile radio links
using binary FSK and two quasisynchronous transmitters",
IEE Proc., vol. 127, pt. F, #6,
(Déc. 1980), pp. 456-463.
- P16 Parsons, J.D.
Pongsupaht, A. "Error-rate reduction in VHF mobile radio data
systems using specific diversity reception techniques",
IEE Proc., vol. 127, pt. F, #6,
(Déc. 1980), pp. 475-484.
- P17 Paaske, E. "Comments on an error correcting system for mo-
bile radio data transmission",
IEEE Trans. on Veh. Tech. vol. VT-30, #1,
(Fév. 1981), p. 42.
- P18 Pappenfus, E.W. "Single sideband principles and circuits",
McGraw-Hill,
(1964), chap. 20.
- P19 Petit, V.
Dumont, F. "La discrimination parole-bruit et ses applica-
tions",
Revue Technique Thomson-CSF, vol. 12, #4,
(Déc. 1980).
- P20 Pickvance, R. "Speech synthesis; the new frontiers",
Electronic Engineering,
(July 1980), pp. 37-42.
- P21 Painter, W.A. "An HF packset receiver-transmitter using direct
conversion",
Proc. of the Radio Receivers & Ass. Systems,
London, England, IERE/IEEE,
(July 13-15 1981), pp. 199-211.
- P22 Prabhu, V.K.
Steele, R. "Frequency-hopped single-sideband modulation for
mobile radio",
BSTJ, vol. 61, #7,
(Sept. 1982), pp. 1389-1411.
- P23 Pommier, D.
Siohan "Comparison of the use of QPSK and MSK in digital
satellite broadcasting on an RF carrier",
EBU Review-Technical, #190,
(Dec. 1981), pp. 264-272.

P24 Petrovic, P.M.

"Digitized speech transmission at VHF using existing FM mobile radios",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-31, #2,
May 1982, pp. 76-88.

Q

R

- R1 Ricardi, L.J. "Communication satellite antennas",
Proc. IEEE, vol. 65, #3, (March 77), pp. 356-370.
- R2 Reudink, D.O.
Acampora, A.S.
Yeh, Y.S. "Methods for achieving high-capacity universal
service satellites",
NTC'78, Birmingham, pp. 8.2.1 @ 8.2.6.
- R3 Reilly, J.F. "System aspects of time hopped narrow beams for
military satellite communications",
NTC'78, Birmingham, pp. 40.2.1 @ 40.2.5.
- R4 Reudink, D.O. "Spot beams promise satellite communication
breakthrough",
Spectrum, (Sept. 1978), pp. 36-42.
- R5 Reudink, D.O.
Yeh, Y.S. "Phase arrays for communication satellites",
Microwave Journal, (Jan. 79), pp. 33-36.
- R6 Richardson, L. "Operational information in modern transit
systems",
ICC'78, Toronto, pp. 4.2.1 @ 4.2.4.
- R7 Reilly, N.B.
Smith, J.G. "Satellite personal communications system",
Brevet d'invention, NASA, (May 19, 1978).
- R8 Raymond, H.G.
Holmes, W.M. "An advanced mixed user domestic satellite
system architecture",
AIAA 8th Communication Satellite Systems Conf.,
Orlando, Florida, (April 20-24), pp. 148-153.
- R9 Reudink, D.O.
Yeh, Y.S. "Scanning spot beams - A new approach to sa-
tellite communications",
Bell Labs Record, (Feb. 1980), pp. 38-45.
- R10 Reudink, D.O.
Wazowics, M.F. "Some propagation experiments relating foliage
loss and diffraction loss at X-band and UHF
frequencies",
IEEE Trans. on Comm., vol. COM-21, #11,
(Nov. 1973), pp. 1198 @ 1206.
- R11 Reudink, D.O. "Properties of mobile radio propagation above
400 MHz",
IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-23, #4,
(Nov. 1974), pp. 143 @ 159.
- R12 Rawling, A.J.
McGeehan, J.P.
Gosling, W. "Forward feeding AGC with extended signal delays",
Radio Receivers and Associated Systems Conf.
IERE, London,
(1978), pp. 85-92.
- R13 Richards, D.L. "Transmission performance assessment for tele-
phone network planning",
Proc. IEE, vol. 111, #5,
(May 1964), pp. 931-940.

- R14 Richards, D.L. "Statistical properties of speech signals",
Proc. IEE, vol. 111, #5,
(May 1964), pp. 941-949.
- R15 Rizzoni, E.M. "Compandor loading and noise improvement in
frequency division multiplex radio-relay systems",
Proc. IRE,
(Fév. 1960), pp. 208-220.
- R16 Reudink, D.O.
Acampora, A.S.
Yeh, Yu-Shuan. "The transmission capacity of multibeam commu-
nication satellites",
Proc. of the IEEE, vol. 69, #2,
(Fév. 1981), pp. 209-225.
- R17 Rhodes, S.A. "FSOQ, a new modulation technique that yields
a constant envelope",
NTC'80, Houston, Tx,
(30 nov.-4 déc.) pp. 51.1.1 @ 51.1.7.
- R18 Reiffen, B.
White, B.E. "On low crosstalk data communication and its
realization by continous frequency modulation
schemes",
IEEE Trans. on Comm. vol. COM-26, #1,
(Janv. 1978), pp. 131-135.
- R19 Rabiner, L.R.
Gold, B. "Theory and applications of digital signal
processing",
Prentice-Hall,
(1975).
- R20 Remy, J.G.
Dehery, Y.F. "Cellular radio communication systems: the french
approach",
ICC'81, Denver, Colorado,
pp. 57.3.1 @ 57.3.5.
- R21 Richman, G.D.
Davies, M.C. "High capacity digital radio employing reduced
bandwidth QPSK for spectrum conservation",
ICC'80, Seattle, Washington,
June 8-12 1980, pp. 41.4.1 @ 41.4.4.
- R22 Ryan, C.R. "Advances in serial MSK modems",
NTC'81, New Orleans, Louisiana,
Nov. 29-Dec. 3, 1981, pp. G3.6.1 @ G3.6.5.
- R23 Richman, G.D. "Behaviour of spectrum-conserving RBQPSK digital
radio during multipath propagation",
Electronics Letters, vol. 18, #11,
(27 May 1982), pp. 467-468.
- R24 Rummler, W.D. "A comparison of calculated and observed perfor-
mance of digital radio in the presence of inter-
ference",
IEEE Trans. on Comm., vol. COM-30, #7,
(July 1982), pp. 1693-1700.

S

- S1 Stocker, A.C. "Application of the small-zone concept to police communications in population centers: an exploratory study", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-25, #2, (May 1976), pp. 50-54.
- S2 Sowards, A.
Winter, A.E.
Mamen, R. "Satellites for position determination", Canadian Aeronautics and Space Journal, vol. 24, #5, (Sept/Oct. 1978), pp. 266-273.
- S3 Singh, R.
Elnoubi, S.
Gupta, S.C. "An approximate analytical analysis of frequency channel assignment schemes for mobile radio communication", NTC'79, Washington, pp. 9.2.1 @ 9.2.4.
- S4 Sin, J.K.S.
Georgenas, N.D. "A hybrid channel assignment scheme for cellular land-mobile radio systems with Erlang-C service", NTC'79, Washington, pp. 9.4.1 @ 9.4.5.
- S5 Stevenson, S.M. "Telecommunication service markets through the year 2000 in relation to millimeter wave satellite systems", Intelcom'79, Dallas, pp. 393-403.
- S6 Schnurr, L. "Design criteria for optimising data transfer in a radio channel used by mobile automatic telephone system", Intelcom'79, pp. 285-290.
- S7 Spooner, D.I. "Antennas for mobile communications via satellite", Wireless World, (Nov. 1977).
- S8 Shaft, P.D.
Roberts, J.A. "Optimum allocation of multibeam communication satellite resources", IEEE Trans. on Comm., (Oct. 1976), pp. 1195-1200.
- S9 Schultz, J. "Large communication-satellite antenna", ICC'77, Chicago, pp. 340-343.
- S10 Schneider, K.S.
McCarty, T.P. "Reliable satellite communications for a specular multipath channel", IEEE Trans. on COMM., vol. COM-26, #2, (Feb. 78), pp. 235-245.
- S11 Schiff, L. "Random-access digital communication for mobile radio in a cellular environment", IEEE Trans. on COMM., (May 74), pp. 688-692.
- S12 Stern, M.
Graziano, V. "Dynatac Update", ICC'78, Toronto, pp. 4.1.1 @ 4.1.4.

- S13 Smith, E.K.
Reinhart, E.E. "Sharing the 620-790 MHz band allocated to terrestrial television with an audio-bandwidth social service satellite system", Jet Propulsion Laboratory publication 77-71, (Oct. 1977).
- S14 Sivo, J.N. "Satellite communications for disaster relief operations", NASA report #NASATM-79198, (Sept. 1979).
- S15 Shepherd, R.A.
Gaddie, J.C. "Ignition noise of foreign and domestic vehicles in use in the United States", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-29, #3, (Aug. 1980), pp. 338-345.
- S16 Sengoku, M. "Telephone traffic in a mobile radio communication system using dynamic frequency assignments", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-29, #2, (May 1980), pp. 270-277.
- S17 Suzuki, T.
Hanazawa, T.
Kozono, S. "Design of a tunnel relay system with a leaky coaxial cable in an 800 MHz band land mobile telephone system", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-29, #3, (Aug. 1980), pp. 305-316.
- S18 Shortall, W.E. "A switched diversity receiving system for mobile radio", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-21, #11, (Nov. 1973), pp. 1269 @ 1275.
- S19 Shepherd, N.H. "Radio wave loss deviation and shadow loss at 900 MHz", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-26, #4, (Nov. 1977), pp. 309 @ 313.
- S20 Schilling, D.L.
Nelson, E.A.
Clarke, K.K. "Discriminator response to an FM signal in a fading channel", IEEE Trans. on Comm. Tech., vol. COM-15, #2, (April 1967), pp. 252 @ 263.
- S21 Sakamoto, M.
Kinoshita, K. "Mobile unit for 800 MHz band land mobile telephone system", Review of the Electrical Communication Laboratories, vol. 25, #11-12, (Nov. déc. 1977), pp. 1231 @ 1244.
- S22 Sin, J.K.S.
Georganas, N.D. "A simulation study of a hybrid channel assignment scheme for cellular land-mobile radio systems with erlang-c service", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-29, #2, (Feb. 1981), pp. 143 @ 147.

- S23 Sato, G. et al "A linearizer for satellite communications",
ICC'80, Seattle, Wash.
(June 8-12), pp. 33.3.1 @ 33.3.5.
- S24 Skevington, R.C. "Companders for FDM/FM voice traffic",
NTC'79, Washington, D.C. vol. 1,
(Nov. 27-29), pp. 12.5.1 @ 12.5.5.
- S25 Shimbo, O. "Threshold characteristics of FM signals demodulated by an FM discriminator",
IEEE Trans. on Inf. Theory, vol. IT-15, #5,
(Sept. 1969), pp. 540-549.
- S26 Shimbo, O.
Loo, C. "A simple formula for the threshold characteristics of FM signals",
Proc. of the IEEE, vol. 56, #7,
(July 1968), pp. 1241-1242.
- S27 Szarvas, G.G.
Suyderhoud, H.G. "Enhancement of FDM-FM satellite capacity by use of companders",
Comsat Technical Review, vol. 11, #1,
(Spring 1981), pp. 1-57.
- S28 Simon, M.K. "A generalization of MSK-type signaling based upon input data symbol pulse shaping",
IEEE Trans. on Comm. vol. COM-24, #8,
(Aug. 1976), pp. 845-856.
- S29 Srunachalam, V. "Description of programs developed at the University of Ottawa",
Digital Communications Lab., report no. 112,
University of Ottawa, Canada,
(1981).
- S30 Sambur, M.R. "Adaptative noise cancelling for speech signals",
IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-26, #5,
(Oct. 1978), pp. 419-423.
- S31 Smith, W.
Crook, S.B. "Phonemes, allophones, and LPC team to synthesize speech",
Electronic Design,
(June 25, 1981), pp. 121-127.
- S32 Seki, S.
Kamuni, N.
Yuki, S. "Advanced RF circuit miniaturization for 800 MHz land mobile radio unit",
1981 IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest,
Los Angeles, CA.
(June 15-19, 1981), pp. 182-184.
- S33 Sengoku, M.
Kurata, M.
Kajitani, Y. "Rearrangements in a small cell mobile radio system",
ICC'81, Denver, Colorado,
(1981), pp. 23.7.1 @ 23.7.5.

- S34 Southerton, K. "Factors in the design of mobile radios",
Communications International, vol. 8, #5,
(May 1981), pp. 68-69.
- S35 Simon, M.K.
Omura, J.K.
Divsalar, D. "Performance of staggered quadrature over non-
linear satellite channels with uplink noise and
intersymbol interference",
Globecom'82, Miami,
(Nov. 29 - 3 déc. 1982), pp. A7.1.1 @ A7.1.8.
- S36 Sasase, I.
Harade, Y.
Mori, S. "Bandwidth efficient quadrature overlapped modu-
lation",
ICC'82, Philadelphia,
(13-17 June 1982), pp. 6F.2.1 @ 6F2.5.
- S37 Simmons, S.J.
Wittke, P.H. "Low complexity decoders for bandwidth efficient
digital phase modulations",
Globecom'82, Miami,
(29 nov. - 3 déc. 1982), pp. E7.7.1 @ E7.7.5.
- S38 Shabsigh, O.A. "On the effects of CW interference on MSK signal
reception",
IEEE Trans. on Comm., vol. COM-30, #8,
(August 1982), pp. 1925-1929.
- S39 Suzuki, H.
Hirade, K. "Spectrum efficiency of M-ary PSK land mobile
radio",
IEEE Trans. on Comm., vol. COM-30, #7,
(July 1982), pp. 1803-1805.
- S40 Sargeaunt, P.N.
West, B.G. "Bandwidth-efficient digital modulation techniques
for satellite communications",
Int'l Conf. on Radio Spectrum Conservation Tech-
niques,
(7-9 July 1980), IEE, London, England,
pp. 142-146.

T

- T1 Thro, S. "Trunking, a new dimension in fleet dispatch communications", Intelcom'79, Dallas, pp. 277-281.
- T2 Tirro, S. "Advantages offered by multibeam antennas in telecommunications by satellite", Eurocom'77, (May 3-7, 1977), Italia, pp. 2.6.4.1 @2.6.4.9.
- T3 Thro, S. "Trunking, a new system configuration for fleet dispatch communications", IEEE Trans. Veh. Tech. Conf. 29th, Arlington Heights, Ill, (March 27-30, 1979), pp. 302-306.
- T4 Turin, G. "Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application tu urban digital radio", Proc. of the IEEE, vol. 68, #3, (March 80), pp. 328-353.
- T5 TRW "Mobile multiple access study", Final report, TRW, contract # NAS5-23454, (Aug. 16, 1977).
- T6 Turner, R.J. "Evaluation of cellular mobile telephone data receivers", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-29, #4, (Nov. 1980), pp. 353 @ 360.
- T7 Thomas, I.B. "The influence of first and second formants on the intelligibility of clipped speech", Journal of the Audio Engineering Society, vol. 16, #2, (April 1968), pp. 182-185.
- T8 Takagi, K.
Yamamoto, B. "Narrow band digital FM scheme using duabinary filter", NTC'81, New Orleans, Louisiana, (Nov. 29-Dec. 3, 1981), pp. B8.5.1 @ B8.5.5.

U

V

- V1 Van Enk, F.
Bair, R. "Digital signalling in mobile radio systems",
Communications Int'l, vol. 8, #5,
(May 1981), pp. 52,55,56.
- V2 Vandamme, P.
Le-Ngoc, Tho.
Feher, K. "Receiver optimisation for IJF and PR-IJF
signals",
Globecom'82, Miami,
(Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. C7.4.1 @ C7.4.5.
- V3 Vandamme, P.
Le-Ngoc, Tho.
Feher, K. "Performance of IJF-QPSK and PR-IJF-OQPSK modems
in a nonlinear multi-channel environment",
ICC'82, Philadelphia,
(June 13-17, 1982), pp. 6F.7.1 @ 6F.7.4.
- V4 Van, Hiep Pham
Feher, K. "TSI-OQPSK for multi-carrier satellite systems",
Globecom'82, Miami,
(Nov. 29-Dec. 3, 1982), pp. A5.3.1 @ A5.3.5.
- V5 Van, Hiep Pham
Feher, K. "A class of two-symbol interval modems for non-
linear radio channels",
NTC'81, New Orleans, Louisiana,
(Nov. 29-Dec. 3, 1981), pp. A10.2.1 @ A10.2.5.
- V6 Van, Hiep Pham
Feher, K. "A new modulation technique for digital satellite
system",
Int. Electrical, Electronics Conf. & Expo, Toronto,
(Oct. 5-7, 1981), paper no. 81244.
- V7 Vaisey, D.J.
McLane, P.J. "Realizable arm filters in I and Q receivers for
MSK-type continuous phase modulations",
Globecom'82, Miami,
(Nov. 29 - Dec. 3, 1982), pp. B7.4.1 @ B7.4.5.

W

- W1 Watanabe, K. "800 MHz band radio propagation characteristics for cellular land mobile telephone system", ICC'79, Boston, PP. 57.3.1 @ 57.3.6
- W2 Weiss, J.A. "Low cost satellite band mobile service for nationwide applications", IEEE Veh. Tech. Conf., Denver, (March 1978).
- W3 Wright, D.L. "Results of thin-route satellite communication system analysis including estimated service costs", INTELCOM'79, Dallas, pp. 380-391.
- W4 Weltri, G.R. "Frequency reuse limits for the geostationary orbit", COMSAT Technical Review, vol. 9, #2B, (Fall 79), pp. 723-730.
- W5 White, B.E.
Wilson, Q.C.
Kota, S.L. "Satellite communications systems netting concepts for mobile terminals", NTC'78, Birmingham, pp. 28.2.1 @ 28.2.5.
- W6 Wishna, S. "Intelligibility improvement of analog communication systems using an amplitude control technique", IEEE Trans. on Comm., (May 73), pp. 655-658.
- W7 Watanabe, M.
Miyauchi, K. "Research and development on land mobile telephone systems", Review of the Electrical Communication Laboratories, vol. 25, #11,12, (Nov. Dec. 77), pp. 1141-1146.
- W8 White, B.E.
Mersereau "A bandwidth conserving approach to multiple access satellite communication for mobile terminals", MIT report no. ESD-TR-75-329, (Dec. 17, 75).
- W9 Wilmotte, R.M.
Lusignan, B.B. "Spectrum-efficient technology for voice communications", Stanford University, Report # FCC/OPP UTF 78-01, (Feb. 1978).
- W10 Weinberg, M. "Le point sur les radiocommunications mobiles", Journal des Télécommunications, vol. 47-VI/1980, pp. 386-388.
- W11 Weber, W.J.
Naderi, F.
Goldman, A.M. "Technology considerations for a 1990's operational land mobile satellite service", Jet Propulsion Laboratory.

- W12 West, R.H.
Taylor, T.L. "A simulcast radio relay system model",
ICC'80, Seattle, Wash.,
(June 8-12), pp. 12.5.1 @ 12.5.5.
- W13 Warwick, G.A.
Gosling, W.
Prescott, A.J. "A digital technique for temperature compensation
of crystal oscillators",
Radio Receivers and Associated Systems Conf.
IERE, London,
(1978), pp. 207-216.
- W14 Wells, R. "SSB for VHF mobile radio at 5 KHz channel
spacing",
Radio Receivers and Associated Systems Conf.
IERE, London,
(1978), pp. 29-36.
- W15 "Single-sideband for land mobile radio demons-
trated",
Wireless World,
(June 1979), p. 95.
- W16 "SSB mobile radio still promising",
Wireless World,
(Nov. 1981), p. 67.
- W17 Wickey, D.O. "Synthesizer chip translates LPC to speech
economically",
Electronic Design,
(June 11, 1981), pp. 213-218.
- W18 Wiggins, R.
Brantingham, L. "Three-chip systems synthesizes human speech",
Electronics,
(Aug. 31, 1978), pp. 109-116.
- W19 Weinrich, D.W. "Speech-synthesis chip borrows human intonation",
Electronics,
(Apr. 10, 1980), pp. 113-118.
- W20 Weiner, L.N. "Simulation and development of a PCSFSK demo-
dulator",
ICC'81, Denver, Colorado,
(1981), pp. 20.4.1 @ 20.4.6.
- W21 White, B.E. "Zip-coded cellular interface concepts for mobile
terminals and proliferated satellite communication
networks",
ICC'81, Denver, Colorado,
(1981), pp. 59.2.1 @ 59.2.5.
- W22 Wells, R. "Portable transceivers for the VHF land mobile
bands using single sideband modulation",
Proc. of the Radio Receivers and Ass. Systems,
(July 13-15, 1981), London, England, IERE/IEEE,
pp. 397-403.

W23 Wells, R.

"Radio telephones for the home office VHF single sideband trial",
Proc. of the Radio Receivers and Ass. Systems,
(July 13-15, 1981), London, England, IERE/IEEE,
pp. 363-371.

X

Y

- Y1 Yoshikawa, N.
Nomura, T. "On the design of a small zone land mobile radio system in UHF band", IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-25, #3, (Aug. 1976), pp. 57-67.
- Y2 Young, W.R. "Advanced mobile phone service: introduction, background and objectives", BSTJ, vol. 58, #1, (Jan. 1979), pp. 1-14.
- Y3 Yep, S.
Thoma, G.R.
Suthasinekul, S. "Digital Transmission over an FM-FDM/FM satellite audio channel", NTC'78, Birmingham, pp. 48.3.1 @ 48.3.5.
- Y4 Yoshikawa, N.
Okasaka, S.
Komagata, H. "800 MHz band land mobile telephone control system", Review of the Electrical Communication Laboratories, vol. 25, #11-12, (Nov. déc. 1977), pp. 1172 @ 1190.
- Y5 Yue, On-Ching "Useful bounds on the performance of a spread-spectrum mobile communication system in various fading environments", ICC'80, Seattle, Wash. (June 8-12), pp. 24.6.1 @ 24.6.6.
- Y6 Yatagai, A. "Limited and unlimited vocabulary speech synthesis systems", Electronic Engineering, (Nov. 1980), pp. 31-41.

Z

- Z1 Zander, J. "A stochastic model of the urban UHF radio channel",
IEEE Trans. on Veh. Tech. vol. VT-30, #4,
(Nov. 1981), pp. 145-155.
- Z2 Ziemer, R.E.
Ryan, C.R.
Stilwell, J.H. "Conversion and matched filter approximations
for serial minimum-shift keyed modulation",
IEEE Trans. on Comm., vol. COM-30, #3,
(March 1982), pp. 495-509.
- Z3 Ziemer, R.E.
Ryan, C.R. "Near optimum delay-line detection filters for
serial detection of MSK signals",
ICC'81, Denver, Colorado,
(June 14-18, 1981), pp. 56.2.1 @ 56.2.5.
- Z4 Ziemer, R.E. "Adjacent channel interference degradation with
minimum shift keyed modulation",
NTC'81, New Orleans, Louisiana,
(Nov. 29-Dec. 3, 1981), pp. B7.5.1 @ B7.5.5.

INDEX

SUJET

SUJET	ANTENNE POUR STATION MOBILE
-------	-----------------------------

A	6- 10-
B	1- 6- 7- 11-
C	1-
D	9- 13-
E	
F	
G	
H	
I	4-
J	5-
K	
L	
M	23-
N	
O	
P	4-
Q	
R	
S	7-
T	
U	
V	
W	
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	

SUJET	ANTENNE MULTI-FAISCEAUX POUR SATELLITE
-------	--

A	4- 5- 7- 9- 11-
B	7-
C	9- 15- 17- 26-
D	
E	11-
F	8-
G	3-
H	
I	
J	
K	5- 7-
L	3-
M	6- 11- 17- 18-
N	2-
O	2- 4-
P	8-
Q	
R	1- 4- 5- 9- 16-
S	8- 9-
T	2-
U	
V	
W	4-
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	

SUJET	SYSTEME DE COMMUNICATION CELLULAIRE PAR SATELLITE
-------	---

A	4- 9- 11- 15 - 37-
B	7-
C	17-
D	2- 8-
E	
F	5-
G	3-
H	
I	6-
J	
K	13-
L	2- 23-
M	6-
N	
O	
P	
Q	
R	7-
S	
T	
U	
V	
W	2- 11-
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	

SUJET	TECHNIQUES DE MODULATION
-------	--------------------------

A	1- 13-
B	29-
C	14- 17- 30- 34-
D	4- 6
E	
F	
G	2-
H	21- 24- 25- 32-
I	
J	2- 5- 8-
K	19-
L	9-
M	7- 10- 12- 14- 20-
N	8-
O	
P	6-
Q	
R	
S	6- 25- 26-
T	5-
U	
V	
W	6- 9-
X	
Y	3-
Z	
ANO- NYME	

SUJET	ALLOCATION DYNAMIQUE DES CANAUX (TRUNKING)
-------	---

A	
B	
C	
D	
E	
F	
G	
H	
I	
J	
K	
L	
M	5-
N	
O	
P	
Q	
R	
S	
T	1- 3
U	
V	
W	
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	

SUJET	UTILISATEURS POTENTIELS DE SYSTEMES DE COMMUNICATION PAR SATELLITE
-------	---

A	11- 15-
B	4- 7- 8-
C	14-
D	2- 13-
E	9- 11-
F	
G	3-
H	
I	
J	4- 5
K	3- 17-
L	
M	
N	
O	
P	
Q	
R	3-
S	5-
T	
U	
V	
W	2-
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	

SUJET	SPECIFICATIONS DE SYSTEMES POSSIBLES
-------	--------------------------------------

A	4- 9- 21-
B	7- 11- 15-
C	17- 35-
D	2- 8- 12- 16-
E	16- 20-
F	
G	
H	4- 27- 30-
I	
J	
K	24- 25- 30-
L	2-
M	14- 46-
N	11-
O	
P	
Q	
R	
S	
T	
U	
V	
W	2- 12-
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	

SUJET	SYSTEMES DE COMMUNICATION PAR SATELLITE POUR USAGES MOBILES
-------	--

A	6- 10- 11- 17- 19- 20- 34-
B	1- 6-
C	27-
D	
E	4- 22-
F	15-
G	
H	4- 31-
I	
J	5-
K	4- 16- 17-
L	2-
M	8-
N	
O	
P	
Q	
R	2-
S	2-
T	5-
U	
V	
W	2- 5-
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	

SUJET	MODELE DE TRAFIC
-------	------------------

A	4- 9- 11-
B	5- 27-
C	2- 3- 7- 24-
D	2-
E	3- 10-
F	5- 7
G	
H	
I	
J	
K	1- 4-
L	2-
M	25-
N	
O	
P	
Q	
R	
S	3- 16-
T	5-
U	
V	
W	
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	

SUJET	SIMULATION
-------	------------

A	2- 35-
B	26-
C	4- 21- 31-
D	
E	19-
F	7-
G	
H	28-
I	
J	
K	1-
L	5-
M	44-
N	7-
O	
P	7-
Q	
R	
S	22- 29-
T	
U	
V	
W	
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	

SUJET	SYSTEMES A ETALEMENT DU SPECTRE (SPREAD-SPECTRUM)
-------	--

A	
B	
C	8- 11- 12- 13- 16-
D	7-
E	5-
F	
G	
H	6-
I	
J	
K	
L	
M	19-
N	10-
O	7-
P	
Q	
R	
S	
T	4-
U	
V	
W	
X	
Y	5-
Z	
ANO- NYME	

SUJET	CARACTERISTIQUE DE PROPAGATION
-------	--------------------------------

A	1- 11- 13- 14- 18- 36-
B	12- 13-
C	5- 14- 22- 23-
D	5- 9- 17-
E	8- 15-
F	16-
G	3- 4- 17- 18-
H	9- 10- 11- 12- 14-
I	
J	6-
K	11- 12-
L	6- 7- 8-
M	8- 14- 19- 23- 24- 26-
N	
O	5- 6-
P	9- 12-
Q	
R	10- 11-
S	10- 19-
T	
U	
V	
W	1-
X	
Y	
Z	1-
ANO- NYME	

SUJET	INTERFERENCE & AFFAIBLISSEMENT DU SIGNAL
-------	--

A.	1- 7- 11- 13- 16-
B	11- 13- 28-
C	5- 17-
D	10- 11-
E	1- 2- 21-
F	12- 13- 14-
G	5- 10-
H	10- 16- 17- 18- 19- 20-
I	
J	
K	9- 11- 23-
L	1- 3- 11- 18- 24-
M	14- 15- 23- 24- 26- 43- 47- 54- 55-
N	5-
O	9- 11-
P	16- 17-
Q	
R	10- 24-
S	13- 15- 18- 19-
T	
U	
V	
W	
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	

SUJET	MOBILE CELLULAIRE TERRESTRE
-------	-----------------------------

A	2- 13-
B	3- 27-
C	6- 25- 36-
D	
E	1- 3- 7- 8- 14-
F	1- 2- 4- 7- 10- 11- 17-
G	
H	1- 3- 5- 27-
I	1- 2- 3-
J	
K	2- 6- 8- 9-
L	4-
M	1- 3- 4- 16- 28- 29- 31-
N	1- 4-
O	1- 8- 10-
P	1- 2- 5- 15-
Q	
R	20-
S	1- 11- 12- 18- 21- 33- 34-
T	6-
U	
V	1-
W	1- 7- 21-
X	
Y	1- 2- 4-
Z	
ANO- NYME	

SUJET	LOCALISATION DE RADIO-MOBILE
-------	------------------------------

A	10-
B	1- 11-
C	
D	
E	
F	
G	
H	15-
I	
J	
K	
L	
M	
N	
O	1-
P	14-
Q	
R	
S	2-
T	
U	
V	
W	
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	

SUJET	COMMUNICATION MOBILE POUR URGENCE ET DESASTRE
-------	--

A	
B	
C	
D	
E	12-
F	15-
G	
H	
I	5-
J	
K	
L	
M	
N	6- 9-
O	
P	
Q	
R	
S	14-
T	
U	
V	
W	
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	

SUJET	ASPECT ECONOMIQUE
-------	-------------------

A	
B	14-
C	18-
D	8-
E	12-
F	
G	
H	
I	
J	5-
K	
L	
M	
N	
O	
P	11- 13-
Q	
R	
S	
T	
U	
V	
W	2- 3-
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	

SUJET	RAPPORT TECHNIQUE
-------	-------------------

A	10- 11-
B	11-
C	16- 17-
D	
E	9- 10- 12-
F	
G	
H	10- 11- 22-
I	
J	4- 5-
K	
L	
M	22- 23- 29-
N	6-
O	
P	9- 11-
Q	
R	7-
S	
T	5-
U	
V	
W	8- 9-
X	
Y	
Z	
ANO-	
NYME	

SUJET	DIVERS
-------	--------

A	3-
B	2- 4- 9- 10-18- 38-
C	10- 19- 20-
D	1-
E	13-
F	3- 6-
G	1- 6-
H	2- 7- 13- 33- 34
I	
J	3- 7-
K	10- 14- 28- 29-
L	26- 27
M	6- 8- 9- 13- 21- 22- 27- 45- 57
N	
O	3-
P	10- 12-
Q	
R	6- 8- 21- 23-
S	17- 20-
T	
U	
V	2- 3- 4- 5- 6-
W	3-
X	
Y	
Z	1-
ANO- NYME	

SUJET	TECHNIQUE DE MODULATION A ENVELOPPE CONSTANTE
-------	---

A	22- 23- 24- 25- 26- 27- 28- 29- 30- 31- 38- 39- 40- 41- 42- 43- 44-
B	19- 34- 35- 37- 39- 40
C	37- 38- 39- 40-
D	14- 15
E	17- 18- 23- 24- 25-
F	
G	9- 14- 15- 16
H	23- 32-
I	
J	
K	18- 26- 27- 31-
L	25- 28- 29- 30- 31- 32- 33-
M	30- 32- 38- 39- 51-
N	13- 14- 15-
O	12- 14-
P	23-
Q	
R	17- 18-
S	28- 35- 36- 37- 38- 39- 40-
T	8-
U	
V	7-
W	20-
X	
Y	
Z	2- 3- 4-
ANO- NYME	

SUJET	ENCODAGE DE LA PAROLE
-------	-----------------------

A	32- 33
B	20- 21- 22- 23- 24- 25
C	28- 32- 33
D	
E	
F	
G	
H	26- 29
I	
J	
K	20- 21- 22-
L	19- 20- 21- 22
M	40- 52-
N	
O	
P	19- 20- 24-
Q	
R	19-
S	30- 31
T	7-
U	
V	
W	17- 18- 19-
X	
Y	6-
Z	
ANO- NYME	

SUJET	MODULATION A BANDE LATERALE UNIQUE (SSB)
-------	--

A	
B	16- 30- 31- 32- 33- 36-
C	
D	
E	
F	
G	8- 11- 12- 13-
H	24- 25
I	
J	
K	
L	12- 13- 14- 15- 16- 17-
M	33- 34- 35- 36- 37- 48- 49- 50-
N	12-
O	13-
P	18- 21- 22-
Q	
R	12-
S	
T	
U	
V	
W	14- 15- 16- 22- 23-
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	15- 16

SUJET	COMPANDING SYLLABIQUE
-------	-----------------------

A	
B	17- 36-
C	28- 29-
D	
E	
F	
G	
H	
I	8-
J	9-
K	
L	
M	37-
N	
O	
P	
Q	
R	13- 14- 15-
S	24- 27-
T	
U	
V	
W	
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	

SUJET	TECHNOLOGIE
-------	-------------

A	
B	
C	
D	
E	
F	
G	7-
H	35-
I	7-
J	
K	
L	
M	33- 41- 42- 53- 56-
N	
O	
P	
Q	
R	12- 22-
S	23- 32-
T	
U	
V	
W	13-
X	
Y	
Z	
ANO- NYME	

