QUEEN
TK
7876
.H89414
1984

UNIVERSITÉ LAVAL

ETUDE DES DÉFAUTS SYSTÉMATIQUES ET NATURELS DANS UN RÉSEAU À MICRO-ONDE
PHASE I: SYNTHÈSE BIBLIOGRAPHIQUE

par

H.T. HUYNH, P. FORTIER

TK
7876
H89414
1984

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

TK
7876
H894#4
1984

ETUDE DES DÉFAUTS SYSTÉMATIQUES ET NATURELS DANS UN RÉSEAU À MICRO-ONDE
PHASE I: SYNTHÈSE BIBLIOGRAPHIQUE

par

H.T. HUYNH, P. FORTIER

pour

Gouvernement du Canada
Ministère des Communications, Ottawa

Industry Canada
LIBRARY
SEP 14 1998
BIBLIOTHÈQUE
Industrie Canada

sous

Contrat OST83-00085
du Ministère des approvisionnements et services

COMMUNICATIONS CANADA
JUN 19 1986
LIBRARY — BIBLIOTHÈQUE

Mars 1984

T
TK
7876
H894f
1984

DD 6447190
DL 6453119

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION..... 1

CHAPITRE I - MODULATIONS NUMÉRIQUES À HAUTE CAPACITÉ..... 4

I.1 Généralité sur les transmissions numériques..... 4

I.1.1 Chaîne de transmission numérique..... 4

I.1.2 Modulations numériques de base..... 6

I.1.3 Compromis dans un système de communication numérique..... 9

I.2 Modulations en quadrature..... 12

I.2.1 Représentation du signal..... 12

I.2.2 Modulations à quatre états..... 13

I.2.3 Modulations en quadrature à haute capacité..... 15

I.3 Modèle utilisé..... 22

I.4 Conclusion..... 25

CHAPITRE II - CALCUL DE LA PROBABILITÉ D'ERREUR..... 26

II.1 Introduction..... 26

II.2 Revue des méthodes de calcul de la probabilité d'erreur..... 27

II.2.1 Méthodes exactes..... 29

II.2.2 Méthodes donnant des bornes..... 31

II.3 Calcul de la probabilité d'erreur..... 34

II.3.1 Calcul de Pe en présence d'IIS et de bruit additif gaussien..... 34

II.3.2 Calcul de l'intégrale par la méthode des moments..... 39

II.4 Possibilité d'application aux problèmes d'interférence intersystèmes. 43

CHAPITRE III - INTERFÉRENCE EN MODULATION DE FRÉQUENCE..... 45

III.1 Introduction..... 45

III.2 Méthode d'analyse d'interférence en modulation de fréquence..... 46

III.3 Densité spectrale de puissance des signaux numériques..... 53

CHAPITRE IV - CONCLUSION..... 62

RÉFÉRENCES..... 65

INTRODUCTION

Le besoin de transmettre de l'information à des débits rapides, que ce soit sur des réseaux micro-ondes ou des liaisons par satellite, se fait de plus en plus sentir. Ces systèmes à haute capacité requièrent cependant une largeur de bande élevée, ce qui constitue un problème majeur, étant donné la limite très restreinte de la ressource spectrale. Un moyen de surmonter cette difficulté est d'augmenter l'efficacité spectrale (bits/s/Hz) de la transmission. Pour ce faire, on peut utiliser un plus grand nombre de symboles pour l'alphabet de la modulation, c'est-à-dire un plus grand nombre de signaux utilisés en codage, tout en conservant une immunité raisonnable contre le bruit toujours présent dans un système de communication.

Un type de modulation à la fois énergétiquement et spectralement efficace est la modulation d'amplitude en quadrature (QAM). Cette modulation est obtenue en additionnant deux porteuses en quadrature modulées en amplitude. Sa réalisation s'avère assez simple et, pour de grands alphabets (16, 36 ou 64), elle présente une performance supérieure aux modulations à déplacement d'amplitude ou à déplacement de phase contre le bruit gaussien additif. A cause de leur grand nombre d'états, les systèmes QAM devraient être très sensibles aux défauts dans le canal de transmission.

Etant donné le rôle important que jouent ces systèmes dans un avenir très proche, le Ministère Fédérale de Communication nous a demandé d'étudier le degré

de perturbation que provoque leur présence dans un milieu spectral où opèrent déjà d'autres systèmes de communication analogiques et numériques tels que les systèmes AM, FM ou PSK binaire et quaternaire.

D'un grand projet à long terme, ce rapport présente les résultats obtenus dans la première phase, qui consiste à effectuer une recherche bibliographique afin d'arriver à déterminer les méthodes à retenir pour analyser les phénomènes d'interférence intersystèmes. Il est important de noter que dans la masse imposante des travaux publiés dans la littérature ouverte, il n'existe à peu près rien sur ces phénomènes d'interférence intersystèmes. Toutefois, il est possible d'adapter les méthodes proposées pour d'autres problèmes à nos fins ultimes, particulièrement à des problèmes d'interférence entre les systèmes FM et les systèmes QAM, ce qui constitue d'ailleurs le but principal de ce grand projet. En effet, les systèmes qui se cotoient sur des routes micro-ondes sont de type FDM/FM et de type QAM.

Les principes de transmission analogique AM et FM étant très classiques et bien connus, nous concentrons donc nos efforts sur les systèmes numériques QAM dans ce rapport. C'est ainsi que le premier chapitre est consacré à une discussion en profondeur du modèle mathématique de la chaîne de communication numérique ainsi que des défauts que l'on y rencontre. Le deuxième chapitre présente la synthèse des méthodes d'analyse de performance mesurée par la probabilité d'erreur moyenne par symbole ou par bit. On y discute ensuite la possibilité de généraliser ces méthodes aux problèmes d'interférence que provoque un système FM sur un système QAM. Dans le troisième chapitre, on examinera la méthodologie à être utilisée pour étudier l'influence d'un système QAM sur un système FM. Pour ce problème, il nous parait naturel de généraliser la méthode de Prabhu-Pontano proposée pour analyser la performance des systèmes FDM; il suffirait de pouvoir

déterminer le spectre de bande de base de la composante d'interférence à la sortie du démodulateur.

Finalement, une liste cataloguée de références est présentée à la fin du rapport pour bien montrer la tendance des travaux de recherche en cours. Elle nous aidera à mieux nous orienter dans les travaux futurs de ce projet.

CHAPITRE I

MODULATIONS NUMÉRIQUES À HAUTE CAPACITÉ

I.1 Généralité sur les transmissions numériques

I.1.1 Chaîne de transmission numérique

Dans une chaîne de transmission numérique, le message est constitué d'une suite de symboles discrets. L'état discret du message peut provenir soit de sa nature intrinsèque, comme la transmission de données d'ordinateurs, soit du codage d'un signal analogique, comme dans les réseaux téléphoniques numériques.

Le diagramme d'une chaîne de communication numérique est donné à la figure 1.1. Les trois composantes principales en sont l'émetteur, le canal de transmission et le récepteur.

A l'émetteur, les symboles viennent modifier les caractéristiques d'une onde porteuse suivant une fonction M. Cette fonction représente le codage des symboles et la modulation de la porteuse. Le codage de symboles consiste à transformer les symboles d'information en deux étapes: le codage de source et le codage de correction d'erreur. Le codage de source réduit la redondance des messages, ce qui permet de les considérer indépendants les uns des autres; ces messages transformés sont ensuite codés en des mots-codes par le codage de correction d'erreur, qui vise à augmenter l'immunité du système de transmission contre les perturbations du canal. Dans notre travail, nous ne nous intéressons qu'au

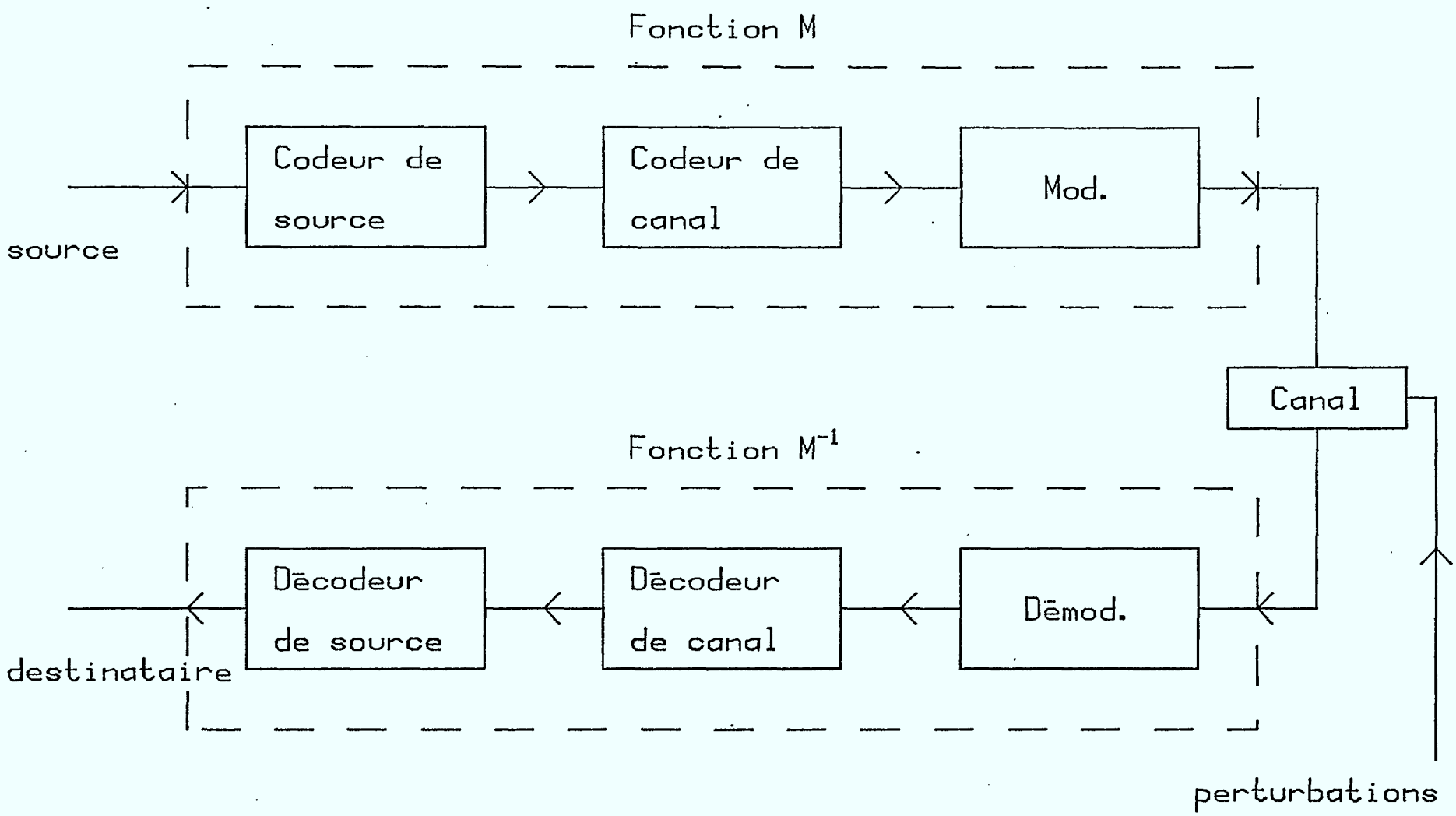


Figure 1.1: Chaîne de communication numérique

comportement du système modulateur-canal-démodulateur, de sorte que l'on suppose tout de suite que les signaux à être transmis sont indépendants et équiprobables. Ainsi, le codage ne joue aucun rôle dans notre analyse.

Le canal de transmission, dans lequel l'onde porteuse se propage, est le siège de nombreuses perturbations. Le signal émis peut être perturbé par du bruit additif gaussien ou non-gaussien d'origine industrielle ou atmosphérique. Des trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur peuvent également causer des évanouissements sélectifs. Dans plusieurs systèmes de communication, des brouilleurs ou des canaux adjacents introduisent de l'interférence.

Afin de reconstituer le message, le signal subit la fonction inverse M^{-1} au récepteur. Plusieurs défauts du récepteur peuvent encore dégrader les performances d'un système de communication, entre autres les erreurs de phase et d'instant d'échantillonnage.

En pratique, des filtres limitant la largeur de bande du signal sont placés à la sortie du transmetteur et à l'entrée du récepteur. Ces filtres introduisent cependant de l'interférence intersymboles, une cause importante de dégradation des performances.

I.1.2 Modulations numériques de base

Trois caractéristiques de l'onde porteuse peuvent être modifiées par la fonction M: l'amplitude, la phase et la fréquence. Les modulations correspondant à ces paramètres sont respectivement appelées ASK (Amplitude Shift Keying), PSK (phase Shift Keying) et FSK (Frequency Shift Keing). Nous allons donc présenter les trois modulations de base en donnant les expressions analytiques pour les

signaux émis correspondant à des symboles d'une durée de T secondes. On définit également le créneau $h(t) = u(t)-u(t-T)$.

Pour la modulation ASK, le signal émis, correspondant à l'un des symboles, est donné par:

$$S_i(t) = A_i h(t)\cos(2\pi fct) \tag{1}$$

où A_i est l'amplitude du signal $i(i = 1, \ldots, M)$ et fc est la fréquence de la porteuse. La figure 1.2a nous montre un train binaire et la figure 1.2b un signal ASK correspondant, lorsque $M = 2$ et $A_1 = 0$ et $A_2 = A$.

Dans le cas du PSK, le signal émis est donné par:

$$S_i(t) = Ah(t)\cos(2\pi fct+2\pi/M) \tag{2}$$

où $i = 1, \ldots, M$, A est l'amplitude et fc la fréquence de la porteuse. Si $M = 2$, on a alors la modulation BPSK (Binary PSK). On obtient la même modulation avec de l'ASK binaire en prenant $A_1 = A$ et $A_2 = -A$. En effet,

$$A\cos(2\pi fct + \pi) = - A\cos(2\pi fct) \tag{3}$$

$$A\cos(2\pi fct + 2\pi) = A\cos(2\pi fct) \tag{4}$$

BPSK ASK binaire

La figure 1.2c donne une représentation d'un signal BPSK.

Un autre cas particulier est lorsque $M = 4$. Cette modulation, appelée QPSK (Quaternary PSK), est de plus en plus utilisée dans les communications par satellite. Nous verrons à la section suivante que le QPSK peut aussi être obtenu en combinant le PSK et l'ASK (modulation hybride).

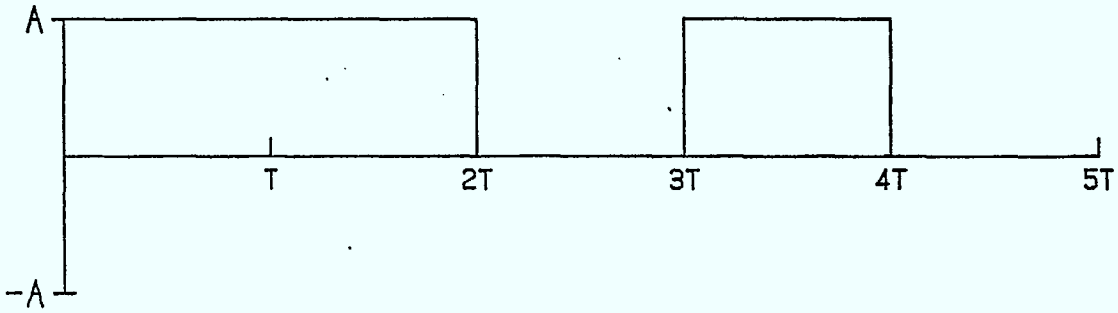


Figure 1.2a: Train binaire

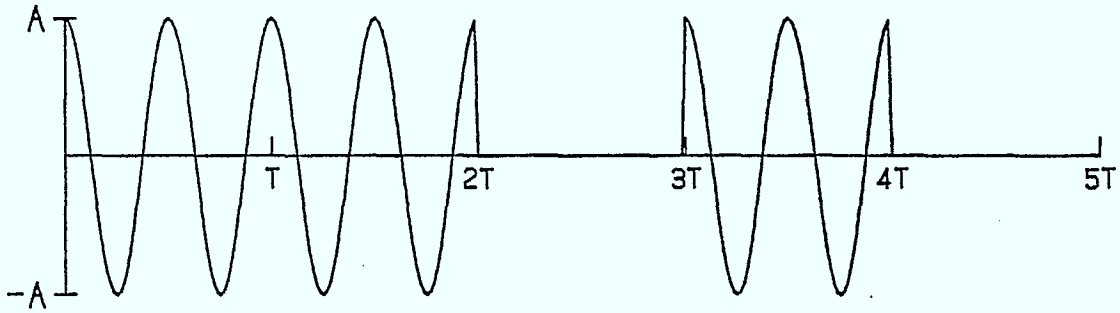


Figure 1.2b: Modulation ASK

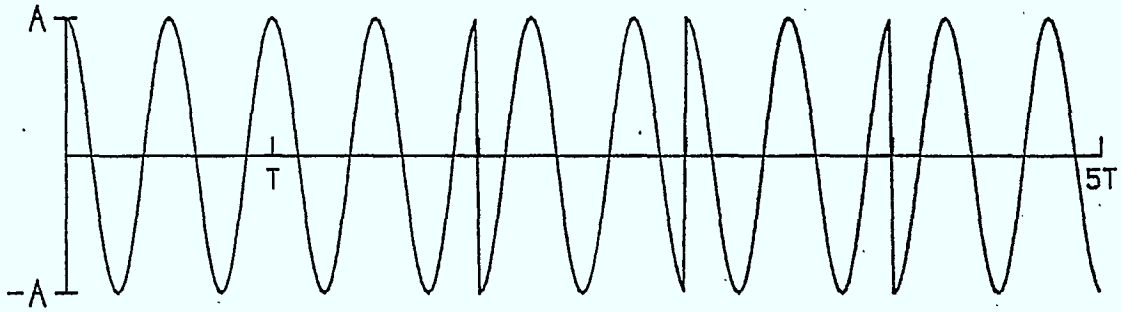


Figure 1.2c: Modulation BPSK

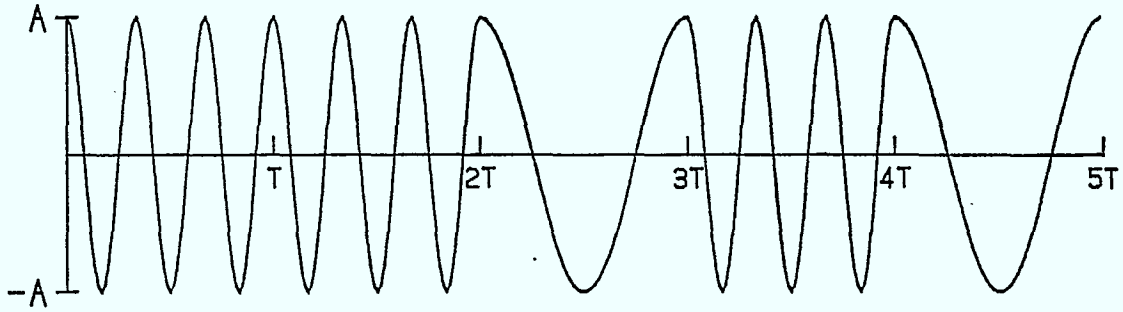


Figure 1.2d: Modulation FFSK

Pour un symbole FSK, le signal émis est donné par:

$$S_i(t) = Ah(t)\cos(2\pi f_i t) \tag{5}$$

où $i = 1, \ldots, M$, A est l'amplitude et f_i est la fréquence du signal transmis. Lorsque $M = 2$, $f_1 = fc-df$, $f_2 = fc+df$ et $df = 1/4T$, on a alors la modulation FFSK (Fast FSK). Un exemple d'un signal FFSK est montré à la figure 1.2d.

I.1.3 Compromis dans un système de communication numérique

Pour transmettre l'information à des débits plus élevés, les concepteurs de systèmes de communication numérique ont deux choix: augmenter la rapidité de modulation ou augmenter le nombre de symboles. La rapidité de modulation, exprimée en baud, est donnée par $R = 1/T$, où T est la période d'un symbole. On définit aussi le débit binaire global, D, par $D = R\log_2(M)$, où M est le nombre de symboles. La largeur de bande du signal, B, est approximativement égale à la rapidité de modulation R. Le tableau 1 donne une idée de cette situation pour le cas où le débit binaire global serait de 200 Mbit/s.

Il existe cependant deux contraintes associées aux deux possibilités. Si on choisit de conserver une rapidité de modulation élevée (baud rate), le signal transmis occupera une largeur de bande trop grande. Par contre, en utilisant un nombre de symboles plus grand, l'énergie requise par bit pour conserver la même probabilité d'erreur sur un bit doit être augmentée.

La figure 1.3 nous montre des courbes représentant cette situation dans le cas du PSK avec détection cohérente (i.e. la phase de l'onde porteuse est connue au récepteur). Ces courbes servent à illustrer les différents compromis à faire

Nombre de symboles (M)	Largeur de bande (B) [MHz]	Efficacité spectrale [b/sec/Hz]
2	200	1
4	100	2
8	67	3
16	50	4
36	39	5.17
64	33	6

Tableau 1

Réduction de la largeur de bande requise en fonction du nombre de symboles. Le débit binaire est de 200 Mbits/sec.

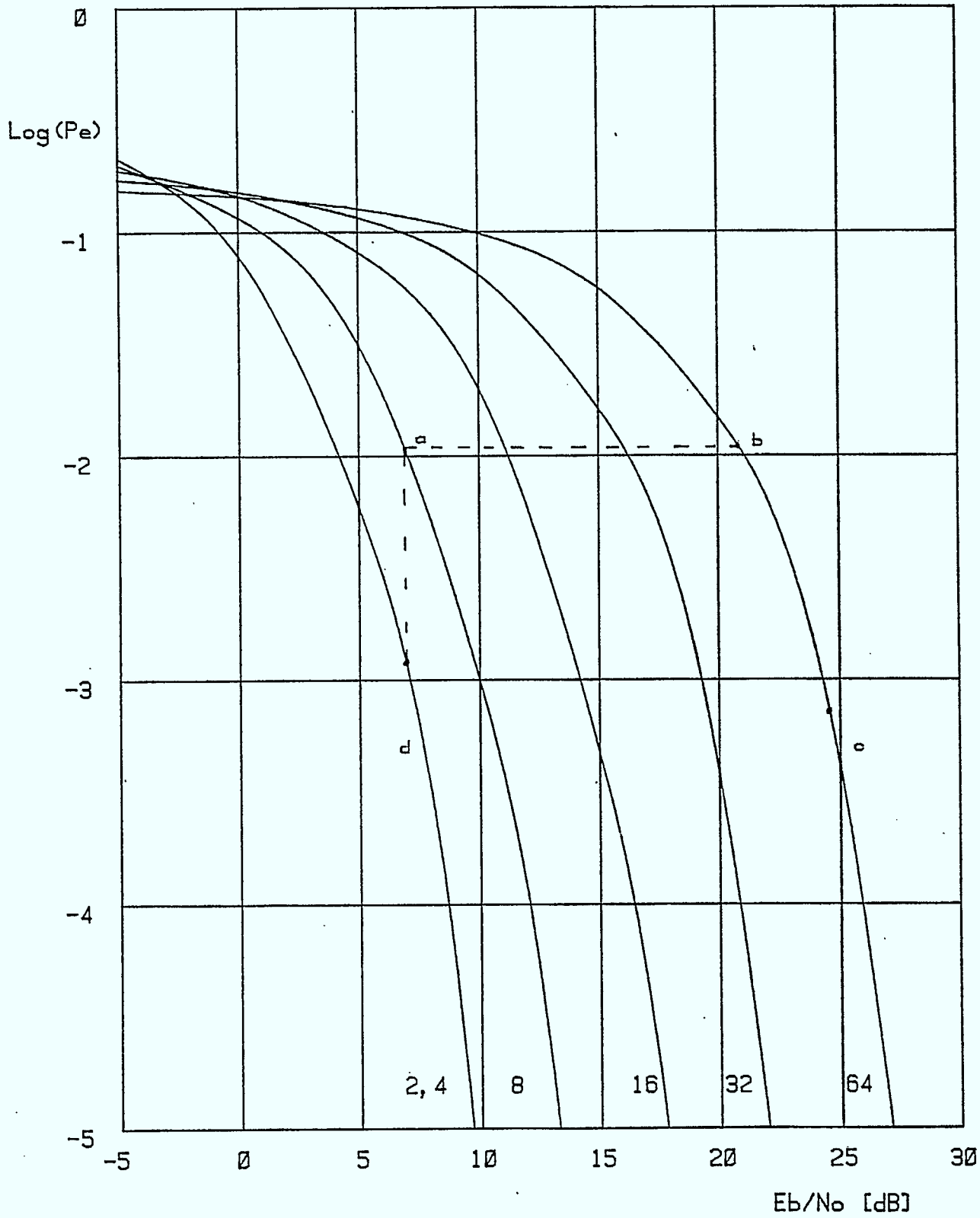


Figure 1.3: Modulations PSK
d'après [5]

dans la conception d'un système. En se déplaçant du point b au point c, nous faisons un compromis entre l'énergie par bit (Eb) requise et la probabilité d'erreur par bit (Pe), la largeur de bande (B) restant constante. Du point b au point a, nous diminuons Eb mais nous augmentons B, la probabilité d'erreur restant la même. Finalement, du point a au point d, Pe diminue, mais au détriment d'une augmentation de B, l'énergie requise étant constante.

Pour résoudre ce dilemme, on doit utiliser des modulations qui soient efficaces spectralement, tout en ayant une bonne performance de Pe vs Eb/No. Un type de modulation possédant ces caractéristiques et qui a déjà été étudié par les chercheurs est la modulation d'amplitude en quadrature. La prochaine section traite spécifiquement de ce sujet.

I.2 Modulations en quadrature

I.2.1 Représentation du signal

Les modulations numériques d'amplitude en quadrature (en anglais QAM: Quadrature Amplitude Modulation) sont obtenues en modulant en amplitude deux porteuses en quadrature et en les additionnant. Les modulations d'amplitude sont à N états, de sorte que le signal QAM possède $M = N^2$ états. Dans ce signal, la phase et l'amplitude de la porteuse sont modifiées, d'où le nom de modulation hybride [9,10].

Un symbole d'un signal QAM peut être exprimé par l'équation suivante:

$$s_i(t) = a_i h(t)\cos(2\pi fct) + b_i h(t)\sin(2\pi fct) \qquad (6)$$

$$a_i, b_i = \pm A, \pm 3A, \pm 5A, \ldots, \pm(N-1)A \text{ si N est pair}$$

$$a_i, b_i = 0, \pm A \pm 2A, \ldots, \pm((N-1)/2)A \text{ si N est impair}$$

où i = 1, ..., M et T est la période d'un symbole, a_i et b_i sont les amplitudes des deux voies et fc est la fréquence de la porteuse.

S'il n'y a pas de diaphonie entre les voies (filtres symétriques) et si les interférences peuvent être représentées suivant deux composantes en quadrature indépendantes, les deux voies du signal QAM sont également indépendantes [11]. La probabilité d'erreur par bit sur une voix nous définit donc la probabilité d'erreur globale. Ce qui est remarquable avec un système QAM M-aire, c'est que la performance du point de vue Pe et la largeur de bande requise est la même que pour un système ASK N-aire, où $M = N^2$.

I.2.2 Modulations à quatre états

Dans la figure 1.3, on peut remarquer que les courbes pour M = 2 (BPSK) et M = 4 (QPSK) sont confondues. Le QPSK est en fait du QAM 4-aire. En utilisant deux trains modulés en BPSK (le BPSK est aussi de l'ASK binaire avec amplitudes ±A) on obtient le QPSK. Les modulations en quadrature à quatre états ont fait l'objet de nombreuses études et sont de plus en plus uitlisées dans les communications par satellite ou par radio numérique.

La représentation de l'ensemble des signaux QPSK dans le plan complexe est donnée à la figure 1.4a. Cette représentation est appelée la constellation des signaux.

Dans un signal QPSK, la phase de la porteuse peut changer de 180°, ce qui cause un élargissement du spectre. Cette situation peut amener des problèmes, notamment en présence de non-linéarités dans le canal (provenant des amplificateurs par exemple). Même si le spectre du signal est limité par des filtres, la

transition rapide de phase provoquera une régénération des hautes fréquences après passage dans des non-linéarités. Pour éviter des changements trop brusques de la phase, on peut décaler une des voies de T/2, où T est la période d'un symbole. Les changements instantanés de phase sont alors limités à 90°. Cette modulation, appelée OQPSK (Offset QPSK) ou SQPSK (Staggered QPSK) est représentée par:

$$S_i(t) = a_i h(t)\cos(2\pi fct) + b_i h(t - T/2)\sin(2\pi fct) \qquad (7)$$

$$a_i,\ b_i = \pm A.$$

où i = 1, ..., M, A est l'amplitude et fc la fréquence de la porteuse.

On peut encore améliorer la situation en utilisant des arcs de sinusoïde au lieu d'ondes carrées. Le changement de phase est alors continu. La modulation ainsi obtenue est appelée MSK (Minimal Shift Keying). Le signal MSK est alors:

$$S_i(t) = a_i h(t)\cos(\pi t/T)\cos(2\pi fct)+b_i h(t-T/2)\sin(\pi t/T)\sin(2\pi fct) \qquad (8)$$

où i, A, T et fc ont la même signification que pour le QPSK.

Le MSK peut aussi être obtenu par un modulateur FFSK [12]. En fait, on peut considérer les modulations de type MSK comme des modulations en quadrature ou des cas particuliers de CPFSK (Continuous Phase FSK) [13]. D'autres auteurs ont également cherché des formes de pulses différentes [14], ces recherches ayant pour but d'améliorer la performance spectrale du signal.

Le-Ngoc et al. [15] ont récemment introduit des modulations appelées IJF-QPSK et IJF-OQPSK (Intersymbol Interference and Jitter Free QPSK et OQPSK). Ces

modulations, tout en ayant de bonnes performances spectrales, sont aussi exemptes d'interférence intersymboles et de gigue (jitter). Ces modulations sont obtenues à partir de filtres non-linéaires.

I.2.3 Modulations en quadrature à haute capacité

Notre étude porte sur une classe particulière de QAM, celle où N est pair. Les cas N = 4, N = 6 et N = 8 seront donc analysés. Ceci correspond aux QAM-16, 36 et 64 respectivement. Le QPSK (N = 2) sera également étudié afin de rendre l'analyse plus complète. Les constellations correspondant à ces modulations sont présentées aux figures 1.4b, 1.4c et 1.4d.

La modulation QAM-16 commence à être utilisée, notamment en France [1,2,8] et au Japon [3]. Le QAM-16 a également été étudié dans des versions "offset" et MSK dans [16]. Une étude comparative entre QAM-16 et PSK-16 a été faite par Prabhu [11]. Prabhu a aussi analysé les QAM-36 et 64 en présence d'interférences co-canal, mais sans interférence intersymboles [4]. Des systèmes QAM-64 sont présentement à l'étude pour des relais radio [5].

En présence de bruit additif blanc gaussien, le récepteur optimal est un corrélateur et le décodage optimal est de type à vraisemblance maximale [17]. Le schéma d'un modulateur QAM est donné à la figure 1.5a et celui d'un démodulateur à la figure 1.5b. Il faut remarquer que pour le QAM-36, le nombre d'états n'est pas une puissance de 2. On ne peut donc, à partir d'un train binaire, obtenir 36 états sans codage. On supposera cependant, pour notre étude, que les 36 symboles sont équiprobables et indépendants.

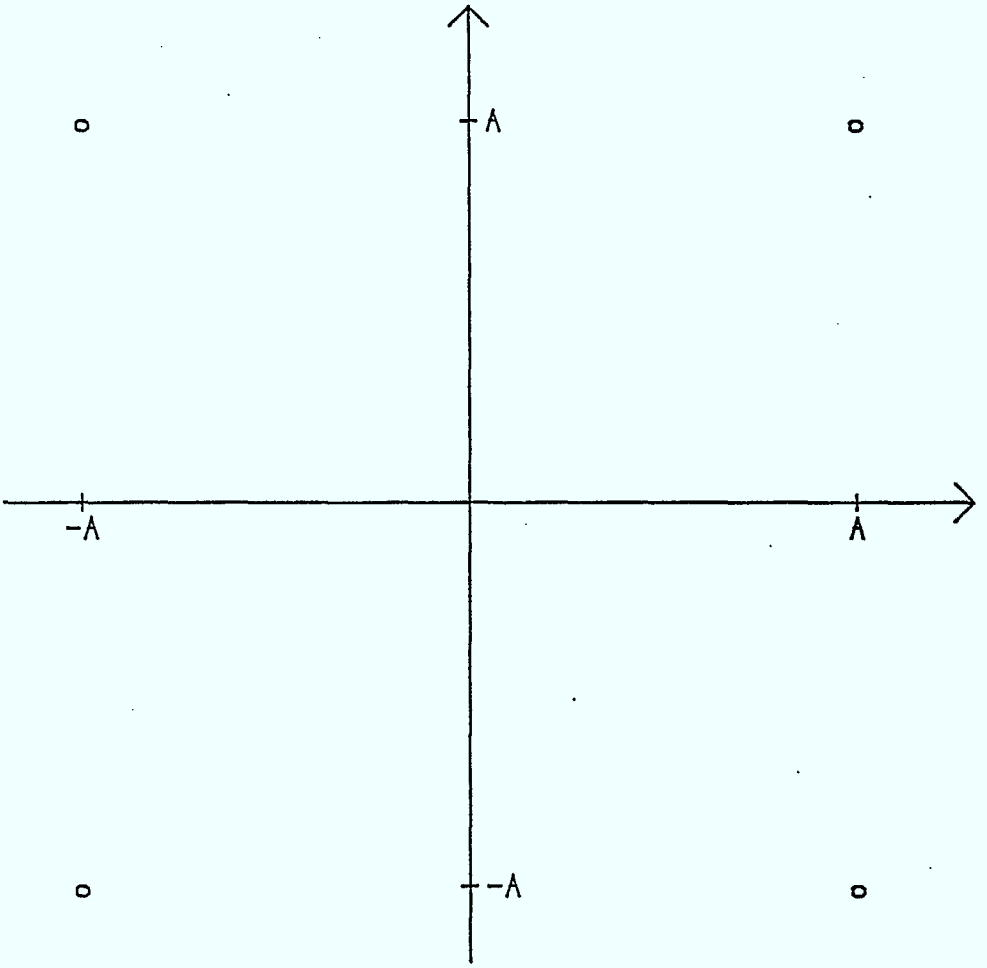


Figure 1.4a: Constellation de la modulation QAM-4

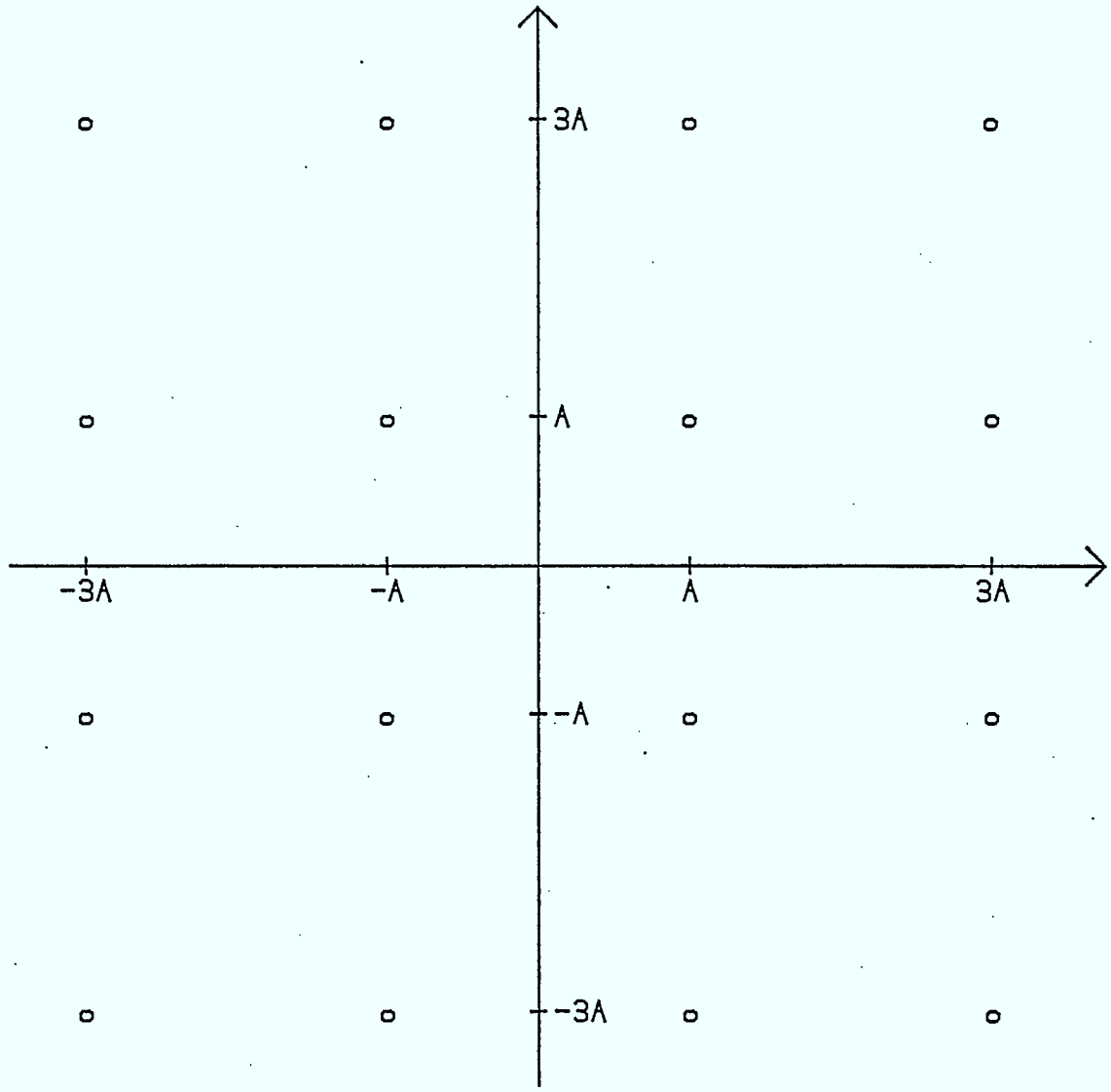


Figure 1.4b: Constellation de la modulation QAM-16

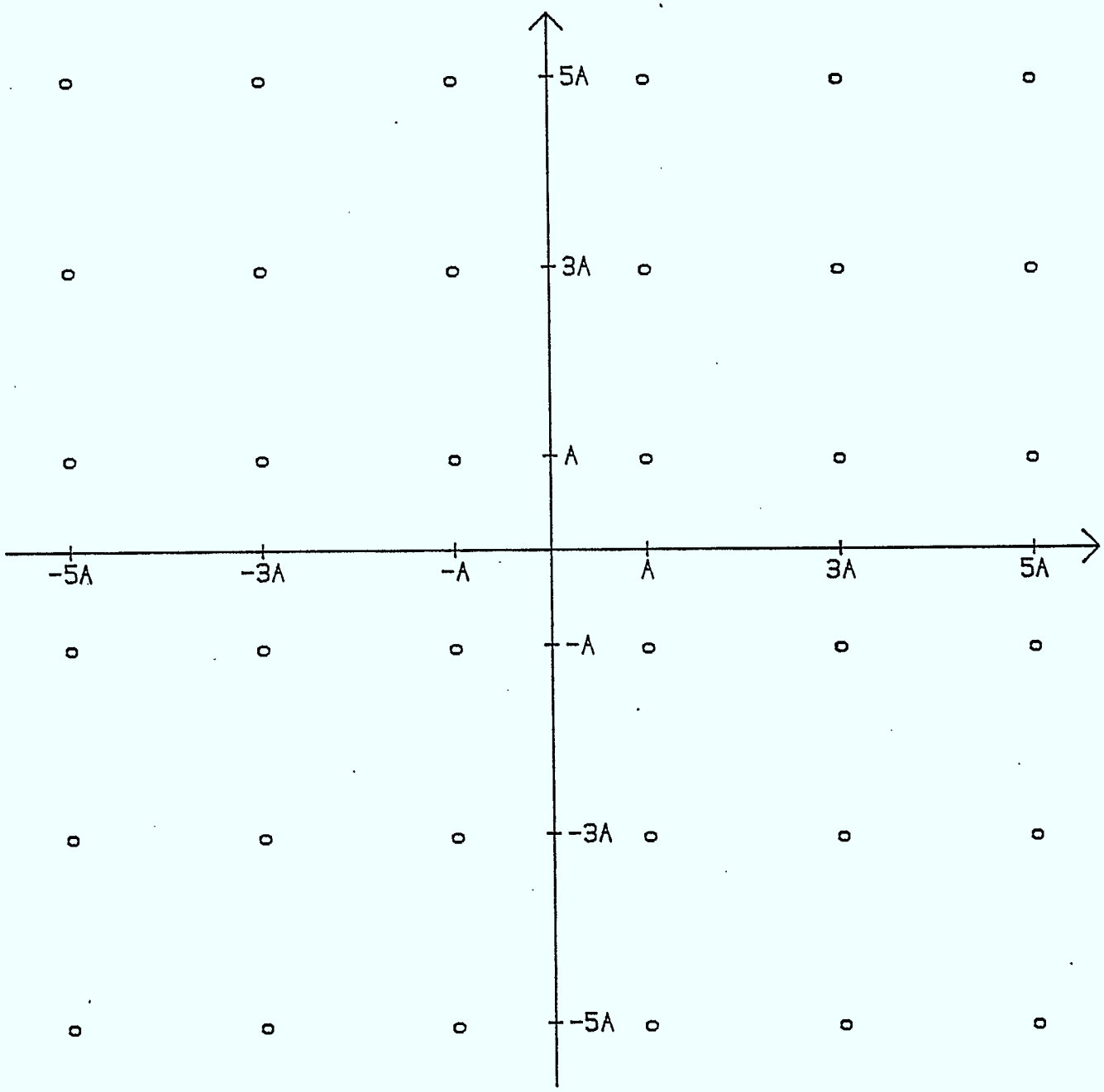


Figure 1.4c: Constellation de la modulation QAM-36

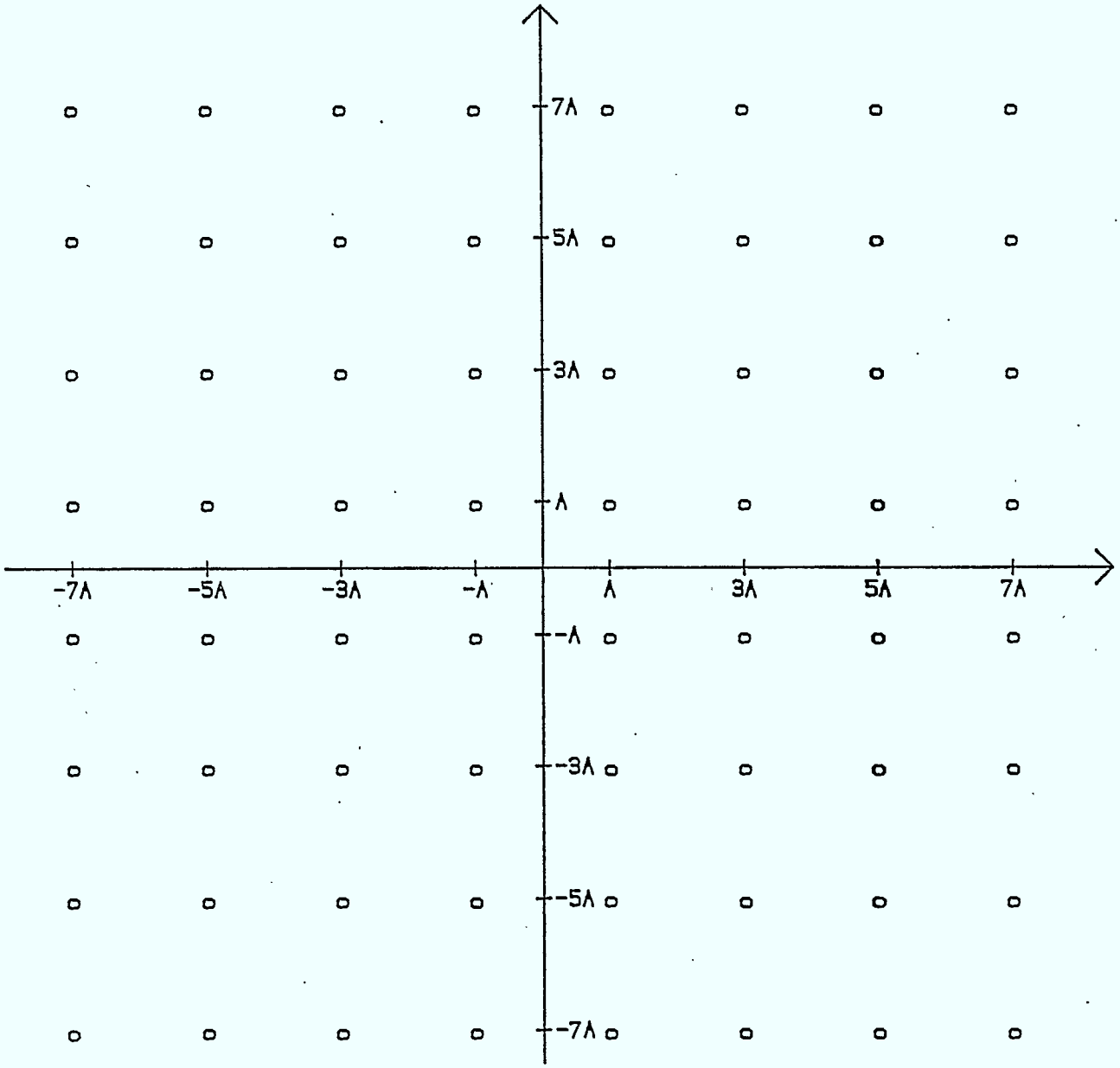


Figure 1.4d: Constellation de la modulation QAM-64

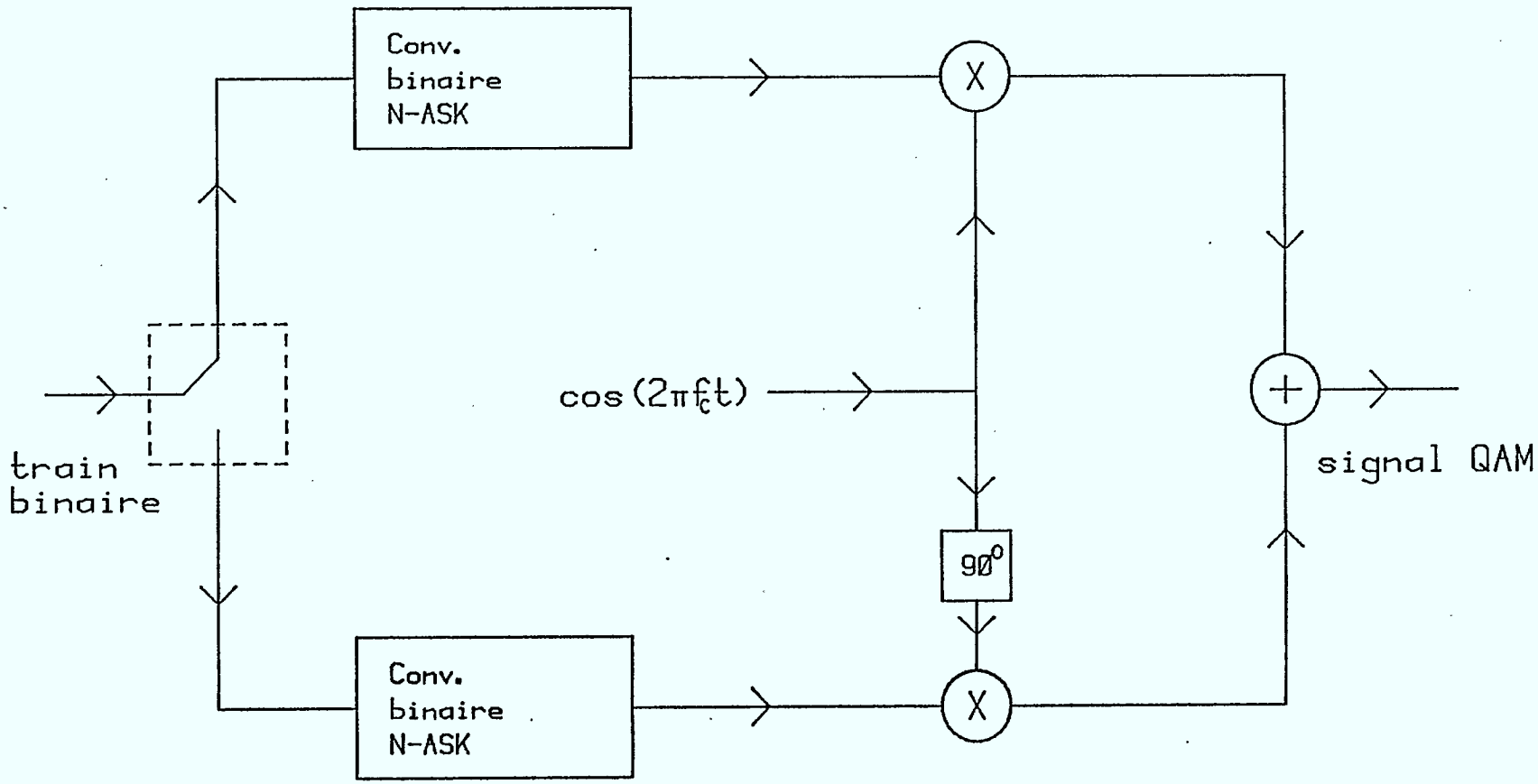


Figure 1.5a: Modulateur QAM

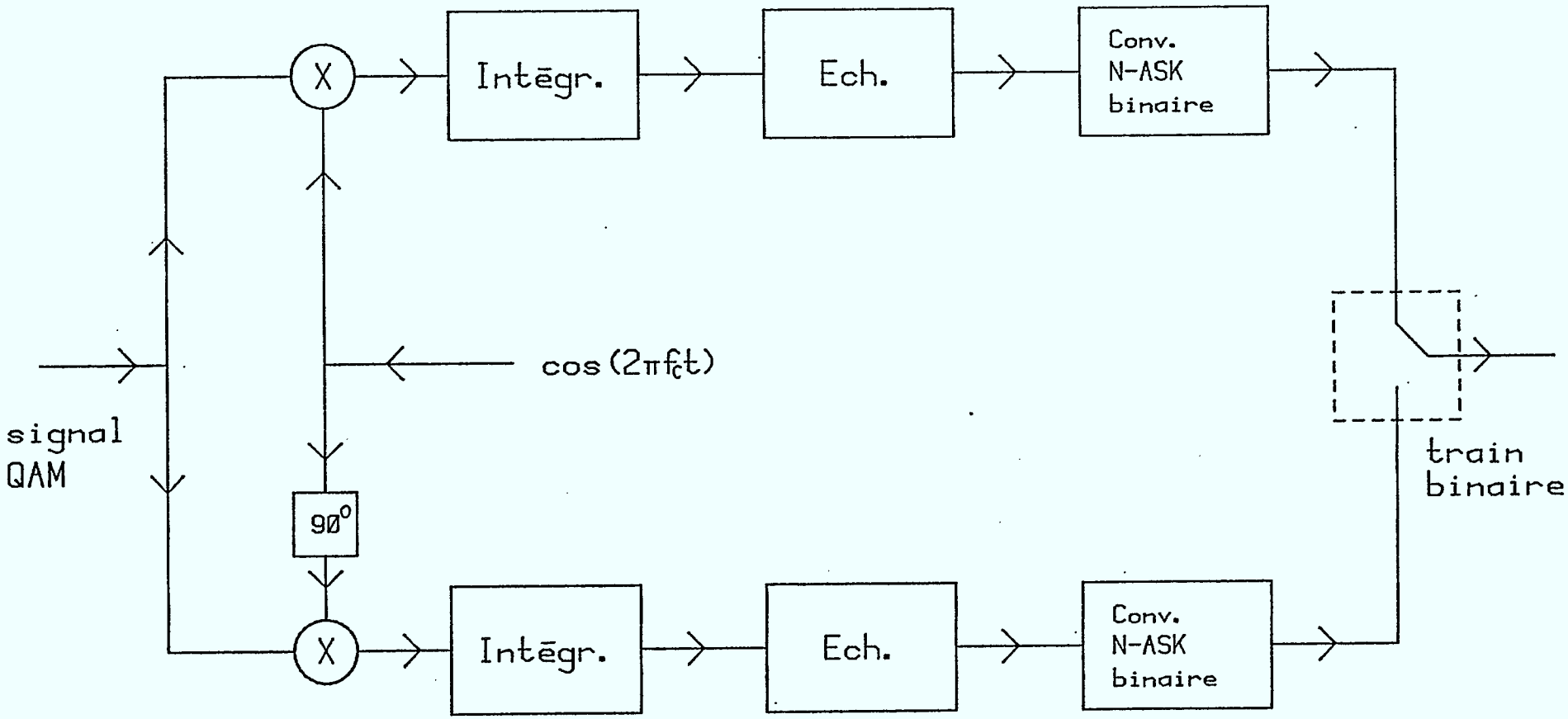


Figure 1.5b: Démodulateur QAM

I.3 Modèle utilisé

La figure 1.6 représente le modèle de la chaîne de communication utilisé. Dans le canal, le signal est perturbé par du bruit blanc gaussien additif et un ou des brouilleurs. A la sortie de l'émetteur et à l'entrée du récepteur, on retrouve un filtre pour limiter la largeur de bande. Ces filtres peuvent comporter des défauts. Le corrélateur peut également introduire des perturbations, si la référence de phase ou de temps n'est pas exacte.

Pour analyser un tel système, il est plus simple d'utiliser la représentation du signal en bande de base (après démodulation). Le filtre est représenté par son équivalent passe-bas $G_o(f)$. Soit $P(t)+jQ(t)$ la réponse complexe de $G_o(f)$ au créneau $h(t) = u(t+T/2)-u(t-T/2)$. Le signal à l'instant d'échantillonnage t_o est alors donné par:

$$S(t_o) = (a_o + jb_o)P_o - (b_o - ja_o)Q_o$$

$$+ \sum_{i\neq 0} (a_iP_i - b_iQ_i) + j\sum_{i\neq 0} (b_iP_i + a_iQ_i) + I_c(t_o) + jI_s(t_o) + n_c(t_o) + jn_s(t_o) \qquad (9)$$

où $P_i = P(t_o - iT)$ et $Q_i = Q(t_o - iT)$, n_c et n_s sont les composantes du bruit blanc et I_c et I_s les composantes de l'interférence. La figure 1.7 représente un tel signal dans le plan complexe. L'effet des interférences se remarque facilement.

Nous pouvons donc analyser le système en ne considérant que l'une ou l'autre des voies, par exemple la voie en phase. Le calcul de la probabilité d'erreur sera exposé au chapitre suivant.

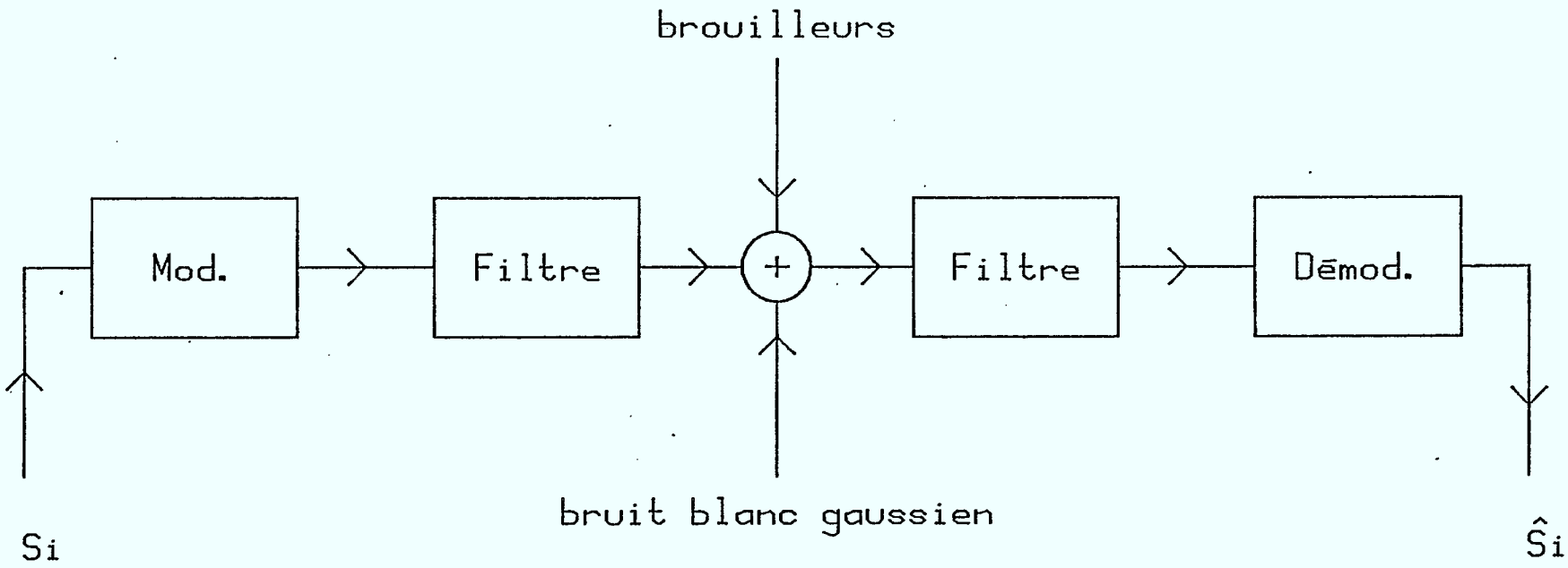
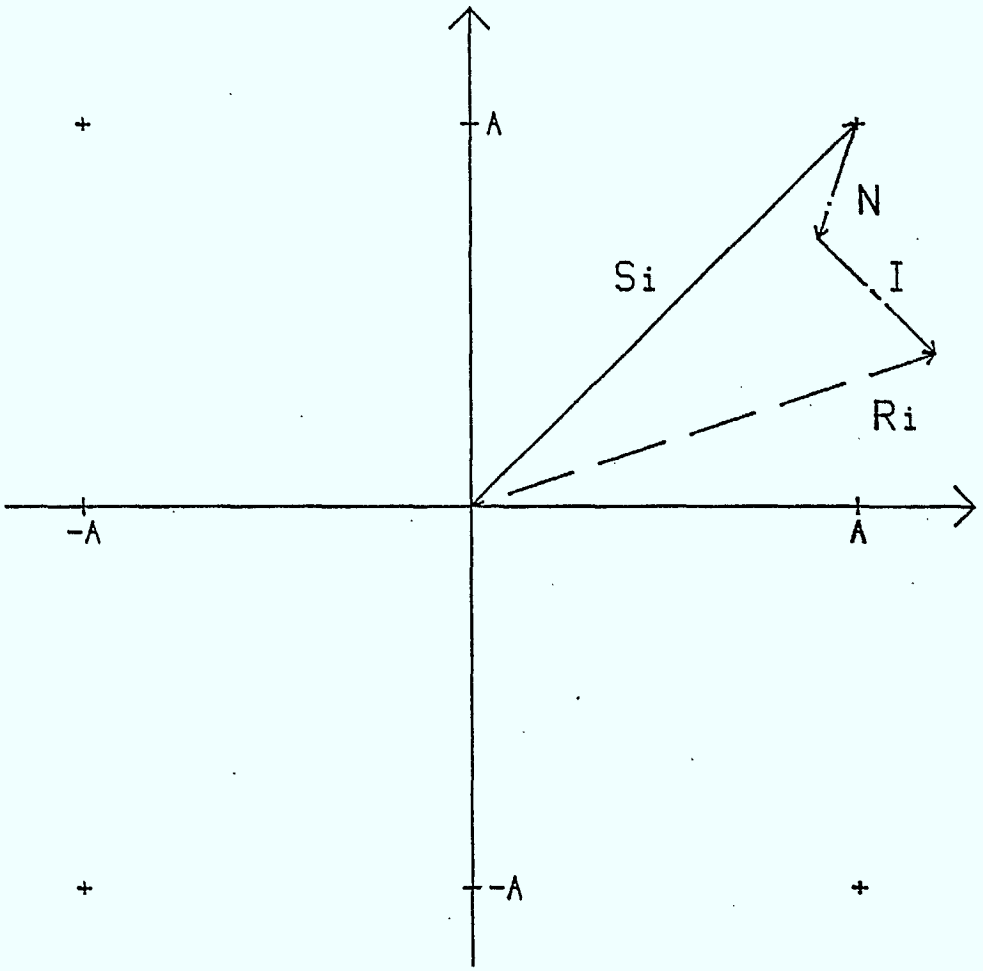


Figure 1.6: Modèle de la chaîne de communication



Si: signal transmis
Ri: signal reçu
N: bruit blanc gaussien additif
I: brouilleurs

Figure 1.7: Effet des interférences

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu voir les différents aspects d'une chaîne de communication numérique. Les différents types de modulation ont ensuite été passés en revue. Les caractéristiques d'une onde porteuse qui peuvent être modifiées sont sa phase, son amplitude et sa fréquence. Il existe également des systèmes hybrides combinant deux paramètres.

Les compromis qu'un concepteur de système doit considérer ont été abordés. On peut jouer sur l'énergie par bit, la largeur de bande ou la probabilité d'erreur par bit requise. Il faut également considérer la complexité du système et le coût du matériel disponible. Nous avons constaté qu'une des solutions était la recherche de modulations plus efficaces.

Les modulations en quadrature ont ensuite été exposées. Les modulations à quatre états sont présentement les plus utilisées. Notre étude portera sur les QAM-16, 36 et 64. Un modèle du système utilisé dans notre travail a finalement été montré. L'expression du signal en bande de base a été dérivée.

CHAPITRE II

CALCUL DE LA PROBABILITÉ D'ERREUR

II.1 Introduction

Il existe plusieurs critères pour évaluer la performance d'un système de communication numérique. Certains auteurs [18] utilisent l'erreur quadratique moyenne entre le signal transmis et l'estimé du signal à la réception. On peut aussi comparer deux systèmes selon l'importance des interférences présentes. Un système sera jugé plus avantageux s'il permet une meilleure immunité contre les brouilleurs, ou si l'interférence intersymboles y est plus réduite. Le critère le plus utilisé reste cependant la probabilité d'erreur.

Si le récepteur décode les symboles selon le critère de vraisemblance maximale et que ces symboles sont équiprobables, les seuils de décisions sont situés à mi-chemin entre les symboles. L'espace des signaux est donc divisé en région D_i, et le récepteur fait une erreur lorsque le signal reçu, R_i, correspondant au signal S_i, se retrouve dans la région D_j, $j \neq i$.

On parle généralement de probabilité d'erreur par bit ou, si la modulation numérique est à plusieurs états, de probabilité d'erreur par symbole. Dans la plupart des cas, il existe une relation directe entre les symboles et les bits. Un symbole représente 4 ou 6 bits par exemple. Si on utilise un codage de Gray, c'est-à-dire si deux symboles voisins ne diffèrent que par un bit, on peut

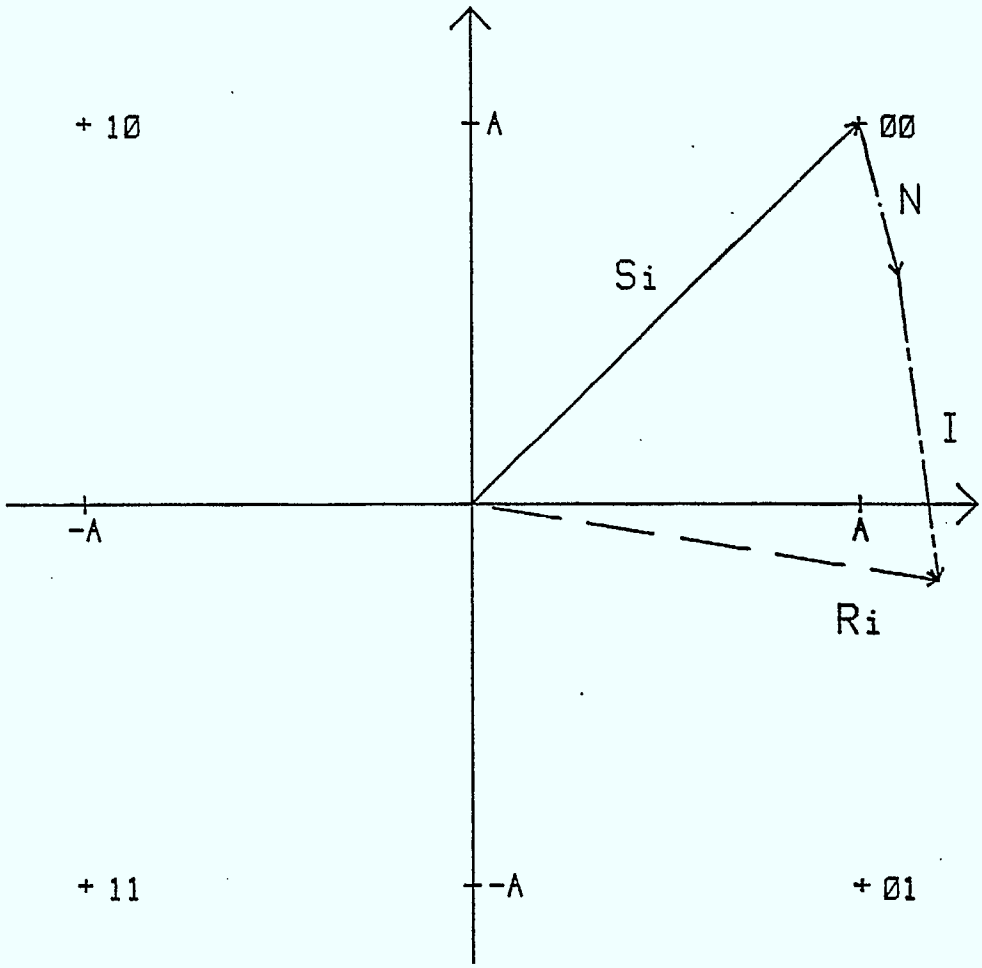
considérer que lorsqu'un symbole est en erreur, un seul bit est en erreur. Cette approximation suppose que lorsqu'une erreur se produit, le récepteur décode un symbole qui est voisin; cette approximation s'avère très réaliste en pratique, car au point d'opération la probabilité d'erreur des symboles est relativement faible. La probabilité de décoder un symbole par un autre est ainsi négligeable. La figure 2.1 montre cette situation dans le cas du QPSK.

On évalue habituellement la probabilité d'erreur en fonction du rapport signal sur bruit. On peut considérer le signal soit comme l'énergie par bit ou par symbole ou encore la puissance de la porteuse. Le bruit peut soit être blanc gaussien ou une somme de bruits et d'interférences (rapport signal sur interférences). Les quantités sont en valeur moyenne ou en valeur pointe.

II.2 Revue des méthodes de calcul de la probabilité d'erreur

Dans cette section, un survol des différentes méthodes de calcul de la probabilité d'erreur en présence d'interférence intersymboles et de bruit gaussien additif sera présenté. L'interférence intersymboles est une cause importante de dégradations des performances et même les systèmes qui rendent supposément nulle cette interférence ne sont efficaces que pour une position déterminée de l'instant d'échantillonnage. Quant au bruit gaussien additif, il est présent dans la quasi totalité des systèmes.

Les méthodes de calcul de la probabilité d'erreur se divisent en deux catégories: les méthodes exactes et les méthodes donnant des bornes. Une évaluation complète de ces méthodes se trouve dans [19]. Nous n'en donnons ici qu'un résumé.



Si: signal transmis
Ri: signal reçu
N: bruit blanc gaussien additif
I: brouilleurs

Figure 2.1: Erreur de décodage en QPSK

II.2.1 Méthodes exactes

Dans cette classe, on rencontre en premier lieu la méthode de la moyenne. C'est une méthode exhaustive qui consiste à évaluer la probabilité d'erreur pour tous les états possibles. Cela suppose que l'interférence intersymboles (IIS) est finie. Si, à l'instant d'échantillonnage, N symboles adjacents viennent interférer, il faudra évaluer M^{N+1} probabilité d'erreur, où M est le nombre d'états de la modulation. Cette méthode n'est donc utilisée en pratique que pour des M petits (M = 2 ou 4).

Le calcul de la probabilité d'erreur se ramène dans la plupart des cas à l'évaluation de l'intégrale suivante:

$$J = \int \operatorname{erfc}\left(\frac{S+z}{\sigma\sqrt{2}}\right) p(z)dz \tag{10}$$

où erfc(•) est la fonction d'erreur complémentaire donnée par:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-U^2)dU \tag{11}$$

et p(z) est la densité de probabilité de la variable aléatoire z représentant l'interférence intersymboles. σ^2 est la variance du bruit blanc gaussien.

Ho et Yeh [7] ont donné une méthode qui consiste à développer en série la fonction erfc(•) autour de $A = S/\sigma\sqrt{2}$. Ils ont obtenu une expression qui est la somme d'une fonction d'erreur complémentaire et d'une sommation des produits des

moments de z avec une autre fonction. Il faut donc évaluer les moments de z. De plus, une troncation doit être faite dans la sommation. C'est cette méthode qui sera employée pour les calculs de notre travail.

La méthode d'intégration de Gauss [20] cherche aussi à évaluer l'intégrale J. On calcule cependant cette intégrale par une sommation du produit de la fonction erfc(•) et de coefficients:

$$J \sim \sum_{j=1}^{N} A_j F(x_j) \tag{12}$$

les x_j sont obtenus à partir des moments de z. Cette méthode a été utilisée pour des systèmes PSK à 2 ou 4 états ainsi que pour des systèmes à M états. On peut aussi étendre cette méthode pour le cas des brouilleurs.

Shimbo et Celebiler [21] ont introduit une méthode qui consiste à développer en série la fonction caractéristique de z + n, où n est le bruit gaussien additif. Tout comme dans le cas de la méthode de Ho et Yeh, on doit tronquer la série, ce qui introduit une erreur. Toutefois, cette erreur peut être contrôlée (voir annexe 2) et rendue arbitrairement petite, en ajoutant des termes à la série.

La dernière méthode exacte est celle de Hill [22]. On doit supposer que l'interférence intersymboles est limitée à N symboles. On divise alors N en blocs de K échantillons, K divisant N. On peut toujours obtenir ce cas en ajoutant des symboles nuls pour compléter. La variable aléatoire z est alors donnée par une somme de v.a. A_i correspondant aux blocs. On évalue ensuite la loi de distribution des A_i puis, par convolution, celle de z.

Les méthodes que nous venons de présenter sont dites exactes. En pratique, des erreurs sont introduites à cause d'une troncation dans le calcul de la série, mais il est toujours possible de réduire arbitrairement ces erreurs. La section suivante traite des méthodes donnant des bornes. Dans ce cas, on ne peut réduire l'erreur du calcul numérique selon notre volonté.

II.2.2 Méthodes donnant des bornes

La méthode la plus simple, mais qui est aussi la moins bonne, est celle du pire cas. On majore Pe par la probabilité d'erreur obtenue pour la pire des configurations de symboles. Cette méthode donne évidemment une majoration trop large.

On peut améliorer la situation en utilisant la borne de Chernoff. En effet, il suffit de majorer:

$$\int_a^\infty e^{(\lambda(x-a))} p(x)dx = e^{-\lambda a} \int_0^\infty e^{\lambda x} p(x)dx < e^{-\lambda a} E_x[e^{\lambda x}] \qquad (13)$$

ce qui est une utilisation de la borne de Chernoff. Toutefois, pour bien des cas, cette borne est trop pessimiste, par un facteur de 10, 100 et même de 1000 [23].

Le calcul de Pe revient au calcul de la fonction de répartition d'une v.a. x somme d'un bruit gaussien et de l'interférence. En pratique, il est quasi impossible d'évaluer cette fonction. Prabhu a cependant remarqué qu'en prenant un z "tronqué", ce calcul devenait possible. On a donc $z = z_n + z_r$ où z_n possède une loi de probabilité exacte. Prabhu a donc donné des bornes qui font

intervenir z_r, le terme résiduel. Cette méthode a été utilisée pour le MSK, le QPSK ainsi que pour des systèmes à m états [24].

On peut majorer l'intégrale J en choisissant une loi $p_o(z)$ appropriée. Glave [25] a montré qu'il s'agit en fait de minimiser la fonctionnelle:

$$U = \frac{1}{2} \int \left[\mathrm{erfc}\left(\frac{S+z}{\sigma\sqrt{2}}\right) + \mathrm{erfc}\left(\frac{S-z}{\sigma\sqrt{2}}\right)\right] p(z)dz \tag{14}$$

On obtient Pe par des calculs assez simples et on peut utiliser cette méthode pour des symboles corrélés.

McLane [26] donne une borne inférieure de Pe en utilisant l'inégalité de Schwartz. Cette méthode n'est valable en toute rigueur que si L'IIS est finie. Elle doit aussi être complétée par une méthode de borne supérieure. Les calculs utilisés sont par contre simples.

Jenq et al. [27] ont introduit une méthode donnant une borne supérieure et une borne inférieure: P et P/2 avec $P/2 < Pe < P$. En pratique, Pe est proche de P. Pe s'exprimant par:

$$Pe = Pr\left[z+n > h_o\right] \tag{15}$$

où n et z ont la même signification qu'auparavant. On évalue Pe par l'intégrale:

$$Pe = \int_{-\infty}^{\infty} p_z(y)dy \int_{h_o}^{\infty} p_n(u-y)du = \int_{-\infty}^{\infty} p_z(y)\left[1 - F_n(h_o-y)\right]dy \tag{16}$$

où p_n et p_z désignent les lois de probabilité de n et de z et F_n est la fonction de répartition de n. On peut définir une partition de sorte que:

$$Pe = \sum_{k=0}^{\infty} \int_{A_{k-1}}^{A_k} \left(1-F_n(h_o-y)\right)p_z(y)dy \qquad (17)$$

La méthode consiste à choisir une bonne partition et à évaluer l'intégrale.

I. Korn [28] a également développé une méthode donnant une borne supérieure et une borne inférieure. Cette méthode vise surtout des applications aux codes ternaires. Le temps de calcul dépend du nombre d'échantillons qui doivent être pris en compte et peut donc devenir rapidement prohibitif.

Une autre méthode est celle de Milewski [29] où une borne supérieure et une borne inférieure de Pe sont obtenues sous la forme d'un produit fini. On doit supposer que la distortion maximale est bornée.

Une dernière méthode donnant des bornes est celle qui utilise un isomorphisme dans l'espace des moments [30]. Il faut alors supposer que les symboles sont indépendants et équiprobables et que la distortion maximale est bornée.

Ceci termine le survol des méthodes de calcul de Pe en présence d'interférence intersymboles et de bruit gaussien additif. Dans la section suivante, l'expression de l'intégrale J sera dérivée pour le cas du QAM, puis J sera évalué selon la méthode des moments.

II.3 Calcul de la probabilité d'erreur

II.3.1 Calcul de Pe en présence d'IIS et de bruit additif gaussien

Comme il a été mentionné plus haut, le bruit gaussien et l'interférence intersymboles sont présents dans presque tous les systèmes de communication numérique. Au chapitre I, nous avons vu qu'un signal QAM, à l'instant d'échantillonnage t_o est donné par:

$$S(t_o) = (a_o+jb_o)P_o - (b_o-ja_o)Q_o+X+jY+n_c(t_o)+jn_s(t_o) \qquad (18)$$

Par symétrie, nous voyons que la probabilité d'erreur est la même sur chacune des voies. La probabilité d'erreur sur une voie nous donne donc la probabilité d'erreur globale. En ne prenant que la voie X, soit:

$$S_x(t_o) = (a_oP_o-b_oQ_o)+X+n_c(t_o) \qquad (19)$$

on peut diviser le signal reçu en quatre parties:

le signal utile:	a_oP_o,
la diaphonie:	$-\ b_oQ_o$,
l'interférence intersymboles:	$X = \sum_{i\neq 0} (a_iP_i-b_iQ_i)$ et
le bruit blanc gaussien additif:	$n_c(t_o)$.

Afin de simplifier les calculs, nous normalisons P_o à 1.

Le calcul se ramène donc à l'évaluation de la probabilité d'erreur dans le cas d'un signal ASK. En prenant les mêmes suppositions qu'au début du chapitre (codage de Gray, erreurs simples sur les bits), on peut facilement dériver une

expression pour Pe. Si on se réfère à la figure 2.2, on constate qu'il existe deux classes de symboles, ceux aux bouts et les autres. Les symboles sur les bouts sont évidemment au nombre de deux, ce qui fait qu'il reste N-2 symboles pour l'autre classe. Avec un récepteur utilisant le critère de maximum de vraisemblance, les seuils de décisions sont placés à mi-chemin entre les symboles. La probabilité d'erreur pour l'un des N-2 symboles est donné par:

$$Pe = Pr\left[\left|n+I\right| > A\right] = 2Pr\left[n+I > A\right] \tag{20}$$

où n est le bruit blanc gaussien et I la somme des interférences (diaphonie et IIS). Tandis que pour les deux autres symboles on a:

$$Pe = Pr\left[\left|n+I\right| > A\right] \tag{21}$$

Comme on est en présence de bruit blanc gaussien additif, ces expressions peuvent se réécrire:

$$Pr\left[\left|n+I\right| > A\right] = \frac{1}{2}\ \mathrm{erfc}\left(\frac{A-I}{\sigma\sqrt{2}}\right) \tag{22}$$

où erfc(•) est la fonction d'erreur complémentaire. La figure 2.3 illustre ce calcul. En moyennant les Pe, on obtient:

$$Pe = (1-1/N)E\left[\mathrm{erfc}\left(\frac{A-I}{\sigma\sqrt{2}}\right)\right]$$

Cette expression nous donne la probabilité d'erreur globale sur les symboles. Comme nous l'avons vu à la première section, elle nous donne aussi la probabilité moyenne d'erreur sur un bit, dans le cas où il existe une relation directe entre les bits et les symboles, ce qui est vrai pour M = 4, 16 et 64, mais non 36.

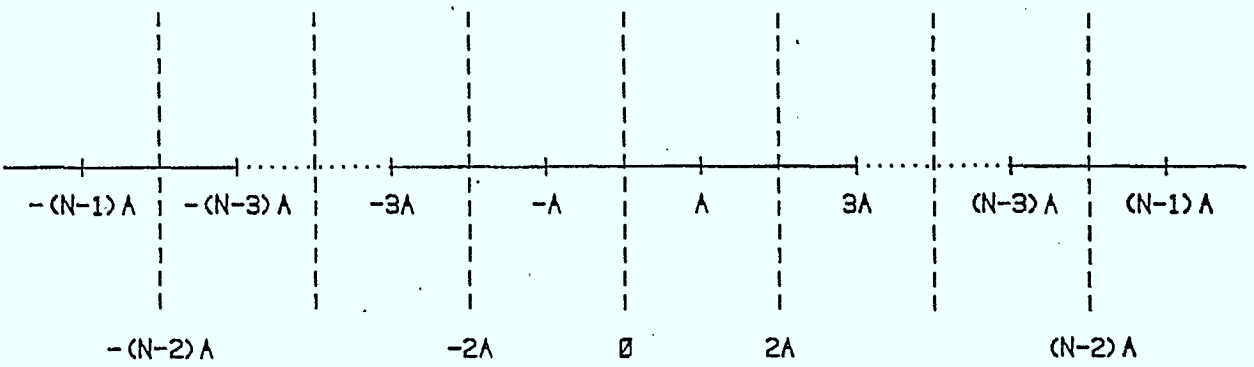


Figure 2.2: Seuils de décision

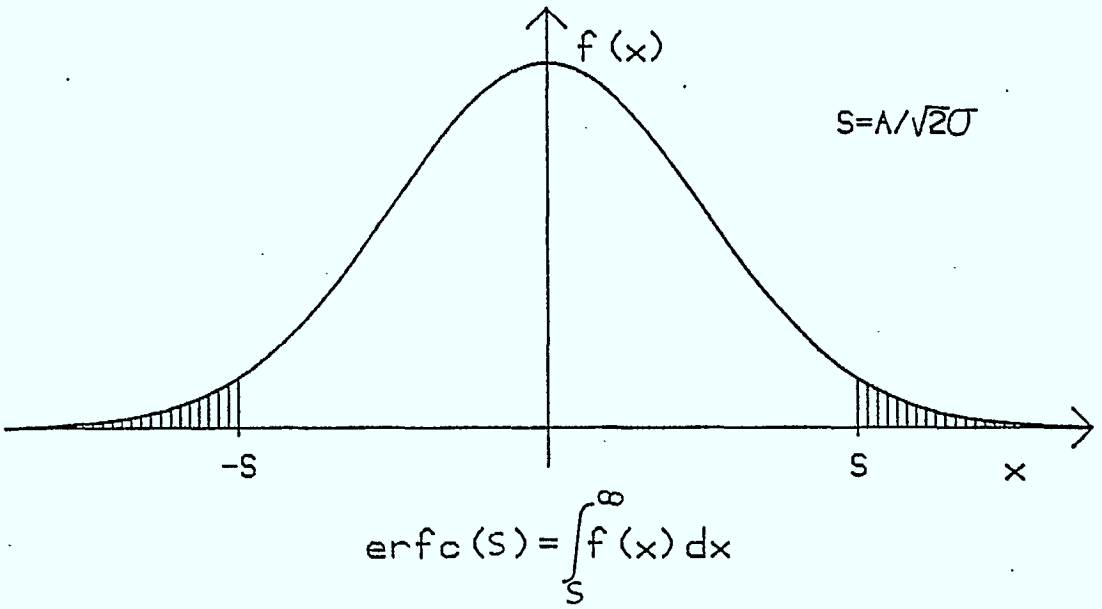


Figure 2.3: Aire donnant Pe

L'expression obtenue dépend de l'interférence intersymboles et de la diaphonie. Nous devons donc moyenner sur ces valeurs afin de calculer Pe. Si on introduit p(X), la densité de probabilité de l'IIS, on a alors:

$$Pe = (1-1/N) \int_{-\infty}^{\infty} E\left[\mathrm{erfc}\left(\frac{A+\mu}{\sigma\sqrt{2}}\right)\right] p(X)dX \tag{23}$$

avec:

$$\mu = b_o Q_o - X$$

ou encore:

$$Pe = (1-1/N) \sum_{b_o} \frac{1}{N} \int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{erfc}\left(\frac{A+\mu}{\sigma\sqrt{2}}\right) p(X)dX \tag{24}$$

Le problème à résoudre est donc celui d'évaluer l'intégrale J définie par l'équation (10). En absence de filtres, donc d'interférence intersymboles, le calcul de la probabilité d'erreur se ramène à:

$$Pe = (1-1/N)\mathrm{erfc}\left(\frac{A}{\sigma\sqrt{2}}\right) \tag{25}$$

La figure 2.4 donne les courbes de la probabilité d'erreur par symbole en fonction du rapport Eb/No, où Eb est l'énergie moyenne par mot et No la densité de puissance du bruit blanc.

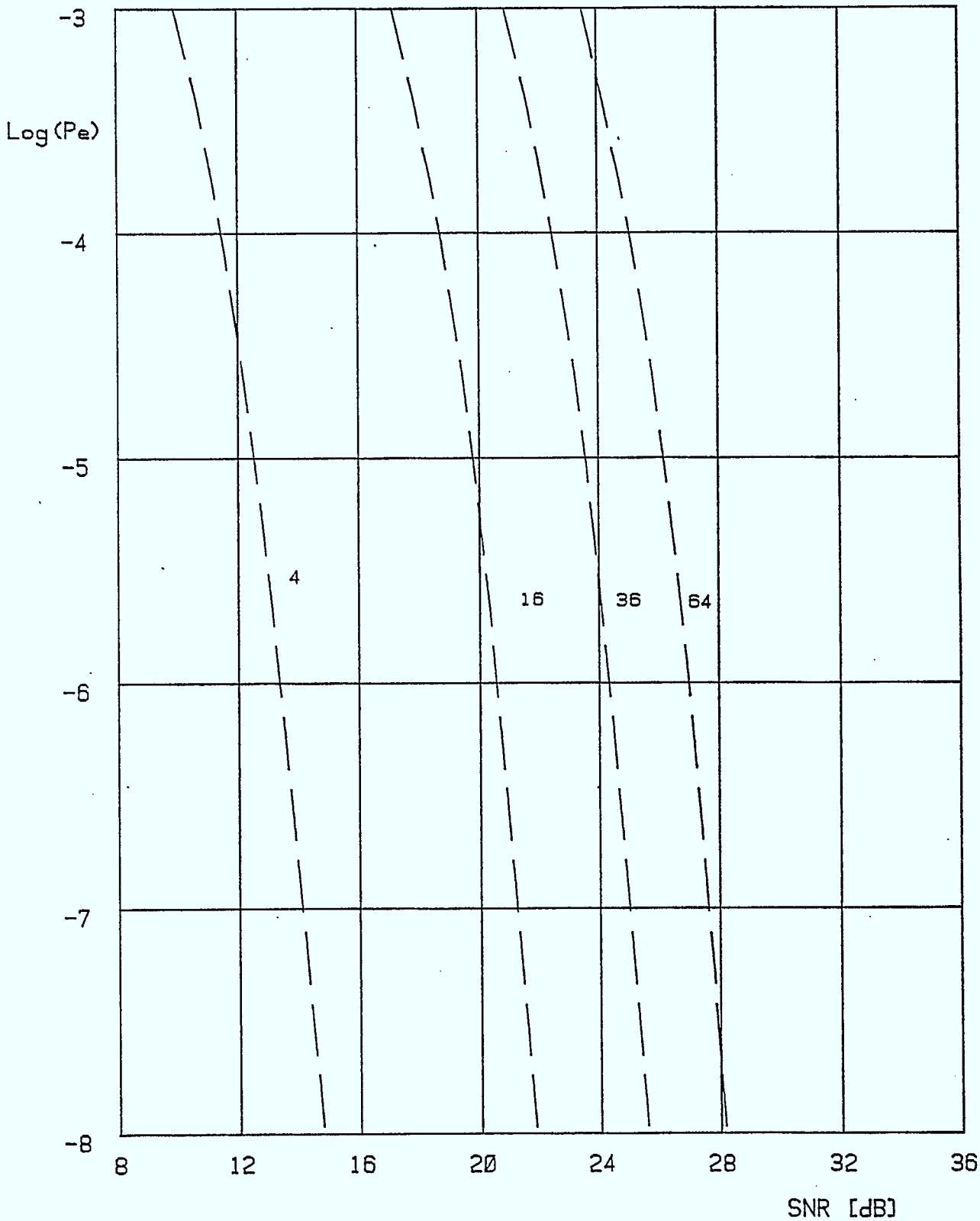


Figure 2.4: Modulations QAM

Probabilité d'erreur par symbole en fonction du rapport porteuse à bruit

II.3.2 Calcul de l'intégrale par la méthode des moments

Comme nous l'avons vu à la section II.2, il existe plusieurs méthodes pour calculer l'intégrale J. Nous avons choisi d'utiliser la méthode des moments de Ho et Yeh [8] pour plusieurs raisons. D'abord c'est une méthode qui a déjà été employée avec succès dans le calcul d'un système QAM-16. De plus, comme c'est une méthode exacte, on peut fixer arbitrairement la précision des calculs, au prix, évidemment, d'un temps de calcul plus long. Mais la raison principale qui nous a fait opter pour cette méthode est sa grande souplesse.

Dans la méthode de Ho et Yeh, X est une variable aléatoire qui représente l'interférence intersymboles. Cette interférence vient s'additionner au signal. Il suffit de connaître les moments de X pour pouvoir calculer Pe. Nous voyons immédiatement que cette méthode peut se généraliser à d'autres interférences additives, comme des brouilleurs ou du bruit non-gaussien. Si nous pouvons évaluer les moments de ces interférences, nous pouvons calculer Pe. Nous verrons plus loin comment des moments peuvent être combinés si le système est soumis à plusieurs interférences à la fois.

Nous avons donc à calculer l'intégrale:

$$J = \int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{erfc}\left(\frac{S+X}{\sigma\sqrt{2}}\right) p(X)\,dX \tag{26}$$

avec:

$$S = A - b_o Q_o$$

La méthode des moments consiste à effectuer un développement en série de Taylor de la fonction d'erreur complémentaire autour de $S/\sigma\sqrt{2}$:

$$\mathrm{erfc}\left(\frac{S+X}{\sigma\sqrt{2}}\right) = \mathrm{erfc}\left(\frac{S}{\sigma\sqrt{2}}\right) + \sum_{k=1}^{\infty} (X/\sigma\sqrt{2})^k \left(\frac{1}{k!}\right) \left(d^k\mathrm{erfc}(U)/dU^k\right)_{U = S/\sigma\sqrt{2}} \qquad (27)$$

d'où:

$$J = \int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{erfc}\left(\frac{S+X}{\sigma\sqrt{2}}\right) dp(X) + \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{k!}\right) \left(d^k\mathrm{erfc}(U)/dU^k\right)_{U=S/\sigma\sqrt{2}} \times \int_{-\infty}^{\infty} (X/\sigma\sqrt{2})^k dp(X) \qquad (28)$$

En introduisant les moments d'ordre k de la v.a. X on peut simplifier l'expression:

$$J = \int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{erfc}\left(\frac{S+X}{\sigma\sqrt{2}}\right) dp(X) + \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{k!}\right) \left(d^k\mathrm{erfc}(U)/dU^k\right)_{U=S/\sigma\sqrt{2}} \times \left(M_k/(\sigma\sqrt{2})^k\right) \qquad (29)$$

avec:

$$M_k = \int_{-\infty}^{\infty} X^k p(X)\,dX$$

Le terme $d^k\mathrm{erfc}(U)/dU^k\big|_{U=S/\sigma\sqrt{2}}$ peut être exprimé sous une autre forme:

$$d^k\mathrm{erfc}(U)/dU^k = -d^k\mathrm{erfc}(U)/dU^k = -d^k\left(\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^U \exp(-V^2)dV\right)/dU^k$$

$$= -\frac{2}{\sqrt{\pi}}\, d^{k-1}\exp(-U^2)/dU^{k-1}$$

D'après la formule de Rogriguès [31] qui définit les polynômes d'Hermite $H_n(x)$, on a:

$$H_n(x) = (-1)^n \exp(x^2) d^n \exp(-x^2)/dx^n$$

Il vient donc:

$$d^k \mathrm{erfc}(U)/dU^k = (-1)^k \left(\frac{2}{\sqrt{\pi}}\right) H_{k-1}(U) \exp(-U^2) \tag{30}$$

d'où:

$$J = \mathrm{erfc}(S/\sigma\sqrt{2}) + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp(-S^2/2\sigma^2) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \left(M_k/(\sigma\sqrt{2})^k\right) H_{k-1}(S/\sigma\sqrt{2}) \tag{31}$$

Etant donné que les symboles peuvent prendre des valeurs négatives ou positives avec la même probabilité, la loi de densité de probabilité de l'IIS est symétrique, ce qui fait que les moments d'ordre impairs sont nuls. L'intégrale J devient:

$$J = \mathrm{erfc}(S/\sigma\sqrt{2}) + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp(-S^2/2\sigma^2) \sum_{k=1}^{\infty} (1/2k!) \left(M_{2k}/(\sigma\sqrt{2})^{2k}\right) H_{2k-1}(S/\sigma\sqrt{2}) \tag{32}$$

Ho et Yeh [8] ont donné une équation récursive pour calculer les moments de X. Cette méthode ne peut cependant pas être utilisée pour le QAM à cause des erreurs d'arrondissement introduites dans les calculs numériques. Nous utilisons donc la méthode directe pour le calcul des moments de l'IIS.

Les polynômes d'Hermite sont obtenus par l'équation de récurrence suivante:

$$H_o(x) = 1 \tag{33a}$$

$$H_1(x) = 2x \tag{33b}$$

$$H_n(x) = 2\left(xH_{n-1}(x)-(n-1)H_{n-2}(x)\right) \tag{33c}$$

Pour des questions pratiques de calcul numérique, nous introduisons un nouveau polynôme:

$$G_n(x) = H_n(x)/(n+1)! \tag{34}$$

Ce polynôme est obtenu par l'équation de récurrence suivante:

$$G_o(x) = 1 \tag{35a}$$

$$G_1(x) = x \tag{35b}$$

$$G_n(x) = 2\left(xG_{n-1}(x) - \left((n-1)/n\right)G_{n-2}(x)\right)/(n+1) \tag{35c}$$

En pratique, on doit se contenter d'un nombre fini de termes dans la sommation. L'intégrale J peut donc s'écrire sous forme de trois termes:

$$J = \mathrm{erfc}(S/\sigma\sqrt{2}) + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp(-S^2/2\sigma^2) \sum_{k=1}^{n-1} \left(M_{2k}/(\sigma\sqrt{2})^{2k}\right)G_{2k-1}(S/\sigma\sqrt{2})+R_n \tag{36}$$

Le premier terme n'est que la fonction d'erreur complémentaire et se calcule aisément. Le second nécessite un développement des programmes de calcul numérique. Le dernier terme est un majorant de l'erreur de troncation. En pratique, nous calculerons jusqu'à ce que:

$$\left|R_n\right| < \mu J' \tag{37}$$

où

$$J' = J - R_n \qquad \text{et} \qquad \mu = 10^{-4},\ 10^{-5}$$

II.4 Possibilité d'application aux problèmes d'interférence intersystèmes

Même si les méthodes précédemment décrites ont été mises en oeuvre pour résoudre le problème de l'interférence intersymboles, elles peuvent naturellement s'appliquer à d'autres qui se présentent avec la même formulation. Ainsi, l'étude de l'influence des perturbateurs sur un signal en modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature conduit au calcul d'intégrales de la forme:

$$\int \operatorname{erfc}\left(\frac{A+z}{\sigma\sqrt{2}}\right)p(z)dz \tag{38}$$

où z représente l'effet global à l'entrée du circuit de décision, résultant de la présence des perturbateurs à l'entrée du récepteur. Les méthodes de Ho et Yeh ou de Gauss s'appliquent bien, à condition qu'on arrive à calculer les moments de z.

Des méthodes de bornes qui reviennent à encadrer une intégrale du type (38) sans hypothèses autres qu'un intervalle de variation fini pour z, ont aussi été

appliquées au problème des perturbateurs: c'est le cas des méthodes de Glave [25] et plus récemment de Yao et Tobin [30]. Les méthodes de bornes nécessitent des temps de calculs moins longs que les méthodes exactes, mais les résultats pourraient devenir parfois trop "lâches".

Il convient donc qu'il serait possible d'adapter les méthodes discutées dans ce chapitre pour la suite de nos travaux; il faudra cependant être prudent dans le choix précis de la méthode à utiliser.

CHAPITRE III

INTERFÉRENCE EN MODULATION DE FRÉQUENCE

III.1 Introduction

Nous avons discuté le problème de dégradation de performance d'un système de communication numérique opérant dans un milieu où se présentent des perturbateurs. Ces perturbateurs peuvent être de même type que le signal principal ou d'un type différent. Dans ce chapitre, nous allons examiner le problème dual du précédent, i.e., examiner la dégradation de performance d'un système analogique, principalement en modulation de fréquence, en présence des perturbateurs numériques tout aussi bien qu'analogiques. Dans la littérature scientifique ouverte, on dispose d'une méthode d'analyse des systèmes FDM/FM, proposée par Prabhu et al. [41], très systématique mais applicable seulement à des signaux de bande de base gaussiens, blancs à largeur de bande limitée. Cette méthode est par la suite généralisée par Pontano et al. [42] en soustrayant l'hypothèse gaussienne. Cette méthode, désormais appelée la méthode de Prabhu-Pontano, semble adaptable pour étudier le problème d'interférence que provoque un perturbateur quelconque sur la performance d'un système FM, pourvu que l'on soit capable d'obtenir la densité spectrale de puissance du signal passe-bas équivalent de ce perturbateur. Etant donné l'objectif visé de ce travail, nous allons présenter d'abord l'essentiel de la méthode de Prabhu-Pontano et ensuite quelques idées principales pour déterminer la densité spectrale de puissance des perturbateurs numériques.

III.2 Méthode d'analyse d'interférence en modulation de fréquence

Nous supposons qu'il n'y ait qu'un seul perturbateur i(t) affectant le signal FM principal s(t). Sous forme complexe, on peut les exprimer comme suit:

$$s(t) = \mathrm{Re}\left[z_1(t)\right] = \mathrm{Re}\left[A\exp\left\{j\left[\omega_o t + \theta_m(t) + \phi_o\right]\right\}\right] = \mathrm{Re}\left[Av(t)\exp j\omega_o t\right] \qquad (39)$$

avec

$$v(t) = \exp j\left[\theta_m(t) + \phi_o\right]$$

où $\theta_m(t)$ est le signal de phase associé à la modulation de fréquence et ϕ_o la phase aléatoire initiale:

$$i(t) = \mathrm{Re}\left[z_2(t)\right] = \mathrm{Re}\left[b(t)\exp j\omega_i t\right] \qquad (40)$$

où b(t) est l'équivalent passe-bas du perturbateur et ω_i sa "fréquence" centrale. En général, l'écart de fréquence $\Delta\omega = \omega_i - \omega_o$ peut varier sur une gamme très grande de fréquences, de 0 Hz jusqu'à quelques MHz. Toutefois, la situation est critique seulement pour de faibles valeurs de $\Delta\omega$.

Le démodulateur consiste à déterminer la phase (fréquence) du signal somme:

$$z(t) = s(t) + i(t) = \mathrm{Re}\left\{\left[z_1(t) + z_2(t)\right]\right\}$$

$$= \mathrm{Re}\left[v(t)\exp j\omega_o t + b(t)\exp j\omega_o t\right]$$

$$= \mathrm{Re}\left\{\rho(t)\exp\left[j\omega_o t + \psi(t)\right]\right\} \qquad (41)$$

où $\rho(t)$ est l'amplitude de $z(t)$ et $\phi(t)$ sa phase. $\rho(t)$ et $\phi(t)$ peuvent être déterminées par la méthode d'identification terme par terme. En effet, considérons l'expression:

$$\rho(t)\exp j\left[\omega_o t + \phi(t)\right] = z_1(t) + z_2(t) = z_1(t)\left[1 + \frac{z_2(t)}{z_1(t)}\right]$$

En posant:

$$\hat{\rho}(t)\exp j\phi(t) = 1 + \frac{z_2(t)}{z_1(t)} \tag{42}$$

il vient:

$$\rho(t)\exp j\left[\omega_o t + \psi(t)\right] = A\hat{\rho}(t)\exp j\left[\omega_o t + \theta_m(t) + \phi_o + \phi(t)\right]$$

il s'ensuit immédiatement:

$$\rho(t) = A\hat{\rho}(t)$$

et

$$\psi(t) = \theta_m(t) + \phi_o + \phi(t) \tag{43}$$

Pour déterminer la phase du signal à démoduler, il suffit donc de calculer $\phi(t)$ de (42), en utilisant le logarithme complexe:

$$\mathrm{Ln}\left[1 + \frac{z_2(t)}{z_1(t)}\right] = j\phi(t) + \mathrm{Ln}\ \hat{\rho}(t)$$

ce qui donne:

$$\phi(t) = \mathrm{ImLn}\left[1 + \frac{z_2(t)}{z_1(t)}\right] \tag{44}$$

En général, l'expression (44) se définit avec une ambiguité de $2k\pi$. Cependant, sous l'hypothèse que l'interférence ne soit pas trop forte, i.e.:

$$\left|\frac{z_2(t)}{z_1(t)}\right| < 1$$

la variation de l'argument de $1 + z_2(t)/z_1(t)$ ne dépasse jamais 2π, de sorte que cet argument est parfaitement défini par la branche principale dans le plan complexe. La formule (44) devient donc utile car elle permet d'obtenir $\phi(t)$ à l'aide du développement en série de $\mathrm{Ln}\left[1 + \frac{z_2(t)}{z_1(t)}\right]$.

Sous la condition $|z_2(t)| < |z_1(t)|$, on obtient:

$$\mathrm{Ln}\left[1 + \frac{z_2(t)}{z_1(t)}\right] = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+1}}{m} \left[\frac{z_2(t)}{z_1(t)}\right]^m$$

où

$$\phi(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \phi_m(t) \tag{45}$$

avec

$$\phi_m(t) = \frac{(-1)^{m+1}}{m} \mathrm{Im}\left\{\left[\frac{z_2(t)}{z_1(t)}\right]^m\right\} \tag{46}$$

Nous nous intéressons à la phase $\psi(t)$ définie par (43):

$$\psi(t) = \theta_m(t) + \phi_o + \phi(t)$$

On y constate la présence de la composante principale $\theta_m(t)$ et sa phase initiale ϕ_o en même temps que la présence de $\phi(t)$ provenant du perturbateur. Il est tout à fait naturel d'interpréter physiquement $\phi(t)$ comme "interférence dans la bande de base". Pour analyser quantitativement son effet, on devra calculer la densité spectrale de puissance de $\psi(t)$. Pour ce faire, on examinera d'abord sa fonction d'autocorrélation:

$$R_\psi(\tau) = < [\theta_m(t) + \phi_o + \phi(t)][\theta_m(t+\tau) + \phi_o + \phi(t+\tau)] > \tag{47}$$

où < > indique l'espérance mathématique calculée sur l'ensemble de $\theta_m(t)$, $\phi_o(t)$ et $\phi(t)$. Il vient :

$$R_\psi(\tau) = R_{\theta_m}(\tau) + Var(\phi_o) + R_\phi(\tau) + R_{\theta_m\phi}(\tau) + R_{\phi\theta_m}(\tau) \tag{48}$$

Avant de pouvoir spécifier les termes du membre à droite de (48), développons $\phi(t)$:

$$\phi(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \phi_m(t)$$

avec

$$\phi_m(t) = \frac{(-1)^{m+1}}{m} \operatorname{Im}\{[\frac{z_2(t)}{z_1(t)}]^m\}$$

Soit:

$$[\frac{z_2(t)}{z_1(t)}]^m = \frac{1}{A^m} \{b^m(t)\exp jm\omega_i(t)\exp jx_m(t)]\}$$

où

$$X_m(t) = - m[\omega_o t + \theta_m(t) + \phi_o]$$

En posant:

$$b(t) = \alpha(t)\exp j\beta(t)$$

il vient:

$$\phi_m(t) = K_m\alpha^m(t)\sin\left[m\omega_i(t) + m\beta(t) + X_m(t)\right]$$

avec:

$$K_m = \frac{(-1)^{m+1}}{mA^m}$$

et plus explicitement:

$$\phi_m(t) = K_m\alpha^m(t)\sin\left[m\Delta\omega t + m\beta(t) - m\theta_m(t) - m\phi_o\right] \qquad (49)$$

Finalement, les fonctions $R_{\theta_m\phi}(\tau)$ et $R_{\phi\theta_m}(\tau)$ de (48) contiennent donc des termes de la forme:

$$< \theta_m(t)K_m\alpha^m(t)\sin\left[m\Delta\omega t + m\beta(t) - m\theta_m(t) - m\phi_o\right] > \qquad (50)$$

qui s'annullent en moyennant sur l'ensemble de ϕ_o, m étant non nul ($m > 1$). Alors:

$$R_\psi(\tau) = R_{\theta_m}(\tau) + R_\phi(\tau) + Var(\phi_o)$$

Le terme $Var(\phi_o)$ représente le niveau d.c. à la sortie du démodulateur; il ne joue donc aucun rôle dans l'analyse des interférences. On peut ainsi l'ignorer complètement dans l'expression (48), de sorte que la fonction d'autocorrélation de $\psi(t)$ puisse être réécrite comme:

$$R_{\psi}(\tau) = R_{\theta_m}(\tau) + R_{\phi}(\tau) \tag{51}$$

Cette expression est très importante, car elle nous montre que l'interférence au niveau audio s'isole parfaitement de la composante principale. Pour calculer le rapport signal sur interférence (en phase ou en fréquence), il suffit de calculer $R_{\phi}(\tau)$.

$$\phi(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \phi_m(t)$$

$$R_{\phi}(\tau) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} < \phi_m(t)\phi_n(t+\tau) > \tag{52}$$

$$R_{mn}(\tau) = < \phi_m(t)\phi_n(t+\tau) > \tag{53}$$

Pour faciliter les calculs, au lieu d'utiliser (49), on utilisera la forme complexe pour $\phi_m(t)$:

$$\phi_m(t) = \frac{K_m}{2j} \{b^m(t)\exp[jm\omega_i t]\exp[jx_m(t)] - b^m(t)^*\exp[-jm\omega_i t]\exp[-jx_m(t)]\} \tag{54}$$

il vient:

$$\begin{aligned} R_{mn}(\tau) = -\frac{K_m K_n}{4}\{ & <b^m(t)\exp[jm\omega_i t]\exp[jx_m(t)] \times b^n(t+\tau)\exp[jn\omega_i(t+\tau)]\exp[jx_n(t+\tau)]> \\ & - <b^m(t)\exp[jm\omega_i t]\exp[jx_m(t)] \times b^n(t+\tau)^*\exp[-jn\omega_i(t+\tau)]\exp[-jx_n(t+\tau)]> \\ & - <b^m(t)^*\exp[-jm\omega_i t]\exp[-jx_m(t)]b^m(t+\tau)\exp[jm\omega_i(t+\tau)]\exp[jx_n(t+\tau)]> \\ & + <b^m(t)^*\exp[-jm\omega_i t]\exp[-jx_m(t)]b^n(t+\tau)^*\exp[-jn\omega_i(t+\tau)]\exp[-jx_n(t+\tau)]>\} \end{aligned} \tag{55}$$

Les exponentielles complexes de (55) contiennent les termes:

$$< \exp j(m+n)\phi_o >, \quad < \exp j(m-n)\phi_o > \quad \text{et} \quad < \exp j(-m-n)\phi_o >$$

Ces termes sont tous nuls quand $m \neq n$. Quand $m = n$, l'expression (55) se réduit à:

$$R_{mn}(\tau) = 0 \qquad m \neq n$$

$$R_{mm}(\tau) = \frac{1}{4m^2A^{2m}} \left\{R_{b^m}(\tau)R^*_{v^m}(\tau)\exp\left[jm\Delta\omega\tau\right] + R^*_{b^m}(\tau)R_{v^m}(\tau)\exp\left[-jm\Delta\omega\tau\right]\right\} \qquad (56)$$

où $R_{v^m}(\tau)$ et $R_{b^m}(\tau)$ sont les fonctions d'autocorrélation de $v^m(t)$ et de $b^m(t)$. La densité spectrale de puissance de la composante d'interférence $\phi(t)$ peut maintenant se mettre sous la forme:

$$S_\phi(f) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{4m^2A^{2m}} \left[T_m(f-m\Delta f) + T_m(-f-m\Delta f)\right] \qquad (57)$$

où

$$\Delta f = \Delta\omega/2\pi$$

et

$$T_m(f) = S_{b^m}(f) * S_{v^m}(f) \qquad (58)$$

* étant le produit de convolution et $S_{b^m}(f)$ et $S_{v^m}(f)$ sont les transformées de Fourier de $R_{b^m}(\tau)$ et $R_{v^m}(\tau)$. L'expression (57) sera utilisable pour déterminer l'interférence que provoque un perturbateur à l'entrée du démodulateur. Il faut par contre pouvoir expliciter la densité spectrale de b(t) qui est l'équivalent passe-bas du perturbateur. Ce problème fait sujet du paragraphe suivant.

III.3 Densité spectrale de puissance des signaux numériques

Dans le paragraphe précédent, la méthode de Prabhu-Pontano a été discutée en détail. Elle représente un intérêt remarquable car elle permettra d'analyser l'effet de l'interférence à la sortie d'un démodulateur FM, à condition de connaître soit analytiquement soit numériquement la densité spectrale de puissance du signal passe-bas équivalent du perturbateur. Comme nous nous intéressons dans ce travail à l'effet que provoquent les systèmes numériques, nous arrêterons donc l'étude spectrale aux signaux numériques.

Il est connu que les modulations numériques se représentent dans le plan complexe par des états complexes [43]. Un état complexe caractérisé par une amplitude et une phase, est obtenu par modulation en amplitude de deux porteuses en quadrature suivie d'une addition. Dans les systèmes classiquement utilisés, le message binaire incident est divisé en deux trains binaires et le codage fait correspondre à chacun de ces trains binaires un autre train réel (appelé enveloppe) qui vient moduler l'une des porteuses en quadrature. Soit e(t) l'enveloppe associée aux symboles b_m et s(t) le signal transmis; le message codé complexe est transmis à l'aide de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude, respectivement par sa partie réelle et sa partie imaginaire:

$$s(t) = \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathrm{Re}\{b_n e(t-nT)\}\right]\cos\omega_o t - \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathrm{Im}\{b_m e(t-nT)\}\right]\sin\omega_o t$$

$$= s_c(t)\cos\omega_o t - s_s(t)\sin\omega_o t \qquad (59)$$

l'équivalent passe-bas i(t) de s(t) est défini par:

$$b(t) = s_c(t) + js_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\mathrm{Re}\{b_n e(t-nT)\} + j\mathrm{Im}\{b_n e(t-nT)\}\right]$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n s(t-nT) \tag{60}$$

On a bien:

$$s(t) = \mathrm{Re}\, b(t) e^{j\omega_o t}$$

b(t) représente donc l'enveloppe complexe de s(t) et le spectre $S_s(f)$ de s(t) peut se déduire du spectre de $S_b(f)$ de b(t) par simple translation autour de la fréquence porteuse f_o:

$$S_s(f) = \frac{1}{4} \{S_b(f-f_o) + S_b(-f-f_o)\}$$

La relation (60) nous démontre que le spectre $S_b(f)$ dépend de l'enveloppe e(t), la vitesse de modulation 1/T et le codage qui associe les groupes de bits aux symboles b_n. La fonction d'autocorrélation de b(t) est par définition donnée par:

$$R_b(t,\tau) = E\{b(t)b^*(t+\tau)\} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} E\{b_m b_n^*\} e(t-mT) e^*(t+\tau-nT) \tag{61}$$

Nous supposons que la séquence $\{b_n\}$ est stationnaire au sens large, de moyenne μ_i et d'autocorrélation:

$$R_i(m) = E\{b_n b_{n+m}^*\} \tag{62}$$

il vient alors:

$$R_b(t,\tau) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \phi_i(n-m)e(t-mT)e^*(t+\tau-nT)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \phi_i(k) \sum_{n=-\infty}^{\infty} e(t-nT)e^*(t+\tau-nT-kT) \qquad (63)$$

la deuxième sommation de (63) est périodique de période T. Par conséquent, $R_b(t,\tau)$ est aussi périodique de période T, i.e.:

$$R_b(t,\tau) = R_b(t+T,\tau)$$

De plus, la moyenne $\mu(t)$ de $b(t)$ est:

$$\mu(t) = \mu_i \sum_{n=-\infty}^{\infty} e(t-nT) \qquad (64)$$

qui est aussi périodique de période T. $b(t)$ est donc un processus aléatoire ayant une autocorrélation et une moyenne périodiques. De tels processus sont appelés "<u>processus cyclostationnaire</u>" ou "<u>processus périodiquement stationnaires au sens large</u>". On peut rendre un tel processus stationnaire au sens large en choisissant l'origine du temps aléatoirement entre 0 et T.

Ce processus, rendu stationnaire au sens large, possède maintenant une fonction d'autocorrélation définie par:

$$R_b(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_b(t,\tau)dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_i(k) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} e(t)e^*(t+\tau-kT)dt \qquad (65)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} R_i(k) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2-nT}^{T/2-nT} e(t)e^*(t+\tau-kT)dt \tag{66}$$

L'intégrale (66) peut être interprétée comme la fonction d'autocorrélation temporelle de e(t) définie comme:

$$R_e(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} e(t)e^*(t+\tau)dt \tag{67}$$

ce qui donne:

$$R_b(\tau) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_e(\tau-kT)R_i(k) \tag{68}$$

La densité spectrale de puissance de b(t) devient immédiatement:

$$S_b(f) = F\{R_b(\tau)\} = \frac{1}{T} \left|E(f)\right|^2 S_i(f) \tag{69}$$

où

$$S_i(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_i(k)\exp\left[-j2k\pi fT\right] \tag{70}$$

Cette relation (70) explicite analytiquement la dépendance de la densité spectrale de puissance $S_i(f)$ du signal équivalent passe-bas b(t) en terme de l'enveloppe e(t) et du codage défini par la séquence $\{b_n\}$. Si les symboles consécutifs b_n ne sont pas corrélés, on a:

$$R_i(k) = \begin{cases} \mu_i^2 & k \neq 0 \\ \sigma_i^2+\mu_i^2 & k = 0 \end{cases} \tag{71}$$

où σ_i^2 dénote la variance de chacun des symboles. $S_i(f)$ prend donc la forme:

$$S_i(f) = \sigma_i^2 + \mu_i^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp[-j2k\pi fT] \tag{72}$$

la sommation de (72) n'est rien d'autre qu'une somme des impulsions:

$$S_i(f) = \sigma_i^2 + \frac{\mu_i}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(f - \frac{k}{T}) \tag{73}$$

Par conséquent, $S_b(f)$ devient:

$$S_b(f) = \frac{\sigma_i^2}{T} \left|E(f)\right|^2 + \frac{\mu_i^2}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left|E(\frac{k}{T})\right|^2 \delta(f - \frac{k}{T}) \tag{74}$$

$S_b(f)$ se sépare dans ce cas en deux termes. Le premier correspond à la composante continue parfaitement caractérisée par l'enveloppe e(t). Le deuxième est constitué des raies séparées de 1/T, ayant chacune une puissance proportionnelles à $\left|E(\frac{k}{T})\right|^2$. Notons que ces composantes discrètes disparaitront si la moyenne μ de la séquence $\{b_n\}$ est nulle.

<u>Quelques cas particuliers</u>:

1er cas: l'enveloppe passe-bas est un rectangle de support (0,T). La transformée de Fourier de e(t) est:

$$E(f) = AT \frac{\sin \pi fT}{\pi fT} e^{-j\pi fT}$$

alors:

$$\left|E(f)\right|^2 = (AT)^2 (\frac{\sin \pi fT}{\pi fT})^2$$

Ce spectre est montré à la figure 3.1.b. Nous remarquons qu'il passe par zéro aux valeurs multiples de 1/T et décroît comme l'inverse du carré de f. Comme conséquence, toutes les composantes discrètes sont absentes, excepté à f = 0. Finalement:

$$S_b(f) = \sigma_i^2 A^2 T \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}\right)^2 + A^2 \mu_i^2 \delta(f)$$

Cas 2: l'enveloppe passe-bas e(t) est du type cosinus élevé (fig. 3.2.a), définie par:

$$e(t) = \frac{A}{2}\left[1 + \cos \frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{T}{2}\right)\right] \quad 0 < t < T$$

la transformée de Fourier de cette enveloppe s'écrit:

$$E(f) = \frac{AT}{2} \frac{\sin \pi f T}{\pi f T (1 - f^2 T^2)} e^{-j\pi f T}$$

le carré du module de ce spectre est montré à la figure 3.2.b.

On observe que le spectre s'annulle à des fréquences f = 1/T, k = ±2, ±3,.... Ainsi, la densité spectrale de puissance $S_b(f)$ ne contient que deux raies à f = 0 et f = 1/T. Il est intéressant de noter que le spectre $S_b(f)$ dans ce cas possède le lobe principal plus large que le précédent (1er cas), mais il décroît par contre beaucoup plus rapidement.

Cas 3: nous avons vu que le codage affecte le spectre $S_b(f)$ via la fonction d'autocorrélation $R_i(k)$. Dans cet exemple, nous considérons le cas où le train binaire $\{a_n\}$, sorti de la source d'information, est une suite de

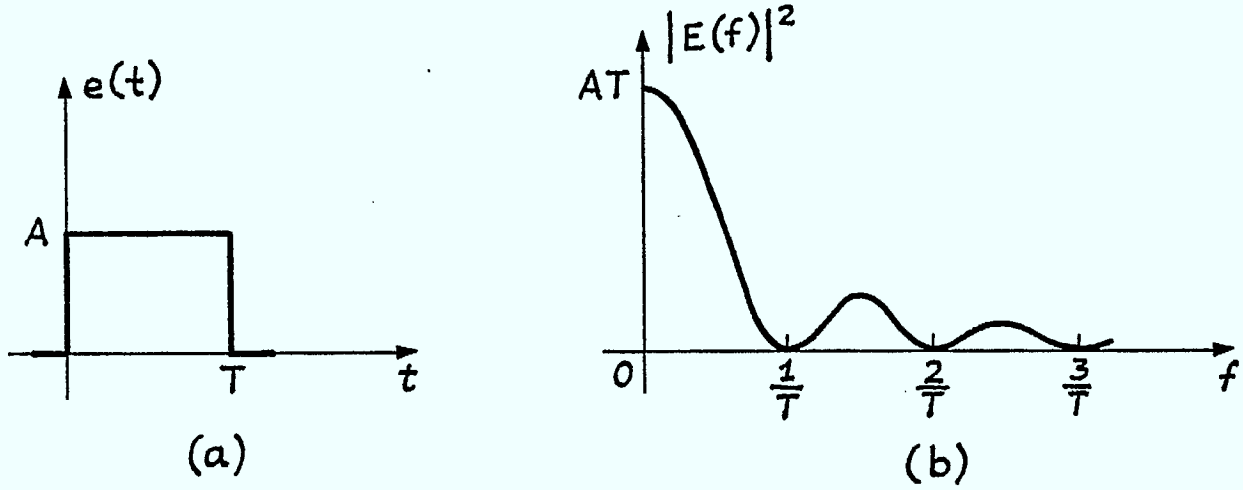


Fig. 3.1

Cas #1 : a) rectangle de support (0,T)
b) spectre de e(t)

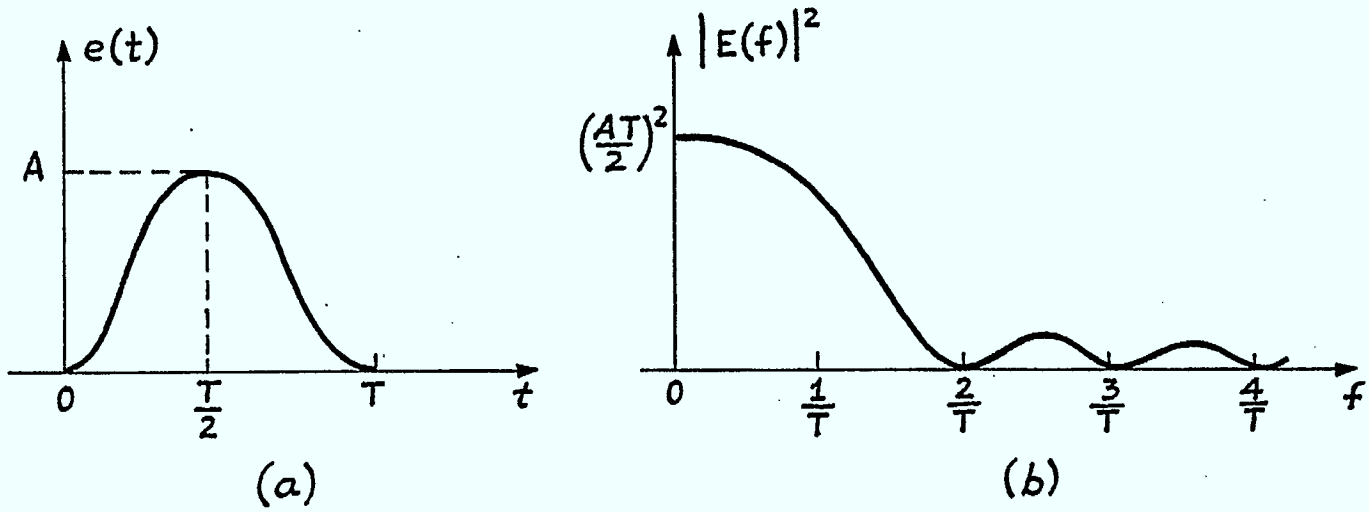


Fig. 3.2

Cas #2 : a) cosinus élevé
b) spectre de e(t)

variables aléatoires non-corrélées, chacune ayant une moyenne nulle et une variance unitaire. Le codage construit la suite $\{b_n\}$ en fonction de $\{a_n\}$:

$$b_n = a_n + a_{n-1}$$

ce qui donne:

$$R_i(k) = E\{b_n b^*_{n+k}\}$$

$$R_i(k) = \begin{cases} 2 & k = 0 \\ 1 & k = \pm 1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

la densité spectrale de puissance de cette séquence $\{b_n\}$, donnée par (70) se réduit à:

$$S_i(f) = 2(1 + \cos 2\pi fT) = 4\cos^2 \pi f$$

et la densité spectrale de puissance de b(f) devient:

$$S_b(f) = \frac{4}{T} \left|E(f)\right|^2 \cos^2 \pi f$$

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné la méthodologie associée au problème d'analyse d'interférence que provoque un perturbateur quelconque sur la performance d'un récepteur FM. Pour ce faire, nous avons repris la méthode Prabhu-Pontano en détail. Cette méthode nous permet d'exprimer la phase du signal à l'entrée du démodulateur en fonction de la phase du signal principal et de l'équivalent passe-bas du perturbateur. Il est intéressant de noter que la composante d'interférence de phase peut être mise en évidence, ce qui est très rare,

et elle est parfaitement non-corrélée avec la composante principale. Pour calculer la puissance de l'interférence au niveau audio, il suffira d'intégrer la densité spectrale de puissance de la composante d'interférence, à la sortie du démodulateur, sur la largeur de bande du filtre passe-bas audio.

L'applicabilité de cette méthode repose sur la connaissance de la densité spectrale de puissance de l'équivalent passe-bas du perturbateur. Dans le cas de modulation en amplitude ou en fréquence, cette densité spectrale se calcule très facilement. Toutefois, quand il s'agit des signaux numériques, les calculs seront un peu plus compliqués car ils dépendent de plusieurs facteurs en même temps: de l'enveloppe passe-bas et du codage de signaux. Nous avons finalement dérivé une méthode explicite qui permet d'obtenir rapidement cette densité spectrale, indispensable pour la suite de notre travail. Pour étudier l'effet des systèmes de communication numérique sur un système FM, on n'aura qu'à appliquer maintenant la méthode de Prabhu-Pontano où la densité spectrale de l'équivalent passe-bas du perturbateur est donnée par (74).

CHAPITRE IV

CONCLUSION

Ce rapport présente une étude de synthèse des travaux publiés dans la littérature scientifique ouverte, dans le but de déterminer quelques méthodes éventuellement applicables aux problèmes d'analyse des phénomènes d'interférence intersystèmes. Ces phénomènes sont très complexes mais ils ne posaient pas de problèmes techniques, car chaque canal disposait d'une largeur de bande plus que suffisante; c'est pour cette raison qu'ils ne présentaient aucun intérêt aux yeux des chercheurs en télécommunications. Depuis quelques années, la congestion spectrale commence à se faire sentir et les canaux se rapprochent de plus en plus. L'interaction entre les systèmes devient sensiblement perceptible et affecte ainsi de manière prépondérante leur performance. Malheureusement, le contexte historique fait que l'on ne dispose pas de résultats connus associés à ces problèmes.

Cette étude nous apprend toutefois qu'un grand nombre de chercheurs se sont intéressés aux problèmes d'interférence intersymboles. Un survol de leurs nombreuses méthodes de calcul de la probabilité d'erreur montre l'extrême diversité des moyens employés. Dans le cas du bruit gaussien additif, il nous semble que les meilleures méthodes à appliquer dans le cas des systèmes numériques sont les méthodes exactes, et en particulier la méthode de Ho et Yeh ou bien la méthode d'intégration de Gauss. L'idée principale de ces méthodes exactes consiste à effectuer le calcul d'une intégrale de forme:

$$\int \operatorname{erfc}\left(\frac{A+z}{\sigma\sqrt{2}}\right)p(z)dz$$

où z représente l'effet global de l'interférence à l'entrée du circuit de décision. Ainsi, la méthode sera applicable à l'analyse de l'interférence intersystèmes si l'on arrive à spécifier z. Les travaux en cours pour déterminer explicitement z montrent des signes encourageants. Parallèlement, nous sommes en train de mettre au point un programme écrit en FORTRAN qui permettra d'appliquer directement la méthode de Ho et Yeh, indépendamment du calcul des moments discutés dans le deuxième chapitre. Nous viserons à contrôler parfaitement la précision numérique, ce qu'aucun auteur n'avait sérieusement discuté dans la littérature. Cette précision sera analysée en fonction des termes à retenir dans la série dont la somme donne la probabilité d'erreur.

Cette formulation due à Ho et Yeh nous aidera ainsi à étudier l'effet d'un perturbateur, que ce soit analogique ou numérique, sur la performance des systèmes numériques du type quadrature; ce modèle de modulation en quadrature couvre un grand nombre de diverses modulations telles PSK binaire, QPSK, MSK et QAM à multi-niveaux. Cette formulation offre donc des perspectives prometteuses.

Quant à l'interférence que provoque un système numérique sur un système FM, après avoir examiné en détail l'ensemble des résultats disponibles, nous nous rendons compte qu'il sera possible de reprendre la méthode de Prabhu-Pontano, méthode proposée pour étudier le comportement d'un système FDM/FM. Cette méthode est développée de manière complète dans le troisième chapitre. Pour pouvoir l'appliquer, il nous faudra connaître la densité spectrale de l'équivalent passe-bas du perturbateur. Cette densité spectrale s'obtient facilement quand le perturbateur est un signal AM ou un signal FM. Par contre, si le perturbateur est

un signal numérique, cette densité devra être calculée d'une autre manière. Nous sommes donc conduits à proposer une méthode de calcul des densités spectrales de puissance des signaux numériquement modulés. Ces densités dépendent de l'enveloppe passe-bas du perturbateur ainsi que du codage des signaux utilisé dans le format de modulation. Quand ces deux facteurs sont connus, la formule (74) nous permet de déterminer précisément le spectre passe-bas équivalent du perturbateur. Cette formule, combinée avec la méthode de Prabhu-Pontano nous permettra certainement d'analyser l'effet de l'interférence due à la présence d'un perturbateur à l'entrée du démodulateur, peu importe la nature de sa source de provenance.

Références

[1] P. Dupuis, A. Joindot, A. Leclert et D. Soufflet, "16-QAM Modulation for High Capacity Digital Radio System", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-27, N° 12, pp. 1771-1782, décembre 1979.

[2] D. Soufflet, A. Joindot, "Etude du comportement d'une modulation numérique à 16 états d'amplitude et de phase (MAQ-16) dans un canal de transmission hertzienne", Annales des télécommunications, Vol. 35, N° 7-8, 1979.

[3] I. Horikaw, T. Marase et Y. Saito, "Design and Performance of a 200 Mbit/s 16-QAM Digital Radio System", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-27, N° 12, pp. 1953-1958, décembre 1979.

[4] V.K. Prabhu, "Cochannel Interference Immunity of High Capacity QAM", 1981 International Conference on Communication, pp. 68.8.1-68.8.4.

[5] A. Walker, "Some Recent Advances in Radio Communications", IEEE Communications Magazine, Vol. 21, N° 5, pp. 51-53, août 1983.

[6] G.R. Welti, "Bandwidth-Efficient Modulation for Multichannel Telephone via Satellite", New Concepts in Multiuser Communication, Kwirzynski, J.K.; Sijthoff et Noordhoff, Alphen aan den Rijn, 1981.

[7] E.Y. Ho et Y.S. Yeh, "A New Approach for Evaluating the Error Probability in the Presence of Intersymbol Interference and Additive Gaussian Noise", The Bell System Technical Journal, Vol. 49, pp. 2249-2265, novembre 1970.

[8] D. Soufflet, "Comportement d'un signal modulé en phase et en amplitude dans un canal de transmission numérique. Applications aux faisceaux hertziens à haut débit", thèse, Université de Rennes, 1978.

[9] C.R. Cahn, "Combined Digital Phase and Amplitude Modulation Communication Systems", IRE Transactions on Communications Systems, Vol. CS-8, N° 3, pp. 150-155, septembre 1960.

[10] C.N. Camoniano et B.G. Glazer, "A Coherent Digital Amplitude and Phase Modulation Scheme", IRE Transactions, pp. 1622-1633, novembre 1961.

[11] V.K. Prabhu, "The Detection Efficiency of 16-Ary Qam", The Bell System Technical Journal, Vol. 59, N° 4, pp. 639-656, avril 1983.

[12] K. Feher, "Digital Communications, Satellite/Earth Station Engineering", Prentice-Hall, Englewood-Cliff, 1983.

[13] F. Amoroso, "Pulse Spectrum Manipulation in the MSK Format", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-15, N° 4, pp. 381-384, mars 1967.

[14] N. Boutin, S. Morisette et L. Dussault, "Optimum Discrete Pulse Shaping in MSK-Type Signals", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-31, N° 11, pp. 1251-1253, novembre 1983.

[15] T. Le-Ngoc, K. Feher et H. Pham Van, "New Modulations Techniques for Low-Cost Power and Bandwidth Efficient Satellite Earth Stations", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-30, N° 1, pp. 275-283, janvier 1982.

[16] I. Korn et Y. Tsang, "Effect of Intersymbol and Quadrature Channel Interference on Error Probability of 16-Ary Offset Quadrature Amplitude Modulation with Sinusoidal and Rectangular Shaping", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-31, N° 2, pp. 264-269, février 1983.

[17] H.L. Van Trees, "Detection, Estimation and Modulation Theory Part I", John Wiley and Sons, New York, 1968.

[18] J.G. Proaskis, "Advances in Equalization for Intersymbol Interference", Advance in Communications Systems, Vol. 4, pp. 123-198, Academic Press, New York, 1975.

[19] M. Joindot, "Synthèse bibliographique sur les méthodes de calcul de la probabilité d'erreur en présence d'interférence intersymboles dans un système de transmission numérique", Note Technique du CNET Lannion, mai 1979.

[20] S. Benedetto, G. de Vincentiis et A. Luvison, "Error Probability in the Presence of Intersymbol Interference and Additive Noise for Multilevel Digital Signal", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-21, N° 3, pp. 181-190, mars 1981.

[21] O. Shimbo, M. Celebiler, "The Probability of Error Due to Intersymbol Interference and Gaussian Noise in Digital Communication Systems", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-19, N° 4, pp. 113-119, avril 1971.

[22] F.S. Hill Jr., "The Computation of Error Probability for Digital Transmission", The Bell System Technical Journal, Vol. 47, pp. 2055-207, juillet-août 1971.

[23] B.R. Saltzberg, "Intersymbol Interference Error Bounds with Application to Ideal Bandlimited Signaling", IEEE Transactions on Information Theory, pp. 563-568, juillet 1968.

[24] V.K. Prabhu, "Some Considerations on Error Bounds in Digital Systems", The Bell System Technical Journal, Vol. 47, pp. 3127-3151, décembre 1971.

[25] F.E. Glave, "An Upper Bound for the Probability of Error due to Intersymbol Interference for Correlated Digital Signals", IEEE Transactions on Information Theory, pp. 356-363, mai 1972.

[26] J.W. Mathews, "Sharp Error Bounds for Intersymbol Interference", IEEE, Transactions on Information Theory, pp. 440-447, juillet 1973.

[27] P. McLane, "Lower Bounds for Finite Intersymbol Interférence Error Rates", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-22, N° 6, pp. 853-857, juin 1974.

[28] Y.C. Jenq, B. Liu et J.B. Thomas, "Probability of Error in PAM Systems with Intersymbol Interference and Additive Noise", IEEE Transactions on Communications, pp. 575-582, septembre 1977.

[29] I. Korn, "Probability of Error in Digital Communication System in the Presence of Intersymbol Interference and Dependent Symbols", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-22, N° 9, pp. 663-668, septembre 1974.

[30] A. Milewski, "New Simple and Efficient Bounds on the Probability of Error in the Presence of Intersymbol and Gaussian Noise", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-25, N° 10, pp. 1218-1222, octobre 1977.

[31] K. Yao et R.M. Tobin, "Moment Space Upper and Lower Error Bounds for Digital Systems with Intersymbol Interference", IEEE Transactions on Information Theory, pp. 65-74, janvier 1976.

[32] M. Abramowitz et I.A. Stegun, "Handbook of Mathematical Functions", Dover, New York, 1970.

[33] A. Papoulis, "Probability, Random Variables and Stochastic Processes", McGraw-Hill, New York, 1965.

[34] W.H. Beyer, "CRC Standard Mathematical Tables", CRC Press, Boca Raton, 1981.

[35] O. Macchi, "Le filtrage adaptatif en télécommunications", Annales des Télécommunications, Vol. 36, N° 11-12, pp. 615-625, 1981.

[36] K. Geher et S. Osita, "Combined Effect of the Carrier Recovery and Symbol Timing Recovery Error on the Pe Performance of QPR and Offset QPR Systems", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-30, N° 1, décembre 1982.

[37] Y.C. Jenq, B. Liu et J.B. Thomas, "Threshold Effect on Error for Multilevel Digital Signal", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-28, N° 7, pp. 1047-1052, juillet 1980.

[38] G. Cox, J. Tobias et H. Perkins, "Pascal 8000 Reference Manual Version 2.0", Australian Atomic Energy Commission, 1980.

[39] A.V. Oppenheim et R. Schafer, "Digital Signal Processing", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1975.

[40] E.Y. Ho et Y.S. Yeh, "Error Probability of a Multilevel Digital System with Intersymbol Interference and Gaussian Noise", The Bell System Technical Journal, Vol. 50, pp. 1017-1023, mars 1971.

[41] V.K. Prabhu et al., "Interchannel Interference Considerations in Angle-Modulated Systems", BSTJ, septembre 1969.

[42] B.A. Pontano et al., "Interference into Angle-Modulated Systems Carrying Multichannel Telephony Signals", IEEE, Trans. Com., juin 1973.

[43] J.M. Wozencraft et al., "Principles of Communication Engineering", Wiley, 1965.

[44] R. Hamer, "Radio-Frequency Interference in Multichannel Telephony FM Radio Systems", Proc. IEE, London, janvier 1961.

[45] S. Prasanna et al., "Interference between FM Carriers and a Digitally Modulated SCPC Circuit", IEEE Trans. AES, juillet 1977.

[46] H.T. Huynh et al., "Etude de l'intermodulation intercanal MF en radio-mobile, Phase I: Analyse spectrale", rapport présenté au Ministère des communications, Ottawa, contrat OSU82-00243, mars 1983.

[47] H.T. Huynh et al., "Etude de l'intermodulation intercanal MF en radio-mobile, Phase II: Calcul du rapport signal à intermodulation", rapport présenté au Ministère des communications, Ottawa, contrat OST-00086, mars 1984.

[48] B.S. Bosik, "The spectral density of a coded digital signal", BSTJ, avril 1972.

[49] G.L. Cariolaro et al., "Correlation and spectral properties of multilevel (M,N) coded digital signals with application to pseudoternary (4,3) codes", Alta Frequenza, janvier 1974.

[50] G.L. Cariola et al., "Spectra of block coded digital signals", IEEE, Trans. Com., octobre 1974.

[51] A.L. Knoll, "Spectrum analysis of digital magnetic recording waveforms", IEEE, Trans. Electron. Computers, décembre 1967.

[52] G.V. Konovalov, "Complex pulsed random processes", Radio Engineering and Elect. Physics, juillet 1976.

[53] H. Yasuda et al., "Direct calculation method for power spectra of pulse sequences by means of transition probability matrices", Electron. Commun. Jap., novembre 1970.

[54] H. Yasuda et al., "Calculation of power spectra of pulse sequences by transition probability matrices", Electron. Commun. Jap., octobre 1971.

[55] H. Yasuda et al., "Calculation of autocorrelation function and entropy of pulse sequences by means of transition probability matrices", Electron. Commun. Jap., octobre 1971.

CACC / CCAC
87481

QUEEN TK 7876 .H89414 1984
Huynh, Huu Tue
Étude des défauts systéma

DATE DUE
DATE DE RETOUR

LOWE-MARTIN No. 1137