

10/95
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT : *D'Electronique*

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Simulation, conception des systemes
de communication numeriques et
evaluation*

Proposé par :

M^r. B. DERRAS

Etudié par :

*M. Guellai
S. Bellag*

Dirigé par :

M^r. B. DERRAS

PROMOTION

juillet 95



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

Département d' ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

Intitulé:

***SIMULATION, CONCEPTION ET EVALUATION
DES SYSTEMES DE COMMUNICATION
NUMERIQUES***

Proposé et Dirigé par:

M^r B.DERRAS

Etudié par:

*GUELLAI Mustapha
et
BELLAG Slimane*

PROMOTION : Juin 1995

REMERCIEMENTS

Nous exprimons nos profonds remerciements à tous ceux qui ont contribué à notre formation, en particulier, Monsieur B.DERRAS qui a proposé et dirigé cette étude. Nous tenons à lui exprimer notre vive reconnaissance pour son aide qu'il n'a cessé de nous prodiguer tout au long de ce travail.

SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction	1
Chapitre I:Eléments de base d'un système de communication numérique	3
1.1 La source d'information	3
1.2 Codage de source	3
1.3 Codage de canal	4
1.4 Modulation numérique	4
1.5 Mesure de l'information	4
1.6 Théorème du codage de source	4
1.7 Capacité du canal	5
1.8 Théorème de codage du canal	5
1.9 Théorème de la capacité d'un canal	5
Chapitre II : Transmission numérique en bande de base	7
2.1 Introduction	7
2.2 Codage de ligne	7
2.2.1 Critères de sélection d'un code de ligne	7
2.2.2 Quelques codes de ligne	8
2.3 Interférence entre symboles	10
2.4 Mise en forme des impulsions	11
2.4.1 Théorème de NYQUIST	11
2.4.2 Critère de NYQUIST	11
2.5 Diagramme en oeil	14
2.6 Codage à réponse partielle	14
2.7 Filtres d'émission et de réception optimaux	16
2.8 Transmission M-aire en bande de base	18
2.9 Multiplexage temporel	18
2.10 Egalisation	18
2.10.1 Egaliseur transversal	19
2.10.2 Egaliseur adaptatif	20
2.11 Recouvrement d'horloge	21
Chapitre III : Transmission numérique en bande transposée	22
3.1 Introduction	22
3.2 Modulations numériques binaires cohérentes	23
3.2.1 ASK binaire cohérente	23
3.2.2 PSK binaire cohérente	24
3.2.3 FSK binaire cohérente	26
3.3 Modulations numériques binaires non cohérentes	28
3.3.1 ASK binaire non cohérente	28
3.3.2 FSK binaire non cohérente	29
3.3.3 PSK différentielle (DPSK)	30
3.4 Propriétés spectrales des différents types de modulation numériques	31
3.5 Comparaison des systèmes de modulation numériques	32
3.5.1 Largeur de bande de fréquence	33
3.5.2 Puissance exigée	33
3.5.3 Immunité contre les imperfections du canal	33

3.5.4 Complexité d'équipement.	33
Chapitre IV : Evaluation des performances d'un système de communication numérique	34
4.1 Les paramètres d'évaluation des performances de l'équipement de transmission numérique	34
4.2 Evaluation de la qualité d'une liaison en service	34
4.3 Evaluation de la probabilité d'erreur (P_e)	35
4.3.1 Génération d'une séquence binaire pseudo-aléatoire	35
4.3.2 Evaluation de la probabilité d'erreur d'un équipement de transmission numérique	35
4.3.3 Evaluation et surveillance de la P_e en service	36
4.3.3.1 Méthode à redondance du signal	36
4.3.3.2 Méthodes pseudo-erreurs	36
Chapitre V : Simulation Résultats & Interprétations	38
5.1 Introduction	38
5.2 Modèles d'études	38
5.3 Modèle du canal	38
5.4 Génération des signaux	40
5.4.1 Génération des signaux déterministes	40
5.4.2 Génération des signaux aléatoires	40
5.5 Interprétation des résultats	41
Conclusion	63
ANNEXE A	65
ANNEXE B	66
ANNEXE C	67
REFERENCES	

Abréviations & Symboles

- ASK:** Amplitude Shift Keying (modulation par déplacement d'amplitude).
- BBGA:** Bruit Blanc Gaussien Additif.
- CCIR:** Comité Consultatif International des Radio Communications
- CCITT:** Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique
- erfc(u):** fonction d'erreur complémentaire.
- E_b:** énergie du signal émis par bit.
- f_c:** fréquence de la porteuse.
- W_c:** pulsation de la porteuse.
- F.P.B:** filtre passe bande.
- FSK:** Frequency Shift Keying (modulation par déplacement de fréquence).
- H_t(f):** réponse fréquentielle du filtre d'émission.
- H_r(f):** réponse fréquentielle du filtre de réception.
- H_c(f):** réponse fréquentielle du canal.
- ISI:** Intersymbol Interference (interférence entre symboles).
- n :** puissance (ou variance) du bruit.
- No/2:** densité spectrale de puissance du bruit.
- Pe:** probabilité d'erreur.
- PSK:** Phase Shift Keying (modulation par déplacement de phase).
- Q(u):** fonction de Gausse complémentaire.
- r_b:** débit binaire.
- SBPA:** Séquence Binaire Pseudo-aléatoire.
- S/N:** rapport signal sur bruit.

INTRODUCTION

Le réseau mondial des télécommunications est en cours de l'évolution vers la numérisation, et ceci grâce aux avantages des techniques numériques; on cite par exemple:

- la grande reproductibilité;
- la souplesse: car les nécessités classiques de réglage en fabrication durant la vie du matériel n'existe plus;
- le niveau de qualité élevé;
- les possibilités de fonctions nouvelles, comme le filtrage adaptatif par exemple;
- la possibilité de multiplexage de plusieurs signaux de natures différentes(audio, video, données...etc).

La simulation joue un rôle important dans la conception, l'analyse et même l'implémentation matérielle de ces systèmes. Il existe plusieurs raisons pour ceci:

- une disponibilité assez large des ordinateurs très puissants à nos jours;
- les efforts considérables qui sont donnés durant la décennie passée au développement des outils d'analyse et de conception assistée par ordinateur (CAO), qui sont applicables aux systèmes de communication numériques;

-quelques niveaux d'analyse ne sont pas faisables avec les outils mathématiques traditionnels, surtout qu'on est en face d'un modèle de canal et d'un système complexes;

-il est très facile de passer d'un modèle de simulation d'un système à son implémentation matérielle, et pour cela la distinction entre un modèle de simulation, et un prototype d'un système donné devient minimale, d'où l'intérêt économique de la simulation qui réduit considérablement le temps et le coût de réalisation d'un système, et qui se prête plus facilement à la correction et à l'amélioration qu'un prototype.

Ainsi ce projet a comme but l'élaboration d'un programme qui simule le fonctionnement, et estime les performances d'un modèle d'un système de communication numérique.

Dans le chapitre I on décrit les éléments de base d'un système de communication numérique, et le rôle de chaque élément. Le chapitre II est consacré à l'étude d'un système de transmission numérique en bande de base, dont lequel on décrit les opérations de traitement de signal effectuées par quelques

blocs fonctionnels dans le système de transmission et les problèmes associés tel que l'interférence entre symboles, et les variations des caractéristiques du canal de transmission, et comment éliminer ou affaiblir les effets de ces problèmes par la conception des filtres d'émission et de réception adéquats, et l'implémentation d'un égaliseur dans le récepteur. le chapitre III est consacré à l'étude d'une transmission numérique en bande transposée, où on présente quelques types de modulations numériques habituellement utilisées, les performances de chaque type, et son domaine d'application dans la pratique. Le chapitre IV montre les critères d'évaluation importants d'un système de communication numérique, et la méthode de calcul de chaque critère.

Enfin dans le chapitre V on présente le modèle de simulation du programme élaboré, les résultats de simulation et l'interprétation de ces résultats. On termine ce travail par une conclusion qui présente le degré de validité des résultats obtenus.

Le langage de programmation utilisé pour la simulation est le Turbo Pascal 7.0.

CHAPITRE I

ELEMENTS DE BASE D'UN SYSTEME DE COMMUNICATION NUMERIQUE

Il s'agit dans ce paragraphe d'examiner les différents éléments qui figurent dans un schéma typique d'un système de communication numérique.

Le schéma de base d'un système de communication numérique peut être représenté par la figure 1.1 ci-dessous:

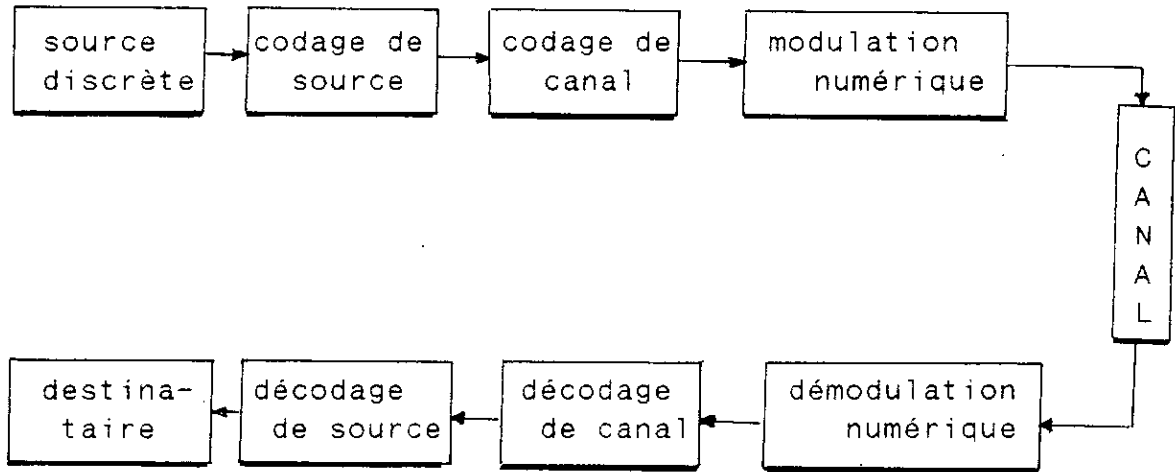


Figure 1.1 Schéma d'un système de communication numérique typique

1.1 LA SOURCE D'INFORMATION

La source d'information est une donnée du problème de transmission, son modèle est une source numérique (par nature ou numérisée à partir d'une source analogique) délivrant des symboles qui prennent leurs valeurs dans un alphabet fini. L'alphabet contient souvent deux éléments, notés par convention "0" et "1" (source binaire), plus généralement, il contient M éléments (source M-aire). La suite des symboles délivrés par la source constitue le message numérique à transmettre. Une source réelle est caractérisée par un débit alphabétique exprimé en nombre de symboles par seconde et un débit d'information exprimé en shannons par seconde (ou bit/s), sa modélisation pour une analyse générale est nécessairement basée sur un modèle universel simple. Le modèle retenu est une source idéale stationnaire qui délivre des symboles indépendants équiprobables.

Ce choix dicté par la théorie de l'information est le plus efficace; la quantité d'information portée en moyenne par chaque symbole est maximale[20].

1.2 CODAGE DE SOURCE

Si la source numérique (ou numérisée) a des caractéristiques

trop éloignées de celles de la source idéale, on ôte le maximum de redondance du message numérique par un codage approprié qu'on appelle codage de source.

1.3 CODAGE DE CANAL

Afin de résister aux perturbations du canal on introduit une certaine redondance par l'apport de certains bits de contrôle pour indiquer au destinataire la présence d'erreurs et même de lui donner la possibilité de les corriger, on parle de codes détecteurs et/ou correcteurs d'erreurs.

1.4 MODULATION NUMERIQUE

Cette opération a pour but de transformer le signal numérique en bande de base issu du codeur en un signal numérique passe bande de façon à le transmettre sur un canal passe bande.

De nombreux types de modulations sont utilisés mais le plus souvent on utilise ASK,FSK,PSK et leurs variantes. Le choix d'un certain type résulte d'un compromis entre:

1. la résistance aux distorsions et perturbations;
2. l'occupation spectrale;
3. la simplicité de réalisation.

1.5 MESURE DE L'INFORMATION

Considérons une source S discrète sans mémoire générant M symboles d'un alphabet $\{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$. Ces symboles sont supposés indépendants et de probabilités P_k , $k=0, 1, \dots, M-1$ tel que:

$$\sum_{k=0}^{M-1} P_k = 1$$

On définit la quantité d'information obtenue lors de la réalisation d'un symbole s_k par:

$$i(s_k) = \log_2(1/P_k) \quad [\text{bit}]$$

On définit l'entropie de la source par:

$$H(s) = E[i(s_k)] = \sum_{k=0}^{M-1} P_k \log_2\left(\frac{1}{P_k}\right) \quad [\text{bit/symbole}]$$

1.6 THEOREME DU CODAGE DE SOURCE (THEOREME DE SHANNON)

La longueur moyenne des mots-codes utilisée pour coder les symboles de la source est donnée par[20]:

$$\bar{L} \geq \frac{H(s)}{\log_2 D} = \bar{L}_{\min}$$

où D est le nombre d'éléments de l'alphabet du code c'est à dire que l'information moyenne par lettre $H(s)/\bar{L}$ de l'alphabet

du code ne peut dépasser la valeur maximale de l'entropie de l'alphabet du code $\log_2 D$. De ce fait on définit l'efficacité du code par:

$$\eta = \frac{\bar{L}_{\min}}{L} \leq 1$$

1.7 CAPACITE DU CANAL [20]

Soient

$[X] = [x_1, x_2, \dots, x_n]$

$[Y] = [y_1, y_2, \dots, y_n]$

les alphabets de l'entrée et de la sortie du canal.

L'information mutuelle du canal est définie par:



$$I(X, Y) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m P(x_i, y_j) \log_2 \left[\frac{P(y_j/x_i)}{P(y_j)} \right] \quad [\text{bits}]$$

avec: $p(y_j/x_i)$ est la probabilité de transition.

On définit la capacité du canal comme la valeur maximale de l'information mutuelle où la maximisation porte sur l'ensemble des probabilités $p(x_i)$

$$C = \max_{\{p(x_i)\}} I(X, Y) \quad [\text{bit/s}]$$

1.8 THEOREME DE CODAGE DU CANAL [16]

Soit une source discrète sans mémoire avec une entropie $H(S)$ générant un symbole chaque T_s seconde, et soit un canal discret sans mémoire ayant une capacité C utilisé chaque T_c seconde, alors si:

$$\frac{H(S)}{T_s} \leq \frac{C}{T_c}$$

il existe un code pour lequel la sortie de la source peut être transmise à travers ce canal et reconstituée à la réception avec une probabilité d'erreur aussi petite qu'on veut sinon un tel code ne peut être trouvé. Ce théorème montre que la capacité du canal est une limite sur le taux de débit d'information avec une erreur nulle.

1.9 THEOREME DE LA CAPACITE D'UN CANAL [16]

La capacité du canal ayant une bande B (Hz) perturbé par un bruit blanc gaussien additif de densité spectrale de

puissance $N_0/2$ et d'une bande $B(\text{Hz})$ est donnée par:

$$C = B \log_2(1 + P/N_0 B) \quad [\text{bits/s}]$$

avec P = la puissance moyenne de transmission.

Conclusion

Ce chapitre décrit les principaux éléments d'un système de communication numérique typique (source d'information, codeur et décodeur de source et de canal, modulateur, et démodulateur), ainsi que certains outils mathématiques fondamentaux de la théorie de la communication concernant la mesure de l'information, le codage de source, le codage et la capacité du canal présentées d'une manière brève.

CHAPITRE 2

TRANSMISSION EN BANDE DE BASE

2.1 INTRODUCTION

La transformation du message numérique en un train d'impulsions électriques binaires ou M-aire pour effectuer la transmission permet d'obtenir un signal dont la densité spectrale de puissance, est généralement concentrée autour de la fréquence zéro d'où la possibilité de son utilisation, en tant que signal émis, sur les canaux de types passe bas. On parle alors de transmission numérique en bande de base.

En général la transmission à bande de base est utilisée pour les communications locales ou les communications point à point (sans faisceaux hertzien).

2.2 CODAGE DE LIGNE (MODE DE TRANSMISSION)

Afin de transmettre l'information digitale sur des supports physiques tels que lignes bifilaires, câbles coaxiaux..., en évitant les interférences entre symboles dues aux caractéristiques non idéales du canal, on choisit une forme convenable pour les impulsions représentant cette information. Une telle forme ainsi que la manière de sa représentation est appelée codage de ligne.

2.2.1 CRITERES DE SELECTION D'UN CODE DE LIGNE

Afin de satisfaire les exigences d'une transmission efficace il est souhaitable d'avoir un code de ligne avec les propriétés suivantes:

- 1- avoir une densité spectrale adaptée au canal avec atténuation des composantes fréquentielles basses et une composante continue nulle à cause des transformateurs dans les postes de régénération et les amplificateurs de lignes qui coupent les très basses fréquences;
- 2- possibilité d'extraire une information sur l'horloge du signal surtout dans le cas de longue séquences de "1" ou de "0";
- 3- possibilité de détection des erreurs;
- 4- efficacité: pour une bande de fréquence et une puissance donnée il doit présenter la plus grande immunité contre le bruit et les ISI;
- 5- transparence: c'est à dire que les impulsions formées par le code doivent être visibles.

2.2.2 QUELQUES CODES DE LIGNE

1. Le code unipolaire (ON-OFF):

C'est un code à deux niveaux 0 et a sa règle de codage s'exprime par:

$$a_k = \begin{cases} a & \text{si } k^{\text{ième}} \text{ bit}=1 \\ 0 & \text{si } k^{\text{ième}} \text{ bit}=0 \end{cases}$$

La densité spectrale de puissance du signal on-off utilisant l'impulsion rectangulaire de durée Tb comme impulsion de base est donnée par[21]:

$$S_x(f) = \frac{a^2 T_b}{4} \text{sinc}^2(f T_b) + \frac{a^2}{4} \delta(f) \quad (2.1)$$

avec

$$\text{sinc}(\lambda) = \frac{\sin(\pi \lambda)}{\pi \lambda}$$

malgré la simplicité de ce code il présente des inconvénients comme:

- Présence d'une composante continue à f=0;
- Faible résistance aux ISI;
- Problème de synchronisation : en effet, une succession de bits de même nature se traduit par un niveau continu donc absence de transitions d'où la perte de l'information de synchronisation

2. Le code polaire:

C'est un code à deux niveaux +a et -a sa règle de codage est donnée par:

$$a_k = \begin{cases} + a & \text{si le } k^{\text{ième}} \text{ bit}=1 \\ - a & \text{si le } k^{\text{ième}} \text{ bit}=0 \end{cases}$$

La densité spectrale du signal polaire est donnée par[7]:

$$S_x(f) = a^2 \cdot T_b \cdot \text{sinc}^2(f \cdot T_b) \quad (2.2)$$

pour un signal rectangulaire de durée Tb comme impulsion de base.

Son avantage: utilisation très large avant les opérations de modulation digitale, mais la concentration de la puissance transmise au voisinage de zéro le rend mal adapté à la transmission en bande de base car les transformateurs et les amplificateurs réparties le long de la ligne coupent les très basses fréquences. Il faut introduire des transitions supplémentaires (des fréquence élevées) c'est le cas du code bipolaire. Il pose aussi un problème de synchronisation.

3. Le code bipolaire:

C'est un code à trois niveaux -a, 0, +a sa règle de codage

est donnée par:

$$a_k = \begin{cases} +a \text{ ou } -a \text{ alternativement si le } k^{\text{ième}} \text{ bit} = 1 \\ 0 \text{ si le } k^{\text{ième}} \text{ bit} = 0 \end{cases}$$

La densité spectrale du signal bipolaire est donnée par[7]:

$$S_x(f) = a^2 T_b \cdot \text{sinc}^2(f \cdot T_b) \sin^2(\pi f \cdot T_b) \quad (2.3)$$

Il présente les avantages suivants:

- possibilité de détecter les erreurs à la réception grâce à l'alternance de polarité;
 - absence de la composante continue;
- et les inconvénients suivants:
- perte de l'information de synchronisation pour une longue séquence de zéro.

Remarque:

Dans les formats précédents si l'impulsion occupe une fraction de la période entière on parle de format de type retour à zéro "RZ" et du format de type non retour à zéro "NRZ" si l'impulsion occupe la période entière.

4. Le code Manchester:

Sa règle de codage est la suivante:

$$a_k = \begin{cases} g(t) \text{ si le } k^{\text{ième}} \text{ bit} = 1 \\ -g(t) \text{ si le } k^{\text{ième}} \text{ bit} = 0 \end{cases}$$

avec

$$g(t) = \begin{cases} a \text{ si } 0 \leq t \leq T_b/2 \\ -a \text{ si } T_b/2 \leq t \leq T_b \end{cases}$$

Son avantage majeur c'est d'assurer une transition pour chaque bit ce qui donne la possibilité d'extraire l'horloge facilement.

Son inconvénient le plus important est la bande nécessaire pour un débit donné (le double comparé au bipolaire par exemple).

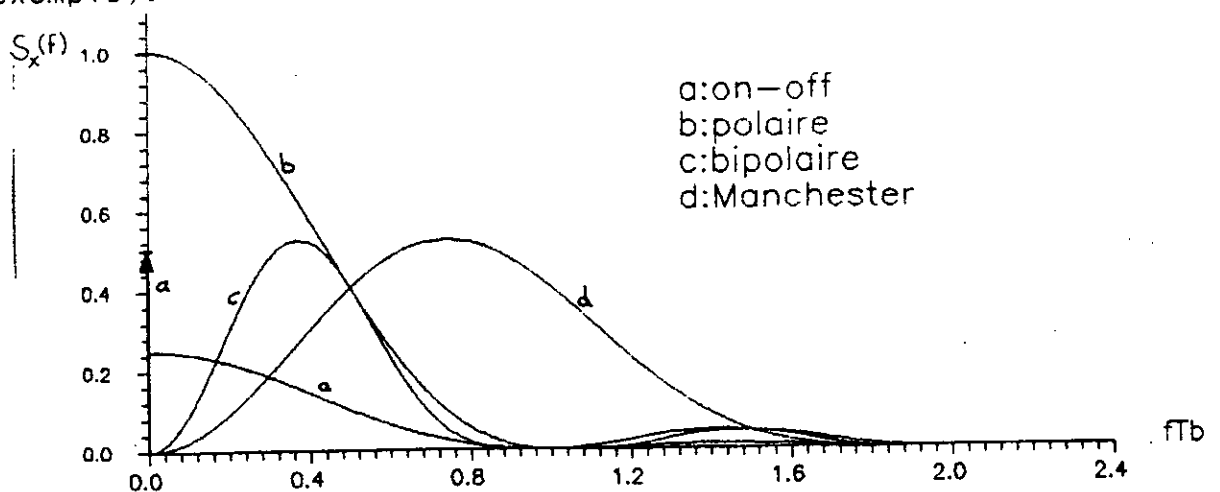


Figure 2.1 Densité spectrale de puissance des différents formats ($a=1, T_b=1s$)

Sa densité spectrale de puissance est donnée par[7]:

$$S_x(f) = a^2 \cdot T_b \cdot \text{sinc}^2\left(\frac{1}{2} f \cdot T_b\right) \cdot \sin^2\left(\frac{1}{2} \pi \cdot f \cdot T_b\right) \quad (2.4)$$

2.3 INTERFERENCE ENTRE SYMBOLES

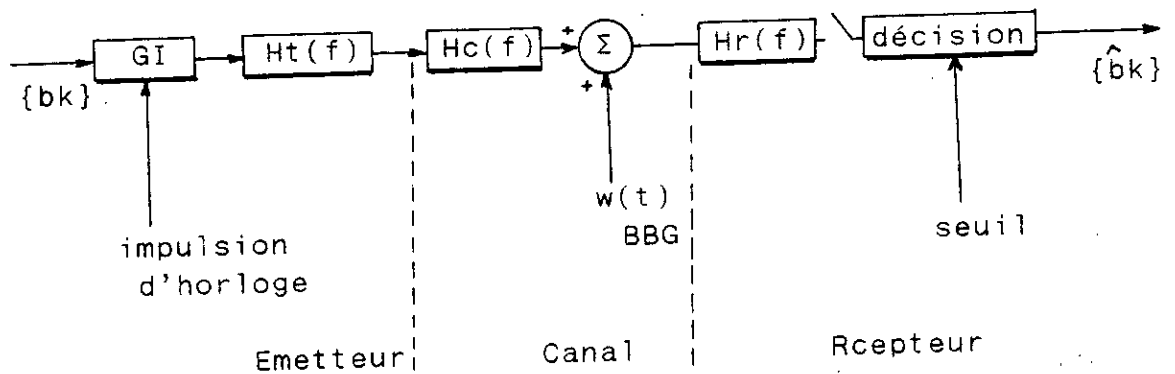


Figure 2.2 système de transmission de données en bande de base

GI : générateur d'impulsions

Ht(f): filtre d'émission

Hc(f): ligne de transmission

Hr(f): filtre de réception

Le signal d'entrée est une séquence d'information binaire {bk} avec une durée de bit T_b , appliqué au générateur d'impulsion on obtient:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k v(t-k \cdot T_b) \quad (2.5)$$

avec $v(t)$ comme impulsion de base et $v(0)=1$ et les coefficients a_k dépendent de l'information d'entrée et du format utilisé.

Le signal $x(t)$ est appliqué au filtre d'émission puis modifié par l'influence du canal en particulier sa dispersion.

A la réception le signal issu du canal passe à travers le filtre de réception.

et on obtient:

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k p(t-t_d-k \cdot T_b) + n(t) \quad (2.6)$$

$$A_k = K a_k$$

où K est un facteur de normalisation et $p(0)=1$.

t_d : est un retard et $n(t)$ le bruit filtré et l'impulsion

$k_p(t)$ est la réponse produite par le système

$H(f) = H_t(f)H_c(f)H_r(f)$ lorsqu'il est excité par $v(t)$. où $P(f)$

et $V(f)$ sont les transformées de Fourier de $p(t)$ et $v(t)$ respectivement. La sortie $y(t)$ est échantillonnée en synchronisation avec l'émetteur à des instants $t_m = m.T_b + t_d$

$$y(mT_b + t_d) = A_m + \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k p(mT_b - kT_b) + w(mT_b + t_d) \quad (k \neq m) \quad (2.6) \text{ bis}$$

puis l'amplitude de chaque échantillon est comparé à un seuil, et une décision est faite en faveur du symbole correspondant. Dans l'équation (2.6) bis le terme $Ka_m = A_m$ représente le $m^{\text{ième}}$ bit transmis, le deuxième terme représente l'effet de tous les bits transmis sur le $m^{\text{ième}}$ bit qu'on appelle interférence entre symboles (ISI). Le dernier terme représente l'échantillon du bruit à l'instant t_m . En absence des deux derniers termes

$$y(t_m) = A_m$$

ce qui permet de retrouver correctement le $m^{\text{ième}}$ bit. Dans cette section on considère l'effet des ISI seul. Plus loin nous verrons leurs effets combinés avec le bruit.

2.4 MISE EN FORME DES IMPULSIONS

2.4.1 THEOREME DE NYQUIST

Ce théorème affirme qu'à travers un canal idéal (équivalent à un filtre passe bas idéal) de fréquence de coupure B , on peut transmettre sans interférence entre symboles un débit $R_b \leq 2B$ symboles/seconde.

2.4.2 CRITERE DE NYQUIST

Pour éviter les interférences entre symboles, il faut qu'aux instants d'échantillonnage seule l'impulsion considérée est prise en compte, les autres impulsions doivent s'annuler. Cette condition s'exprime par:

$$P(mT_b - kT_b) = \begin{cases} 1 & \text{si } m=k \\ 0 & \text{si } m \neq k \end{cases} \quad (2.8)$$

dans le domaine fréquentiel ceci donne [7]

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} P(f - n.R_b) = T_b \quad (2.9)$$

avec $R_b = 1/T_b$

Solution idéale et irréalisme du premier critère de NYQUIST

On obtient des ISI nulles en prenant des impulsions satisfaisant (2.8) ou (2.9).

Une solution idéale au premier critère de NYQUIST à bande minimale $B_0 = R_b/2$ qui satisfait (2.9) est donnée par:

$$P(f) = \frac{1}{2B_0} \text{rect}\left(\frac{f}{2B_0}\right) \quad (2.10)$$

qui donne

$$p(t) = \frac{\sin(2\pi B_0 \cdot t)}{2\pi B_0 \cdot t} \quad (2.11)$$

ceci pose deux grands problèmes dans la conception des systèmes qui sont:

-Une réponse fréquentielle $P(f)$ plate avec des transitions brusques à $+B_0$ et $-B_0$, donc physiquement irréalisable.

-La fonction $p(t)$ décroît en $1/|t|$ ce qui ne donne pratiquement pas une marge d'erreur pour l'échantillonnage à la réception à cause des fortes variations de cette fonction aux environs de ses zéros.

Solution pratique. Deuxième critère de NYQUIST

Pour résoudre les problèmes causés par la solution idéale on élargit la bande de B_0 à une valeur ajustable entre B_0 et $2B_0$ avec une bande de transition non nulle. La nouvelle condition temporelle est que $p(t)$ doit présenter non seulement des zéros au multiples de T_b , mais de plus s'annuler une fois au milieu de l'intervalle entre chacun de ces zéros.

Parmi les solutions possibles on choisit:

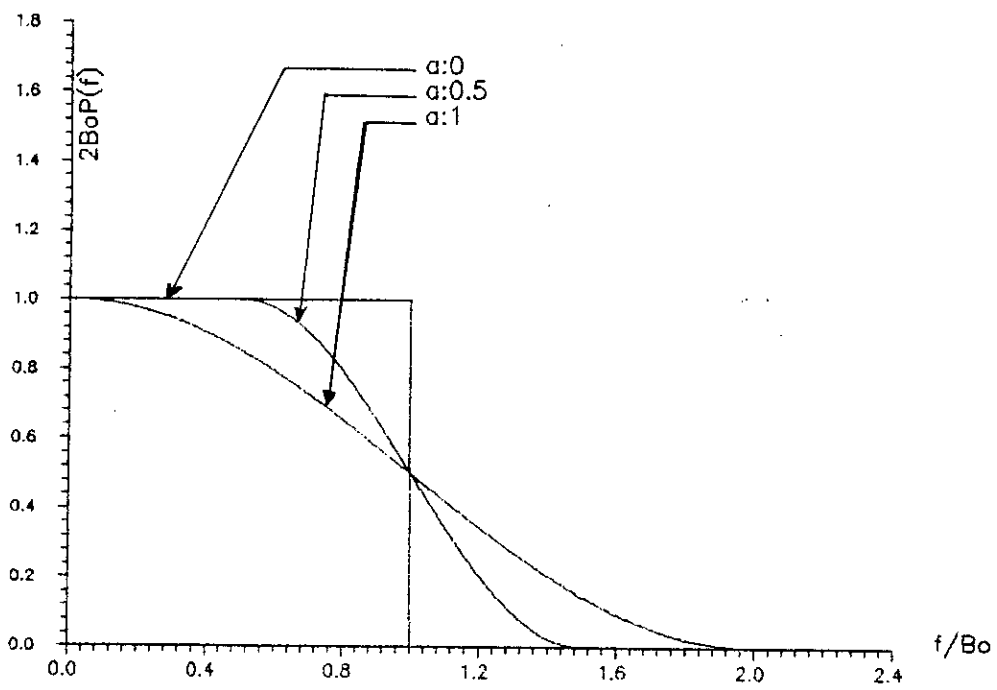
$$P(f) = \begin{cases} 1/2B_0 & |f| < f_1 \\ 1/4B_0 \{1 + \cos[\pi(|f| - f_1)/(2B_0 - 2f_1)]\} & f_1 \leq |f| \leq 2B_0 - f_1 \\ 0 & |f| \geq 2B_0 - f_1 \end{cases} \quad (2.12)$$

avec $\alpha = 1 - f_1/B_0$ est appelé coefficient d'arrondi (roll-off factor) d'où

$$p(t) = \frac{\sin(2\pi B_0 t)}{2\pi B_0 t} \left[\frac{\cos(2\pi \alpha B_0 t)}{1 - 16\alpha^2 B_0^2 t^2} \right] \quad (2.13)$$

Le premier facteur caractérise la solution idéale et le second qui décroît en $1/t^2$ réduit considérablement les lobes secondaires ce qui rend la sensibilité aux erreurs d'échantillonnages négligeable.

L'inconvénient de cette forme d'impulsion est que la bande à utiliser augmente et atteint le double de celle utilisée pour la solution idéale (cas $\alpha = 0$) par exemple. Pour remédier à ceci on utilise le codage à réponse partielle (cf section 2.6).



(a)

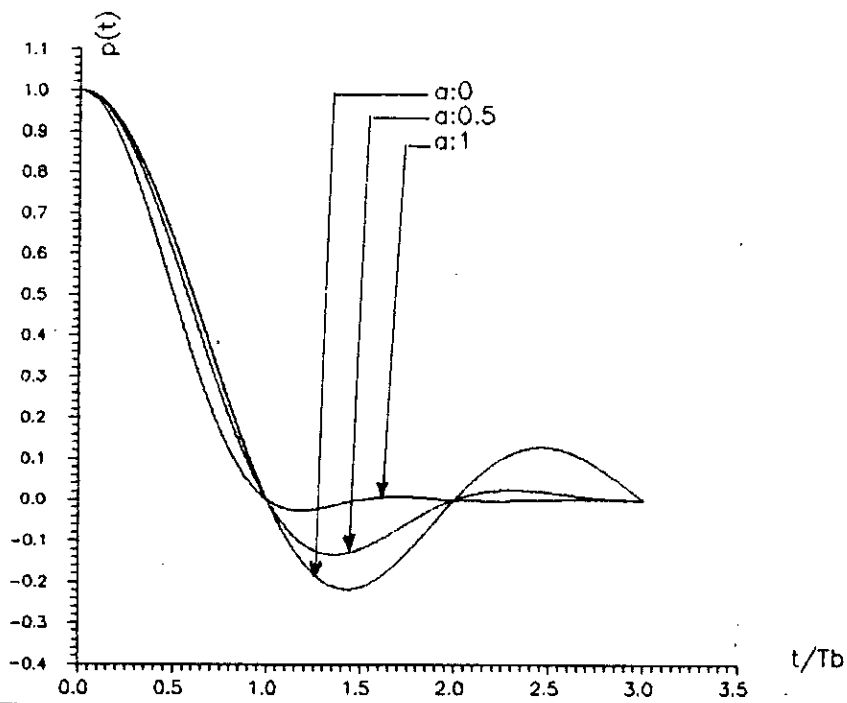


Figure 2.3 Reponses pour differents coefficients d'arrondi
 (a):frequentielles (b):temporelles

2.5. DIAGRAMME EN OEIL

Afin de visualiser l'effet des perturbations du canal d'un système de communication on applique le signal reçu à l'entrée verticale d'un oscilloscope. La durée de la base de temps linéaire est synchronisée sur l'horloge des symboles. Les formes d'ondes représentant les symboles successifs sont superposées sur un seul intervalle sur l'écran et l'image obtenue est appelée diagramme en oeil.

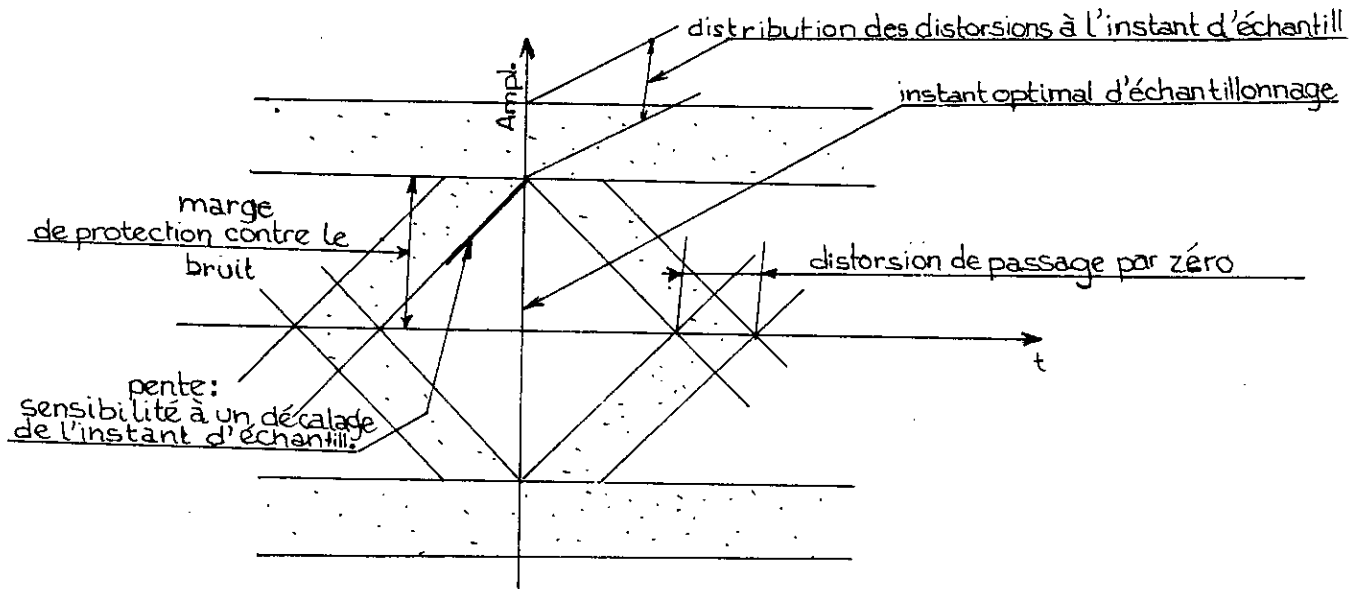


Figure 2.4 Diagramme en oeil en transmission binaire

Si l'effet des ISI est très important l'ouverture de l'oeil est négligeable ou même fermée, dans ce cas il est impossible d'éviter les erreurs de détection. Le diagramme en oeil permet dans le cas d'une transmission numérique installée:

- d'ajuster finement l'égaliseur;
- d'ajuster la phase de l'horloge locale d'échantillonnage;
- de contrôler ces ajustages en service[4];
- de détecter les non-linéarités du canal de transmission car les asymétries de la forme de l'oeil indiquent l'existence de non linéarités dans le canal de transmission.

Remarque

Dans le cas M-aire le diagramme contient M-1 ouvertures empilées verticalement les unes sur les autres[7]

2.6 CODAGE A REPONSE PARTIELLE (CODAGE CORRELE)

Cette classe de codes a été introduite par Lender. On introduit délibérément une interférence contrôlée entre symboles dans le but d'augmenter le débit de moments. Par un codage

convenable des symboles avant la transmission par le canal, on peut décoder facilement les symboles à la réception. Grâce à cette méthode, on peut doubler le débit de moments par rapport au cas à interférence nulle d'où le nom du système "Duo-binaire".

Le codage DUO-BINAIRE

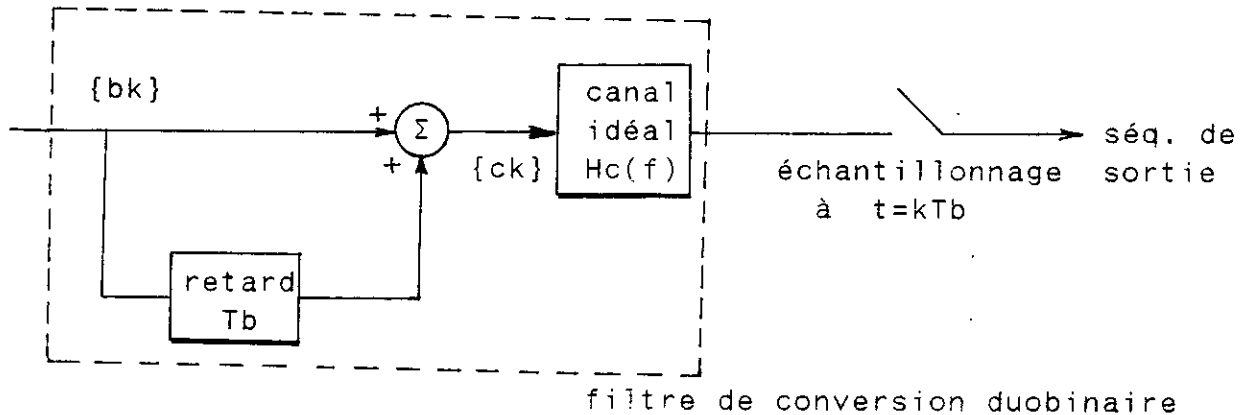


Figure 2.5 Schéma du codage DUO-BINAIRE

{bk} est une séquence constituée de bits décorrélés de durée T_b représentée en format polaire.

$$C_k = b_k + b_{k-1} \quad (2.14)$$

où C_k est une séquence corrélée.

La réponse fréquentielle totale sera[7]:

$$H(f) = \begin{cases} 2 \cdot \cos(\pi \cdot f \cdot T_b) \cdot \exp(-j \cdot \pi \cdot f \cdot T_b) & |f| \leq R_b/2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.15)$$

Ce qui est avantageux car elle est facilement réalisable

$$h(t) = \frac{T_b^2 \sin(\pi t / T_b)}{\pi t (T_b - t)} \quad (2.16)$$

mais son inconvénient est la présence de la composante continue et la propagation de l'erreur de détection.

2.6.1 CODAGE DUO-BINAIRE MODIFIÉ

L'avantage de ce code est qu'à sa sortie ne présente pas de composante continue.

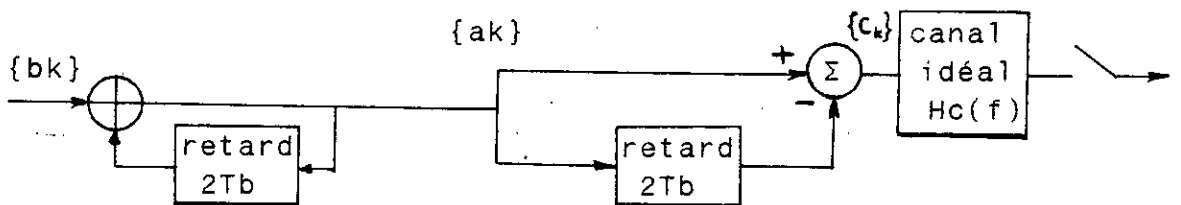


Figure 2.6 Schéma du codage duo-binaire modifié

Dans ce code la séquence $\{c_k\}$ est donnée par:

$$c_k = a_k - a_{k-2}$$

où $\{a_k\}$ est la séquence donnée par le précodeur

$$a_k = (b_k + a_{k-2}) \text{ modulo } 2$$

La réponse fréquentielle de ce codeur est:

$$H(f) = \begin{cases} 2j \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot T_b) \cdot \exp(-j2 \cdot \pi \cdot f \cdot T_b) & |f| \leq 1/2T_b \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.17)$$

donc sa réponse impulsionnelle devient:

$$h(t) = \frac{2 \cdot T_b^2 \cdot \sin(\pi t / T_b)}{\pi t (2 \cdot T_b - t)} \quad (2.18)$$

Ce codeur présente un intérêt pratique du fait que la composante continue à sa sortie est nulle et évite la propagation de l'erreur.

la règle de décision sera

$$\hat{b}_k = \begin{cases} 0 & \text{si } |c_k| > 1 \\ 1 & \text{si } |c_k| < 1 \end{cases}$$

on remarque que \hat{b}_k dépend seulement de c_k ce qui permet d'éviter la propagation de l'erreur.

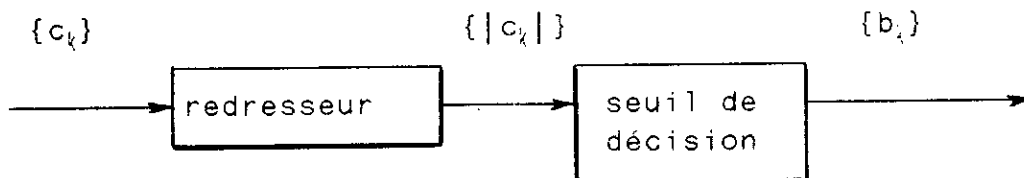


Figure 2.7 Schéma de détection

2.7 FILTRES D'EMISSION ET DE RÉCEPTION OPTIMAUX

Un choix approprié de la forme de l'impulsion $p(t)$ nous permet de réduire les ISI. Il reste à résoudre le problème de la conception du filtre d'émission et de réception pour minimiser la probabilité d'erreur P_e due au bruit.

Une contrainte de conception pour le choix des filtres est leurs dépendance qui s'exprime dans le domaine fréquentiel par:

$$V(f)H_t(f)H_c(f)H_r(f) = KcP(f)\exp(-j2\pi ftd)$$

Pour concevoir des filtres optimaux $H_t(f)$ et $H_r(f)$ on suppose $P(f)$, $H_c(f)$ et $V(f)$ connues. On considère que l'utilisation de $p(t)$ réduit à zéro les ISI

On aura:

$$y(t_i) = A_i + n(t_i) \quad (2.19)$$

en utilisant le format polaire:

$$A_i = \begin{cases} A & \text{si "1" est transmis} \\ -A & \text{si "0" est transmis} \end{cases}$$

le bruit est supposé gaussien de moyenne nulle et de variance

$$\sigma_N^2 = \int_{-\infty}^{\infty} G_n(f) |H(f)|^2 df \quad (2.20)$$

où $G_n(f)$ est la densité spectrale du bruit du canal $W(f)$.

P_e s'exprime alors par[16]:

$$P_e = Q\left(\frac{A}{\sigma_N}\right) \quad (2.21)$$

où

$$Q(u) = \int_u^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{Z^2}{2}\right) dZ$$

et on obtient[16]:

$$|H_R(f)|^2 = C \frac{|P(f)|}{|H_c(f)| \cdot G_n^{1/2}(f)} \quad (2.22)$$

$$|H_T(f)|^2 = \frac{K^2 |P(f)| G_n^{1/2}(f)}{C \cdot |V(f)|^2 |H_c(f)|} \quad (2.23)$$

où C est une constante positive arbitraire .

Un cas pratique intéressant est celui où le bruit du canal est blanc gaussien $G_n(f) = N_0/2$ et $V(f)$ choisie telle qu'elle ne varie pas considérablement dans la bande considérée; une forme simple de $v(t)$ qui vérifie ceci est :

$$v(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } |t| < \tau/2 \text{ ; } \tau \ll T_b \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.24)$$

on obtient alors:

$$|H_R(f)|^2 = K_1 \frac{|P(f)|}{|H_c(f)|} \quad (2.25)$$

$$|H_T(f)|^2 = K_2 \frac{|P(f)|}{|H_C(f)|} \quad (2.26)$$

et on aura donc:

$$|H_T(f)| = K_3 |H_R(f)| \quad (2.27)$$

avec K_1, K_2, K_3 des constantes positives. Donc les filtres d'émission et de réception sont identiques à un gain et un déphasage près ce qui facilite la conception et la maintenance de l'équipement de transmission.

2.8 TRANSMISSION M-AIRE EN BANDE DE BASE

Pour une communication binaire de débit R_b (bit/s) telle que R_b est supérieure à la limite de NYQUIST. Afin de transmettre la même quantité d'information sans changer le canal on utilise la transmission M-aire. Dans ce cas les impulsions peuvent prendre M niveaux différents d'amplitude avec $M=2^n$, chaque niveau correspond à un symbole distinct de durée $T_s = T_b \log_2 M$ où T_b est la période des symboles binaires.

Un système M-aire est n fois plus rapide que le système binaire correspondant pour une bande de fréquence fixe. Par ailleurs pour un débit donné un système M-aire nécessite une bande plus faible que le système binaire. Toutefois pour avoir la même probabilité moyenne d'erreur un système M-aire nécessite une puissance de transmission plus importante. Un tel système est plus efficace pour des transmissions où il y a des contraintes sur la bande de fréquence.

Remarque

Il faut noter que les systèmes présentés ici sont connus sous le nom de systèmes PAM (Pulse Amplitude Modulation) car l'amplitude de l'impulsion transmise varie suivant l'information digitale.

2.9 MULTIPLEXAGE TEMPOREL

Afin d'utiliser le même matériel pour transmettre des signaux de nature différentes (audio, vidéo, données, ... etc) sous forme digitalisée on utilise le multiplexage temporel pour combiner ces signaux en un seul signal de débit considérablement supérieur à n'importe lequel de ses constituants.

Le multiplexage temporel peut se faire par bit ou mot par mot dans le cas où les débits sont identiques sinon on utilise un multiplexage variable suivant la proportionnalité des débits.

2.10 EGALISATION

Dans la plupart des systèmes il existe toujours un certain degré d'ISI inévitable parmi ses causes:

- 1-La conception imparfaite des filtres.
 - 2-la connaissance insuffisante des caractéristiques du canal.
 - 3-Les changements dans les caractéristiques du canal.
- Le procédé de correction des distorsions induites par le canal est dit "égalisation".

2.10.1 EGALISATION TRANSVERSALE

Puisqu'on s'intéresse au signal de sortie seulement à des instants d'échantillonnage, la structure naturelle de l'égaliseur est celle d'un filtre transversal.

Par commodité on choisit une structure d'ordre $2N+1$ avec des coefficients multiplicatifs ajustables $\{C_{-N}, C_{-N+1}, \dots, C_0, C_1, \dots, C_N\}$ choisis de telle sorte que l'impulsion de base à la sortie de l'égaliseur $Peq(t)$ s'annule à tous les instants d'échantillonnage sauf à l'instant où $P(t)$ présente son maximum (supposé à $t=0$). Pour une impulsion de base à l'entrée de l'égaliseur $P(t)$, $Peq(t)$ s'écrit:

$$Peq(t) = \sum_{n=-N}^N C_n p(t - (n+N)Tb) \quad (2.28)$$

soit $t_k = (k+N)Tb$
 où $k = -N, -N+1, \dots, 0, \dots, N$
 et notons $p(nTb)$ par $p(n)$ et t_k par k alors

$$Peq(k) = \sum_{n=-N}^N C_n p(k-n) \quad (2.29)$$

$$\text{l'idéal sera } Peq(k) = \begin{cases} 1, & k=0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases}$$

pour éliminer les ISI, mais puisqu'on dispose de $2N+1$ points on peut forcer l'impulsion à s'annuler N fois de part et d'autre d'où le nom d'égalisation par forçage à zéro.

$$Peq(k) = \begin{cases} 1 & k=0 \\ 0 & k=\pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \end{cases} \quad (2.30)$$

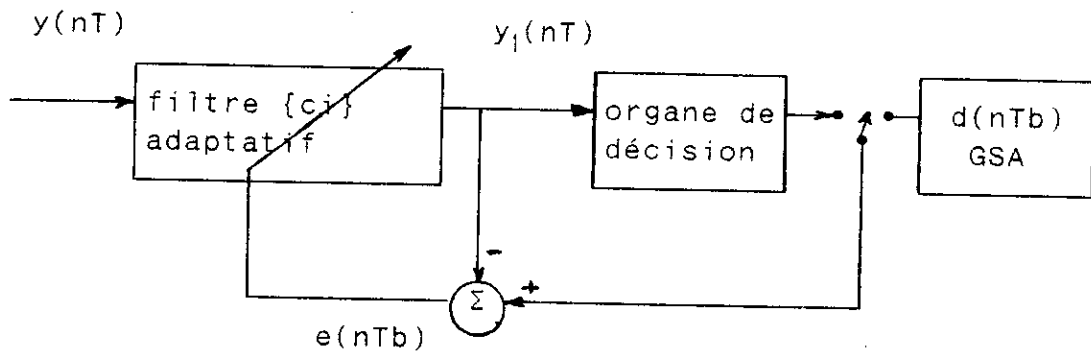
de (2.29) et (2.30) on aboutit au système linéaire

$$\begin{bmatrix} p(0) & p(-1) & \dots & p(-2N) \\ p(1) & p(0) & \dots & p(-2N+1) \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ p(2N) & \dots & p(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{-N} \\ C_{-N+1} \\ \cdot \\ \cdot \\ C_{N-1} \\ C_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix}$$

dont la résolution permet d'ajuster les C_n dans ce but [1,16].

2.10.2 EGALISEUR ADAPTATIF

Dans le cas d'une connaissance insuffisante ou changement des caractéristiques du canal on s'oriente vers l'égalisation adaptative où on utilise un filtre RIF dont les coefficients sont ajustés avec des algorithmes jusqu'à la convergence optimale suivant un critère d'optimisation.



GSA: générateur de la séquence d'apprentissage

Figure 2.8 Schéma de principe d'une égalisation adaptative

L'égalisation adaptative fonctionne en deux modes:

- durant la période d'apprentissage une séquence connue à la réception est appliqué;

- puis l'égaliseur est commuté au second mode (Fig.2.8).

Le critère le plus utilisé est celui du minimum d'erreur quadratique et comme algorithme (qui se prête bien au traitement en temps réel et présente une facilité d'implémentation)

on utilise l'algorithme du gradient.

Dans ce cas la manière de correction des coefficients C_i s'obtient par [7]:

$$C_i(kT+T) = C_i(kT) - \alpha e(kT) y_i(kT) \quad i=0,1,\dots,N-1 \quad (2.31)$$

où

α : est le pas d'adaptation

N : est l'ordre de l'égaliseur

$$e(kT) = y_1(kT) - d(kT) \quad (2.31)$$

$$y_1(kT) = \sum_{i=0}^{N-1} C_i(kT) y_i(kT) \quad (2.33)$$

α : est choisi tel que [2,5,6,7,10]

$$0 < \alpha < \frac{2}{N\sigma_y^2}$$

qui exprime la condition de convergence

où

σ_y^2 : est la puissance du signal d'entrée de l'égaliseur.

2.11 RECOUVREMENT DE L'HORLOGE

Une erreur de synchronisation produit une accumulation d'erreurs qui peut être très grave, c'est pour quoi on doit pouvoir extraire une information sur le signal de l'horloge à partir du signal reçu.

Le signal de l'horloge peut être transmis avec le signal d'information séparément ou se déduit à partir de la structure du signal d'information (extraction à partir des transitions).

Voici les schémas les plus connus pour le recouvrement de l'horloge:

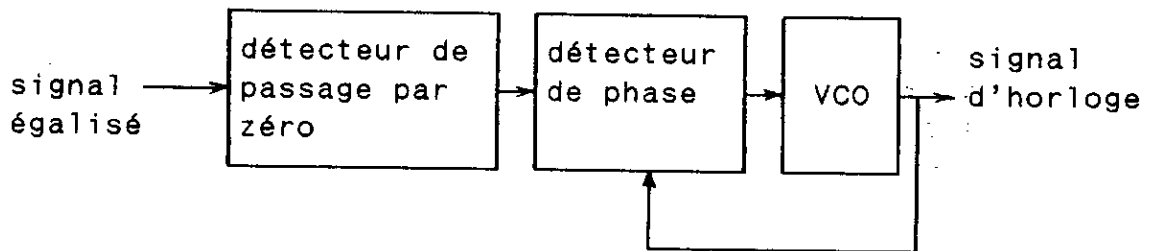


Figure 2.9 Schéma d'extraction du signal d'horloge par détection du passage par zéro.

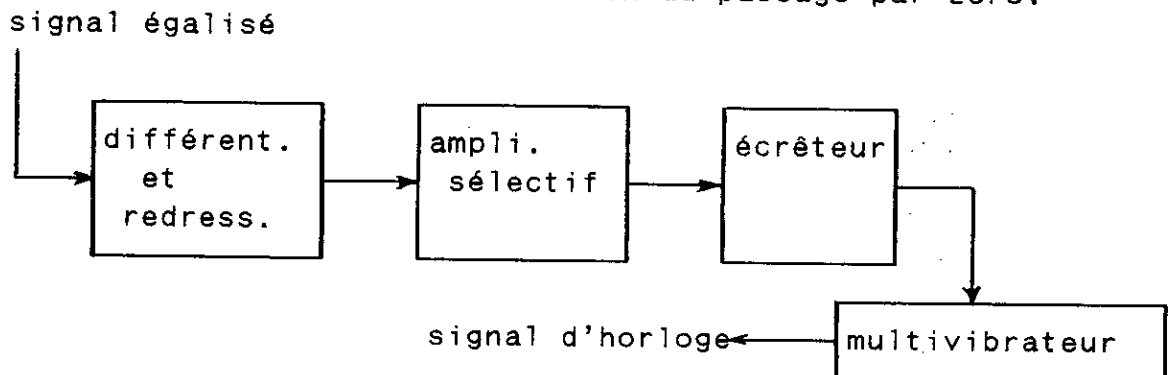


Figure 2.10 Schéma d'extraction du signal d'horloge par redressement et oscillation.

Conclusion

Ce chapitre illustre les différentes techniques utilisées dans une transmission en bande de base. Il évoque les principaux codes de lignes avec leurs avantages et inconvénients, la mise en forme des impulsions, la minimisation de l'effet des ISI par égalisation adaptative et par forçage à zéro. Ainsi qu'un aperçu sur la conception de l'équipement de transmission et enfin les principaux schémas relatifs au recouvrement de l'horloge.

CHAPITRE III TRANSMISSION EN BANDE TRANSPOSEE

3.1 INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, on a montré différentes méthodes pour la transmission d'une information digitale à travers un canal en bande de base. Or la plupart des canaux de communication réels ont une réponse fréquentielle faible au voisinage de la fréquence "0" et par suite ils sont considérés comme des canaux passe bandes. Donc on doit translater le spectre de fréquence du signal en bande de base, ceci peut se faire à l'aide d'une onde porteuse (qui est en générale une sinusoïde pure avec une fréquence appropriée) par plusieurs techniques. Chacune de ces techniques est un procédé de modulation, et l'onde résultante est appelée signal modulé.

La modulation agit soit sur l'amplitude, soit sur la phase, soit sur la fréquence de la porteuse. Le résultat de cette opération, est respectivement, soit une modulation par déplacement d'amplitude (ASK), soit une modulation par déplacement de phase (PSK), soit une modulation par déplacement de fréquence (FSK). Il existe aussi des variantes de ces types de modulations numériques: binaires et M-aires.

Notre attention est dirigée vers l'étude des performances des systèmes de modulation en présence d'un bruit blanc gaussien additif, mesurées par la probabilité d'erreur en fonction de l'énergie transmise par bit et la densité spectrale de puissance du bruit à l'entrée du récepteur. Finalement, on fait la comparaison des systèmes de modulation binaires en termes de la largeur de bande, de la puissance exigée et de la probabilité d'erreur.

Pour réaliser la démodulation au niveau du récepteur, on a le choix entre une détection cohérente et une détection non cohérente. Dans le premier cas l'émetteur est synchronisé avec le récepteur. C'est à dire qu'on a besoin au niveau du récepteur d'une onde de même fréquence et de même phase que celle utilisée dans le procédé de modulation au niveau de l'émetteur. Dans le deuxième cas la démodulation se fait sans le recours à une onde locale de référence au récepteur.

Pour simplifier l'analyse nous avons fait les hypothèses suivantes [16]:

- Les symboles transmis sont équiprobables.
- Le signal reçu est égal au signal émis plus un BBGA de moyenne nulle et de densité spectrale de puissance égale à $N_0/2$
- Le critère de décision est le maximum de vraisemblance.

3.2 MODULATIONS NUMERIQUES BINAIRES COHERENTES:

Dans ce paragraphe nous allons présenter les trois types de modulation numériques fondamentaux, à savoir la modulation par déplacement d'amplitude (ASK), la modulation par déplacement de phase (PSK) et la modulation par déplacement de fréquence (FSK). On note que l'alphabet du canal de transmission contient deux symboles statistiquement indépendants (1 et 0).

3.2.1. MODULATION ASK BINAIRE COHERENTE:

Le signal binaire ASK peut être donné par:

$$Z(t) = \begin{cases} S1[t-(k-1)Tb] & \text{si } b_k = 0 \\ S2[t-(k-1)Tb] & \text{si } b_k = 1 \end{cases} \quad (k-1)Tb \leq t \leq kTb \quad (3.1)$$

où $S2(t) = A \cos \omega_c t$ et $S1(t) = 0$ $0 \leq t \leq Tb$

$\omega_c = 2n\pi/Tb$, où n est un entier

La forme de $Z(t)$ montre que le signal ASK peut être généré par une modulation de produit comme indique la Fig.3.1 (a).

On peut utiliser le récepteur de la Fig.3.1 (b) pour démoduler le signal ASK. Selon le bit transmis le récepteur intègre le produit du signal plus bruit ou le bruit seul, durant un intervalle de Tb . Les composantes du signal sans bruit dans la sortie du récepteur sont:

$$S01(kTb) = \int_0^{Tb} S2(t) \cdot S1(t) dt = 0$$

$$S02(kTb) = \int_0^{Tb} S2(t) \cdot S2(t) dt = \frac{A^2}{2} Tb$$

Le seuil optimal qui doit être fixé dans le récepteur est:

$$T_0 = \frac{S01(kTb) + S02(kTb)}{2} = A^2 Tb / 4$$

Le récepteur décide en faveur du symbole "1" si la sortie du récepteur est supérieure à T_0 , si non il décide en faveur de "0"

La probabilité d'erreur est donnée par

$$P_e = Q(\sqrt{E_{av}/N_0}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{E_{av}/2N_0}) \quad (3.2)$$

E_{av} : l'énergie moyenne du signal transmis par bit; N_0 : densité spectrale de puissance du bruit.

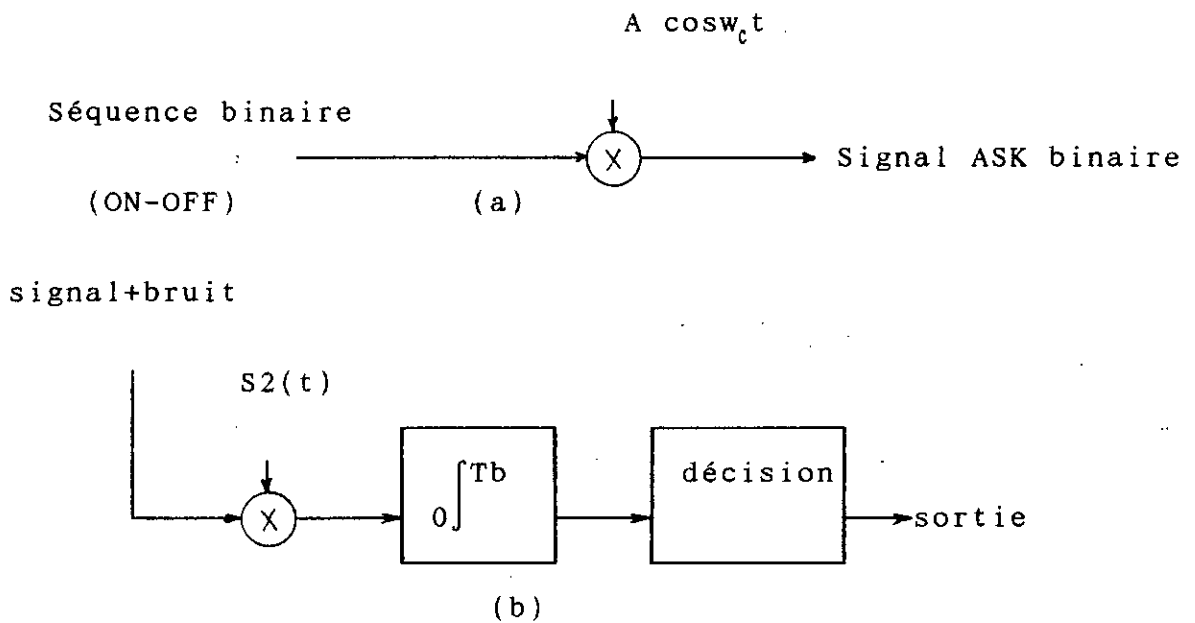


Fig.3.1 (a) Emetteur ASK (b) Récepteur ASK

3.2.2 MODULATION PSK BINAIRE COHERENTE.

Dans le système PSK binaire les symboles 1 et 0 sont représentés respectivement par les signaux:

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (3.3) \quad 0 \leq t \leq T_b$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) \quad (3.4)$$

où E_b est l'énergie du signal émis par bit et $f_c = n/T_b$ (n entier)

A partir des relations (3.3) et (3.4) nous pouvons voir qu'il est possible d'exprimer $s_1(t)$ et $s_2(t)$ en terme d'une seule fonction de base d'énergie unité donnée par:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{Tb}} \cos(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t \leq Tb \quad (3.5)$$

on a alors

$$s_1(t) = \sqrt{Eb} \phi_1(t) \quad (3.6)$$

$$s_2(t) = -\sqrt{Eb} \phi_1(t) \quad (3.7)$$

Une modulation PSK binaire est donc caractérisée par un espace-signal unidimensionnel et deux points-message d'abscisses:

$$s_{11} = \int_0^{Tb} s_1(t) \phi_1(t) dt = +\sqrt{Eb} \quad (3.8)$$

$$s_{21} = \int_0^{Tb} s_2(t) \phi_1(t) dt = -\sqrt{Eb} \quad (3.9)$$

Pour établir une règle de décision nous devons partager l'espace-signal en deux régions Z1 et Z2, comme l'indique la Fig.3.2 ci-dessous.

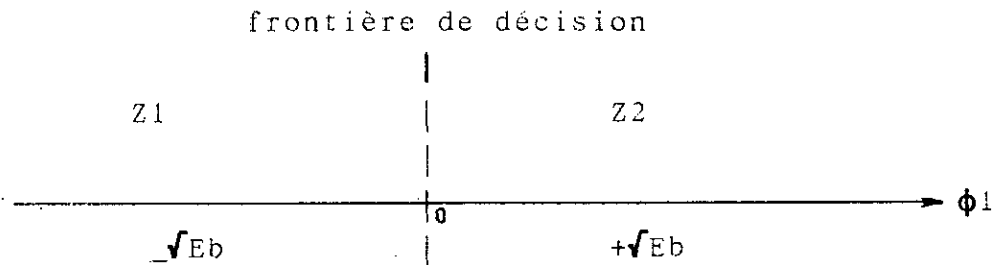


Figure 3.2 Espace-signal d'un système PSK binaire

Pour générer une onde PSK binaire, il suffit de représenter la séquence binaire d'entrée sous sa forme polaire, puis utiliser un modulateur de produit, comme indique la Fig.3.1 (a), avec le changement du codage (ON-OFF) par un codage polaire.

Pour reconstituer la séquence binaire originale à la réception, nous devons appliquer le signal reçu $x(t)$ à un corrélateur, auquel est associé un générateur local délivrant la même fonction de référence $\phi_1(t)$. La sortie du corrélateur x_1 , est ensuite comparée au seuil zéro. Si $x_1 > 0$, le récepteur décide en faveur du symbole "1", si $x_1 < 0$, le récepteur décide en faveur du symbole "0". Donc on peut utiliser le récepteur de la Fig.3.1 avec cette fois-ci le seuil fixé à $T_0=0$.

La probabilité moyenne d'erreur dans ce cas est donnée par:

$$P_e = 1/2 \operatorname{erfc}(\sqrt{Eb/N_0}) \quad (3.10)$$

3.2.3 Modulation FSK binaire cohérente

Dans un système FSK binaire, les deux signaux représentant les symboles 1 et 0 sont définis par :

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2Eb}{Tb}} \cos(2\pi f_i t) & 0 \leq t \leq Tb \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.11)$$

où $i=1, 2$ et $f_i = (n+i)/Tb$, n entier donné.

comme les signaux $s_1(t)$ et $s_2(t)$ sont orthogonaux, on peut définir deux fonctions de base orthogonales d'énergie unité :

$$\phi_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{Tb}} \cos(2\pi f_i t) & 0 \leq t \leq Tb \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.12)$$

d'où : $s_i(t) = \sqrt{Eb} \phi_i(t)$

Donc l'espace-signal caractérisant le système FSK binaire est bidimensionnel, avec deux points-message (Fig.3.3) de coordonnées :

$$S_1(s_{11}, s_{21}) \text{ et } S_2(s_{12}, s_{22})$$

tel que :

$$S_{ij} = \begin{cases} \int_0^{Tb} S_i \phi_j(t) dt = \sqrt{Eb} & \text{si } i=j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases}$$

donc $S_1(\sqrt{Eb}, 0)$; $S_2(0, \sqrt{Eb})$

A la réception le vecteur signal reçu X à deux composantes x_1 et x_2 définies par :

$$x_1 = \int_0^{Tb} x(t) \phi_1(t) dt \quad (3.13)$$

$$x_2 = \int_0^{Tb} x(t) \phi_2(t) dt \quad (3.14)$$

$x(t)$ est le signal reçu.

Le récepteur décide en faveur du symbole 1 si la projection du point de coordonnées (x_1, x_2) sur ϕ_1 est supérieure à celle sur ϕ_2 c'est à dire si $x_1 > x_2$. il décide en faveur du symbole 0 dans le cas contraire, c'est à dire si $x_1 < x_2$. La frontière de décision est définie par l'équation $x_1 = x_2$.

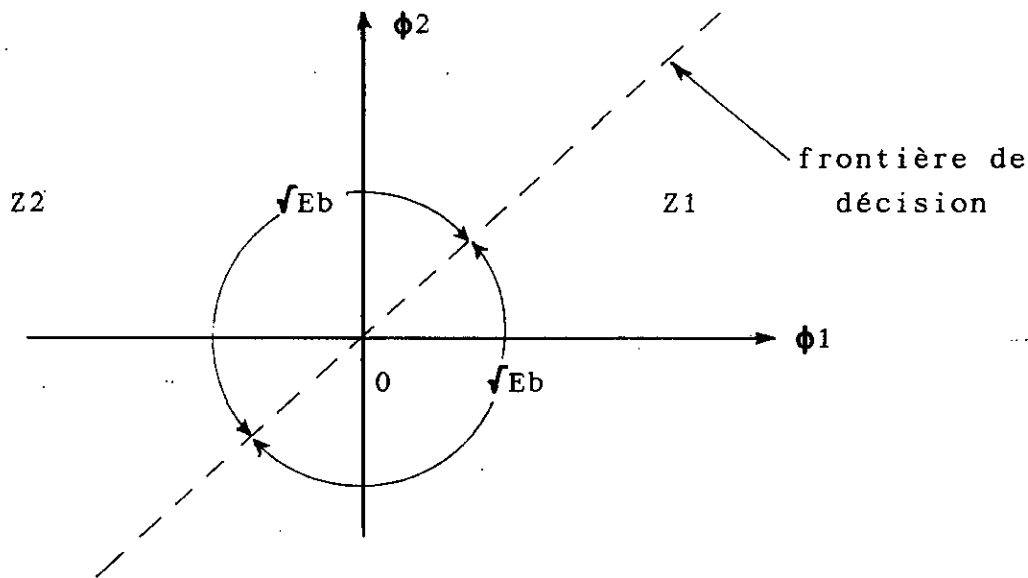


Figure 3.3 Espace-signal d'un système FSK binaire

La probabilité d'erreur est donnée par :

$$P_e = 1/2 \operatorname{erfc}(E_b/2N_0) \quad (3.15)$$

En fin la Fig.3.4 donne le schéma bloc d'un système FSK binaire cohérent.

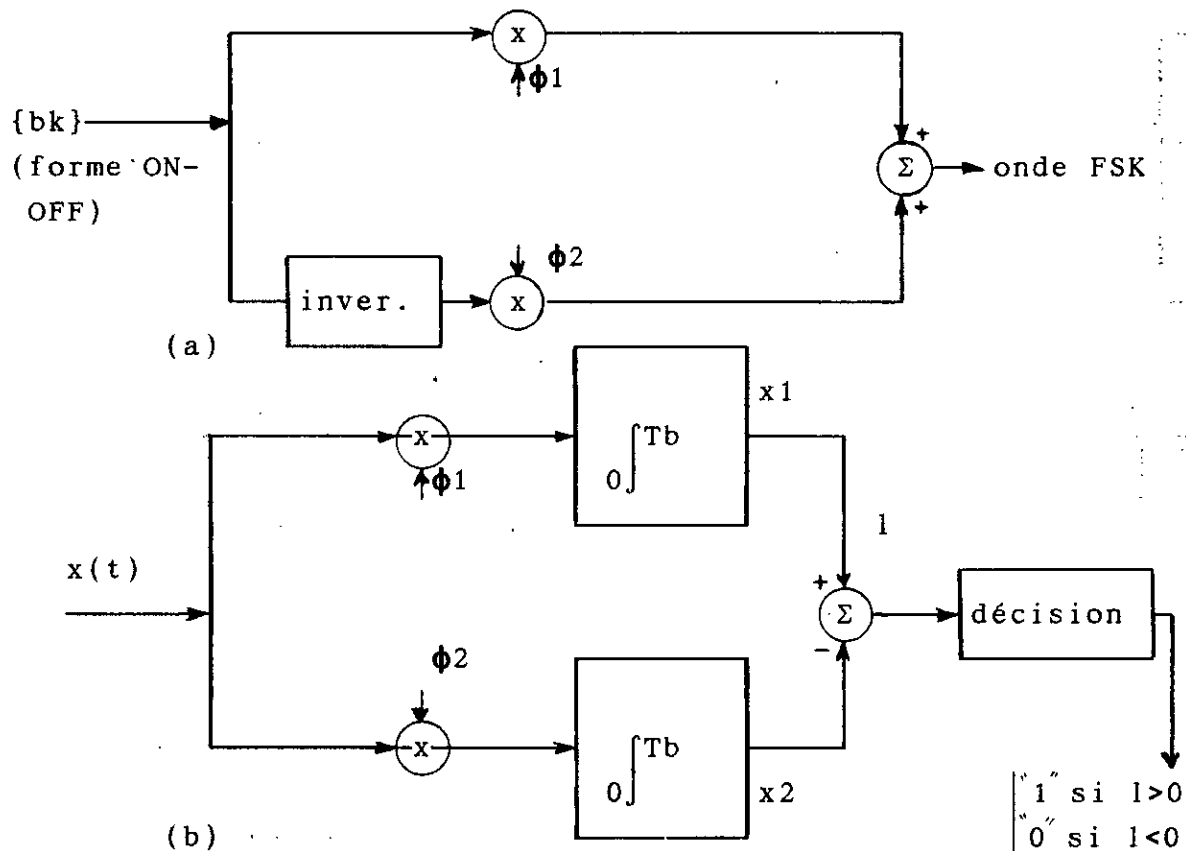


Fig.3.4 Schéma synoptique d'un système FSK binaire cohérent

(a) Emetteur (b) Récepteur

3.3 MODULATIONS NUMERIQUES BINAIRES NON COHERENTES

3.3.1 Modulation ASK binaire non cohérente

Dans la modulation ASK cohérente, on a supposé qu'une porteuse locale cohérente en phase doit être générée dans le récepteur. ceci est possible par l'utilisation d'oscillateurs très stables dans l'émetteur et dans le récepteur, donc le coût est important avec ces types de modulation.

La détection non cohérente n'a pas besoin d'un oscillateur local pour générer une onde cohérente dans le récepteur. Ces systèmes utilisent seulement un détecteur d'enveloppe constitué d'un redresseur et un filtre passe-bas. Le schéma synoptique d'un détecteur ASK est montré dans la Fig.3.5

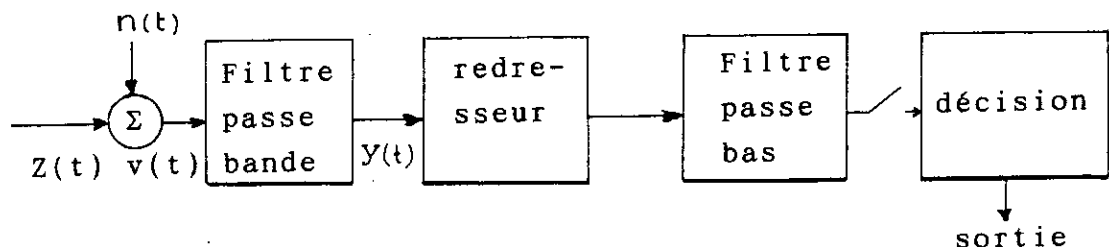


Figure 3.5 Récepteur ASK non cohérent

L'entrée du récepteur est :

$$v(t) = \begin{cases} A \cos w_c t + n(t) & \text{si } b_k = 1 \\ n(t) & \text{si } b_k = 0 \end{cases}$$

Si on suppose que le filtre passe-bas a une largeur de bande de $2/Tb$ et centré en f_c , passe le signal sans beaucoup de distorsions. A la sortie du filtre on a :

$$y(t) = A_k \cos w_c t + n(t) = A_k \cos w_c t + n_c(t) \cos w_c t - n_s(t) \sin w_c t \quad (3.16)$$

$$\text{où } A_k = \begin{cases} A & \text{si } b_k = 1 \\ 0 & \text{si } b_k = 0 \end{cases}$$

l'équation (2.35) peut être écrite sous une autre forme :

$$y(t) = R(t) \cos[w_c t + \theta(t)]$$

où

$$R(t) = [(A_k + n_c(t))^2 + (n_s(t))^2]^{1/2} \quad (3.17)$$

Si on suppose une détection idéale, la sortie du détecteur d'enveloppe est $R(t)$ et la séquence émise $\{b_k\}$ est obtenue à partir de $R(kT_b)$ avec un seuil: $T_0 = A/2$.

La probabilité d'erreur est donnée par:

$$P_e = 1/2 \exp(-A^2/8n) \quad \text{si } A^2 \gg n \quad (3.18)$$

où $n = N_0 BT$, BT la largeur de bande du filtre passe-bande n : la variance (la puissance) du bruit, N_0 : la densité spectrale de puissance du bruit.

La probabilité d'erreur d'un récepteur ASK non cohérent est toujours plus grande que celle d'un récepteur ASK cohérent qui opère avec la même puissance, le même débit et la même densité spectrale de puissance du bruit. Cependant le récepteur non cohérent est moins encombrant qu'un récepteur cohérent.

Les filtres utilisés dans le récepteur doivent être déchargés, à travers un circuit auxiliaire, à la fin de chaque T_b pour réduire les ISI.

3.3.2 MODULATION FSK NON COHERENTE:

Le système de modulation FSK binaire peut être considéré comme la transmission de deux signaux ASK, le premier avec une porteuse de fréquence f_1 , et le second avec une porteuse de fréquence f_2 . Pour cela, il est possible d'utiliser deux voies de démodulation ASK, l'une avec un filtre accordé à f_1 , l'autre avec un filtre accordé à f_2 , pour démoduler le signal FSK: comme le montre la Fig .3.6 ci-dessous:

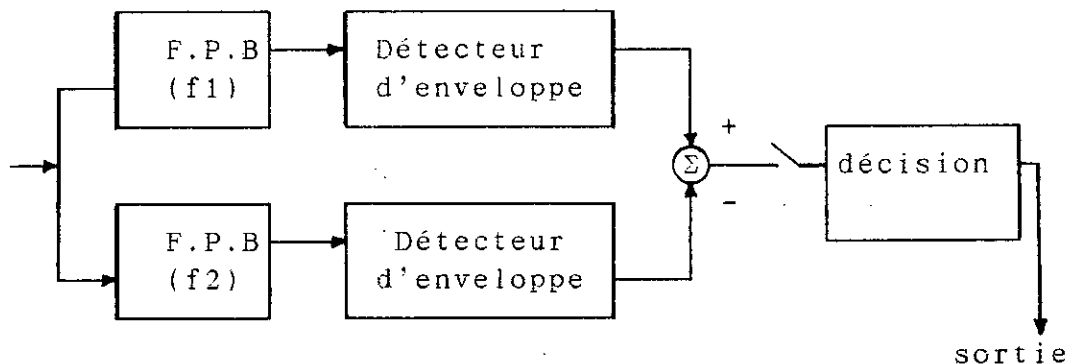


Fig.3.6 Démodulateur FSK non cohérent.

A cause de la symétrie, le seuil pour un détecteur FSK non cohérent est fixé à zéro.

La probabilité d'erreur est donnée par:

$$P_e = 1/2 \exp (-A^2/4n) \dots (3.19)$$

La largeur du filtre est de l'ordre de $2/T_b$, et donc la valeur de n est choisie égale à $2N_0/T_b$.

La probabilité d'erreur pour le récepteur FSK non cohérent

est supérieure à celle pour le récepteur FSK cohérent. Cependant à cause de sa simplicité, le système FSK non cohérent est souvent utilisé dans la pratique.

3.3.3 PSK DIFFERENTIELLE (DPSK).

Le système DPSK utilise une technique particulière pour avoir implicitement un signal de référence cohérent au récepteur. En effet la phase de référence pour la démodulation est obtenue à partir de la phase de la porteuse durant l'intervalle de bit précédent, et le récepteur décode l'information digitale en se basant sur la phase différentielle, si les perturbations dans le canal sont lentement variables comparées au débit binaire de l'information, alors les phases dans les impulsions $s(t)$ et $s(t-T_b)$ sont affectées de la même manière, donc l'information contenue dans la différence de phase, est conservée. Dans ce cas le décodage au niveau du récepteur se fait sans l'utilisation d'un oscillateur local cohérent. Pour cela la DPSK peut être considérée comme une version non cohérente du PSK.

Des schémas synoptiques pour le modulateur, et le démodulateur DPSK sont donnés par la Fig.3.8.

Le codage différentiel dans le modulateur se fait grâce à la relation logique:

$$d_k = (d_{k-1} \cdot b_k) + (\bar{d}_{k-1} \cdot \bar{b}_k) \text{ modulo-2} \quad (3.20)$$

Le procédé de codage commence avec un bit arbitraire (1 ou 0).

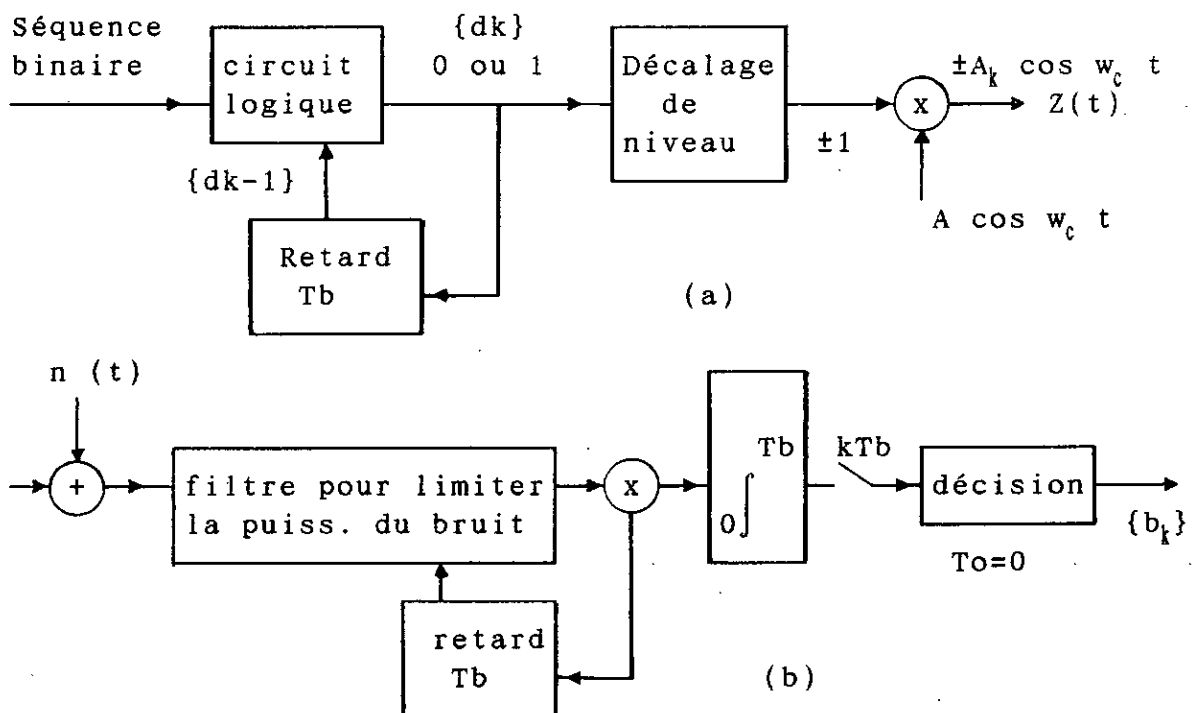


Fig.3.7 (a) modulateur DPSK; (b) démodulateur DPSK.

Le démodulateur DPSK fait la corrélation du signal reçu plus bruit avec une version décalée de T_b du signal plus bruit. La sortie du corrélateur est comparée avec un seuil de zéro, et une décision se fait en faveur de 1 ou de 0, selon que la sortie du corrélateur est positive ou négative, respectivement.

La probabilité d'erreur est donnée par:

$$P_e = 1/2 \exp(-A^2 T_b / 2N_0) \quad (3.21)$$

La DPSK exige 1dB de plus de puissance que la PSK si la probabilité d'erreur est de l'ordre de 10^{-4} dans les deux cas, et quand les deux systèmes fonctionnent dans les mêmes conditions, cette petite augmentation dans la puissance est due au fait que la DPSK n'utilise pas un oscillateur local dans le récepteur.

La modulation DPSK a deux inconvénients:

- La vitesse d'information est limitée à cause de la durée fixée dans le récepteur
- L'erreur tend à se propager, au moins aux bits voisins.

3.4 Propriétés spectrales des différents types de modulation numériques.

La densité spectrale de puissance $S_s(f)$, d'un signal $s(t)$ en bande transposée est à un facteur près une version décalée en fréquence de la densité spectrale de puissance $S_b(f)$, du signal en bande de base correspondant à $s(t)$:

$$S_d(f) = 1/4 [S_b(f-f_c) + S_b(f+f_c)] \quad (3.22)$$

Il est donc suffisant d'évaluer la DSP en bande de base $S_b(f)$. Cette information est très utile dans la conception d'un système car elle donne une estimation de la largeur de bande nécessaire pour transmettre une information donnée, et l'interférence qui peut résulter avec d'autres systèmes.

En réalité, la densité spectrale $S_s(f)$ à une bande infinie. Mais pour des applications pratiques, cette bande est souvent définie comme étant, la largeur de bande d'un filtre idéal passe-bande, centré sur f_c , dont la sortie (avec $s(t)$ est son entrée) contient 95% de la puissance moyenne totale contenue dans $s(t)$. On note ici que la largeur de bande de $S_s(f)$ dépend des impulsions de base choisies pour représenter les différents symboles. Le tableau 3.1 ci-dessous résume les résultats de la largeur de bande des systèmes de modulation considérés dans ce chapitre

Système de modulation	Largeur de bande
ASK cohérente	$\approx 2 \text{ rb}$
ASK non cohérente	$\approx 2 \text{ rb}$
FSK cohérente	$> 2 \text{ rb}$
FSK non cohérente	$> 2 \text{ rb}$
PSK cohérente	$\approx 2 \text{ rb}$
DPSK	$\approx 2 \text{ rb}$

Tableau 3.1 largeur de bande des différents systèmes de modulation.

3.5 Comparaison des systèmes de modulation numériques

On a développé précédemment des expressions qui relient la performance de chaque système de modulation, mesurée par la probabilité d'erreur, avec les paramètres du système (débit, densité spectrale du bruit et puissance du signal). Maintenant, on fait l'étude de la dépendance entre le choix d'un type de modulation donné et l'application désirée. Ce choix peut être basé sur :

- la largeur de bande de fréquence;
- la puissance exigée;
- l'immunité (protection) relative au bruit;
- la simplicité d'équipement.

On compare des systèmes qui fonctionnent dans les mêmes conditions de bruit, le même débit, et la même probabilité d'erreur.

3.5.1 Largeur de bande de fréquence

En se basant sur les résultats du tableau 3.1, si la largeur de bande est la première à considérer, on évite le système FSK.

3.5.2 La puissance exigée

Les puissances nécessaires des divers systèmes peuvent être comparées en utilisant les relations qui donnent la probabilité d'erreur en fonction du RSB qui est égale à

$$S/N = \frac{A^2 T_b}{2N_0} . \text{ La probabilité d'erreur dans la plupart des}$$

Systèmes pratiques est de l'ordre de 10^{-4} à 10^{-7} et par suite on peut faire notre comparaison concernant la puissance nécessaire à chaque système en supposant que $10^{-7} < P_e < 10^{-4}$ et en traçant P_e en fonction de RSB dans chaque cas. [16]. On trouve que les puissances exigées sont classées en ordre croissant : PSK cohérente, DPSK, FSK cohérente, ASK cohérente, FSK non

cohérente et ASK non cohérente. Puisque le coût des équipements électroniques de transmission et de réception dépend plus de la puissance de crête que de la puissance moyenne, la comparaison est d'habitude faite en se basant sur la puissance de crête. Ainsi si la puissance de crête est la première à considérer, alors le système ASK n'est pas utilisé.

Pour expliciter l'influence de la puissance sur le coût, on note que les sources industrielles déclarent que dans un réseau de communication large chaque 1 dB de puissance gagnée permet d'économiser annuellement quelques millions de dollars[16].

3.5.3 L'immunité contre les imperfections du canal

Les systèmes FSK et PSK sont à amplitude constante, et donc le seuil fixé dans le récepteur ne dépend pas du niveau du signal reçu. Par contre dans le système ASK, ce seuil dépend du niveau du signal. Ainsi le système ASK est plus sensible aux variations du niveau du signal reçu, et donc aux variations des caractéristiques du canal.

3.5.4 Complexité d'équipement.

Il y a une différence très faible dans la complexité d'équipement de transmission pour les systèmes PSK, FSK et ASK. Dans le récepteur l'implémentation des systèmes cohérents est plus complexe que celle des systèmes non cohérents. Parmi les systèmes non cohérents, la DPSK est plus complexe que la FSK non cohérente laquelle est plus complexe que l'ASK non cohérente. Il faut noter que la complexité de l'équipement augmente le coût.

Conclusion.

On a présenté dans ce chapitre différents types de modulation numériques utilisés dans la transmission en bande transposée avec une comparaison des différents systèmes de modulation, en terme de la probabilité d'erreur, largeur de bande fréquentielle, immunité contre les imperfections du canal et la complexité d'équipement.

CHAPITRE IV

EVALUATION DES PERFORMANCES D'UN SYSTEME DE COMMUNICATION NUMERIQUE

4.1 LES PARAMETRES D'EVALUATION DES PERFORMANCES DE L'EQUIPEMENT DE TRANSMISSION NUMERIQUE

Les paramètres importants pour évaluer les performances d'une transmission numérique sont essentiellement :

- La probabilité d'erreur P_e ;
- Le rapport E_b/N_0 exprimant le rapport de l'énergie par bit sur la densité du bruit;
- Le diagramme en oeil.

Les performances d'un équipement de transmission numérique en particulier d'un modem, s'apprécient à l'aide d'expressions de la P_e en fonction de E_b/N_0 (ou à l'aide de paramètres qui lui sont directement liés), ce qui rend donc la mesure de la P_e fondamentale. Expérimentalement, la P_e est définie comme le rapport du nombre de bits erronés sur le nombre total de bits transmis pendant une durée donnée (on admet que cette P_e qui est une moyenne temporelle est identique à la probabilité d'erreur moyenne qui est une moyenne statistique), alors l'équipement le plus performant sera celui qui, pour un rapport signal sur bruit donné, délivre la P_e la plus faible.

On peut apprécier la dégradation du système par une comparaison des performances de ce dernier aux résultats théoriques. On peut s'intéresser dans certains cas à la résistance du modem aux brouillages externes.

Le diagramme en oeil fournit un bon critère qualitatif pour juger des distorsions introduites par le canal et les différents filtrages (cf chap. II), mais il faut noter que la P_e est la plus satisfaisante pour une évaluation quantitative; c'est pourquoi nous portons un intérêt particulier sur sa évaluation et sa surveillance [8,11].

D'autres paramètres peuvent être considérés pour l'évaluation de la qualité d'un système, citons à titre d'exemple les intervalles entre erreurs ou les secondes sans erreurs [8] (selon la recommandation du CCITT AVIS G821).

4.2 EVALUATION DE LA QUALITE D'UNE LIAISON EN SERVICE

On a vu les principaux facteurs pour l'évaluation d'un système de communication numérique avant sa mise en service (exploitation).

A la mise en service, l'évaluation de la qualité d'une liaison assure une surveillance continue qui permet dans le cas échéant, par exemple en liaison hertzienne, d'effectuer des commutations sur canal secours avant que la qualité de la transmission ne devienne trop mauvaise pour l'abonné.

Dans l'évaluation de la qualité d'une liaison en service, la P_e joue un rôle fondamentale. On peut estimer qu'une liaison est de mauvaise qualité si sa P_e dépasse un seuil de qualité prédéfini, par exemple 1/10000 pour une transmission téléphonique et

1/10000000 pour une transmission de données.

Il faut aussi tenir compte de la marge de temps, par exemple ne pas dépasser cette P_e pendant un certain temps fixé, on considérera par exemple, la liaison de qualité insuffisante si la P_e dépasse la valeur limite pendant plus d'un certain pourcentage du temps [8](selon les recommandations du CCITT AVIS G821, et CCIR AVIS522).

4.3 EVALUATION DE LA PROBABILITÉ D'ERREUR

4.3.1 Génération d'une séquence binaire pseudo-aléatoire (SBPA)

Pour que l'évaluation soit effectuée d'une manière efficace on doit choisir une séquence d'information qui simule le mieux la séquence réelle tout en permettant une mesure simple.

La méthode universellement adoptée [8] (selon la recommandation du CCITT AVIS V52) consiste à utiliser des séquences pseudo-aléatoires en générale binaire; c'est une suite d'éléments binaires ayant des propriétés d'autocorrélation proche de celles d'une séquence aléatoire pure (bruit blanc). Pour la générer, il suffit de rétroalimenter un registre à décalage de N bits à travers une fonction booléenne (figure 4-1) généralement choisie comme l'addition modulo-2.

Le registre délivre ainsi une séquence périodique de période maximale $L=2^n-1$ bits, de durée $L.T$ secondes où T est la période de commande du décalage.

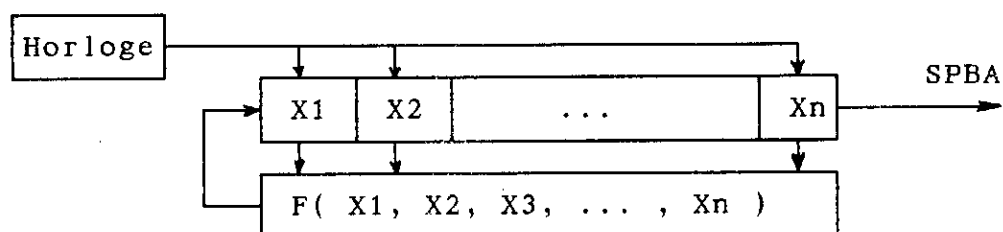


Figure 4.1 Générateur pseudo-aléatoire

Au départ le registre doit être initialisé à un état quelconque différent de l'état "tout zéro" qui impliquerait une sortie constamment nulle.

4.3.2 Evaluation de la probabilité d'erreur d'un équipement de transmission numérique

On utilise les SBPA comme séquences de test connues par l'émetteur et le récepteur, la comparaison des séquences numériques émises et reçues avec des équipements standards, à l'aide d'un additionneur modulo-2 et un compteur, permet de connaître le nombre de bits erronés lors de la détection. Il est recommandé d'utiliser des séquences relativement longues pour converger vers la vraie probabilité d'erreur.

4.3.3 Evaluation et surveillance de la Pe d'une liaison en service

Une liaison en service exige certaines contraintes :

- l'équipement de surveillance ne doit pas modifier le fonctionnement normal de la LIAISON;
- il doit fonctionner en permanence;
- il doit être assez sensible pour détecter une dégradation dans la chaîne de transmission.

On peut classer ici les méthodes d'évaluation de la Pe en deux catégories[8]:

- méthodes d'évaluations faisant intervenir la redondance du signal;
- méthodes d'évaluation à l'aide d'un récepteur auxiliaire (mesures de pseudo-erreurs).

4.3.3.1 Méthodes à redondance du signal

La redondance peut être par augmentation du nombre de symboles transmis (augmentation du débit correspondant à une opération de codage détecteur et/ou correcteur d'erreur ou à l'utilisation de trame), ou par une augmentation du nombre de symboles pendant un intervalle de temps élémentaire (correspondant à l'utilisation d'un code multiniveaux).

A/ Augmentation du débit numérique :

Ces méthodes nécessitent une synchronisation non prévue à l'origine et le problème principal de ces méthodes est de trouver un compromis entre le temps nécessaire pour évaluer la Pe qui peut être long pour des débits faibles.

-Codage détecteur ou correcteur d'erreurs (codage de canaux):

Il consiste à grouper à l'émission les bits en mots de k bits, et à associer à chaque mot un mot de longueur $n > k$ bits, la redondance est constituée par les $n - k$ bits et le débit est multiplié par n/k . le nombre de mots possibles de n éléments est 2^n et les autres mots correspondent à des mots entachés d'erreurs, les $(n - k)$ bits ajoutés sont les bits de contrôle des erreurs.

-Utilisation de trame:

Dans ce cas des mots connus sont insérés périodiquement à l'émission. le récepteur extrait les éléments correspondant reçus et les compare aux éléments émis connus.

L'organisation en trame nécessite une synchronisation qui peut être assez complexe et doit être envisagée lors de la conception du système global.

B/ Utilisation de codes à multiniveaux:

Cette méthode est principalement utilisée en transmission sur câbles[8] (selon la recommandation du CCITT AVIS O161).

Elle permet grâce à la détection de la violation de certaines règles de codage à la réception, l'estimation de la Pe. Les études montrent que la Pe estimée est d'une bonne précision[8].

4.3.3.2 Méthodes pseudo-erreurs

Le principe de base de ces mesures utilise la notion de

pseudo-erreurs introduite par Gooding[8].

On connecte avec le récepteur principal R un récepteur secondaire R' dégradé par un perturbateur connu. Soit le message transmis $\{ak\}$ binaire, les messages après démodulation sont $\{ak\}+\{ek\}$ et $\{ak\}+\{e'k\}$ ou $\{ek\}$ est la séquence binaire d'erreur en sortie de R et $\{e'k\}$ en sortie de R' ($ek=1$ s'il y a erreur sinon 0).

Le résultat de la comparaison des deux résultats effectuée par addition modulo-2 est $\{ek\}+\{e'k\}$ c'est la séquence dite de pseudo-erreurs son comptage pendant un temps donné fournit le taux de pseudo-erreurs TPSE et l'estimation de la Pe est réalisée par la correspondance préétablie entre la Pe et le TPSE.

Cette méthode permet une mesure très rapide, et son avantage principal c'est qu'elle ne nécessite pas la modification de la structure du message mais son inconvénient c'est qu'elle ne se base pas sur une référence bien déterminée.

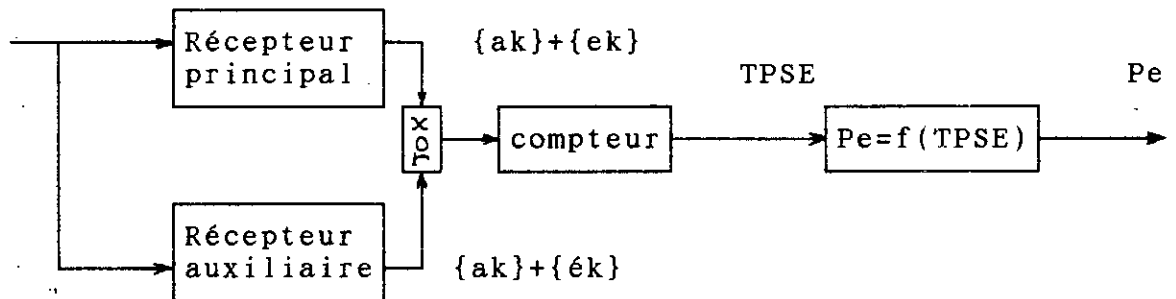


Figure 4.2 Génération et comptage des pseudo-erreurs

CHAPITRE V SIMULATION, RESULTATS & INTERPRETATIONS

5.1 INTRODUCTION

Avant, la simulation jouait un rôle important dans la conception, l'analyse et l'implémentation des systèmes de communication. Maintenant elle est principalement utilisée pour vérifier le bon fonctionnement des systèmes, évaluer les performances et obtenir des spécifications pour guider la conception. Les premières simulations étaient orientées vers les systèmes à coût et risques élevés, maintenant elles jouent un rôle important dans la conception et l'implémentation des produits commerciaux allant des communications par satellite jusqu'aux systèmes de communication standards[18].

5.2 MODELES D'ETUDE

Les deux modèles retenus pour la transmission à bande de base et à bande transposée sont représentés par les figures (5.0.a) et (5.0.b). La séquence d'information est modélisée par un générateur de SBPA. Le canal de transmission est modélisé par un filtre RIF tenant compte des distorsions du canal en amplitude et en phase, le bruit additif du canal est modélisé par un générateur de bruit blanc gaussien centré.

Dans le cas d'une transmission à bande transposée on considère le canal à bande assez large pour négliger l'effet des distorsions devant celles du bruit.

L'égaliseur adaptatif utilise l'algorithme du gradient (LMS) pour la mise à jour de ses coefficients.

5.3 MODELE DU CANAL

Le choix du filtre RIF pour modéliser le canal revient à sa simplicité, sa stabilité et sa linéarité de phase[17,10].

Les canaux utilisés ici sont des filtres RIF synthétisés par la méthode de fenêtrage à partir d'une réponse idéale de type passe-bas

$$H_1(f) = \exp(-j2\pi f t_0)$$

avec une fréquence de coupure f_c et une fréquence d'échantillonnage $f_e = 1/T_e$, la réponse impulsionnelle sera :

$$h_1(k) = 2 f_c / f_e \operatorname{sinc}(2f_c(kT_e - t_0)) \text{ où}$$

t_0 : est un retard provoqué par le canal.

A partir d'une réponse du type

$$H(f) = H_1(f) [1 + \cos(2\pi f T_a)] \exp(jB \sin(2\pi f T_b))$$

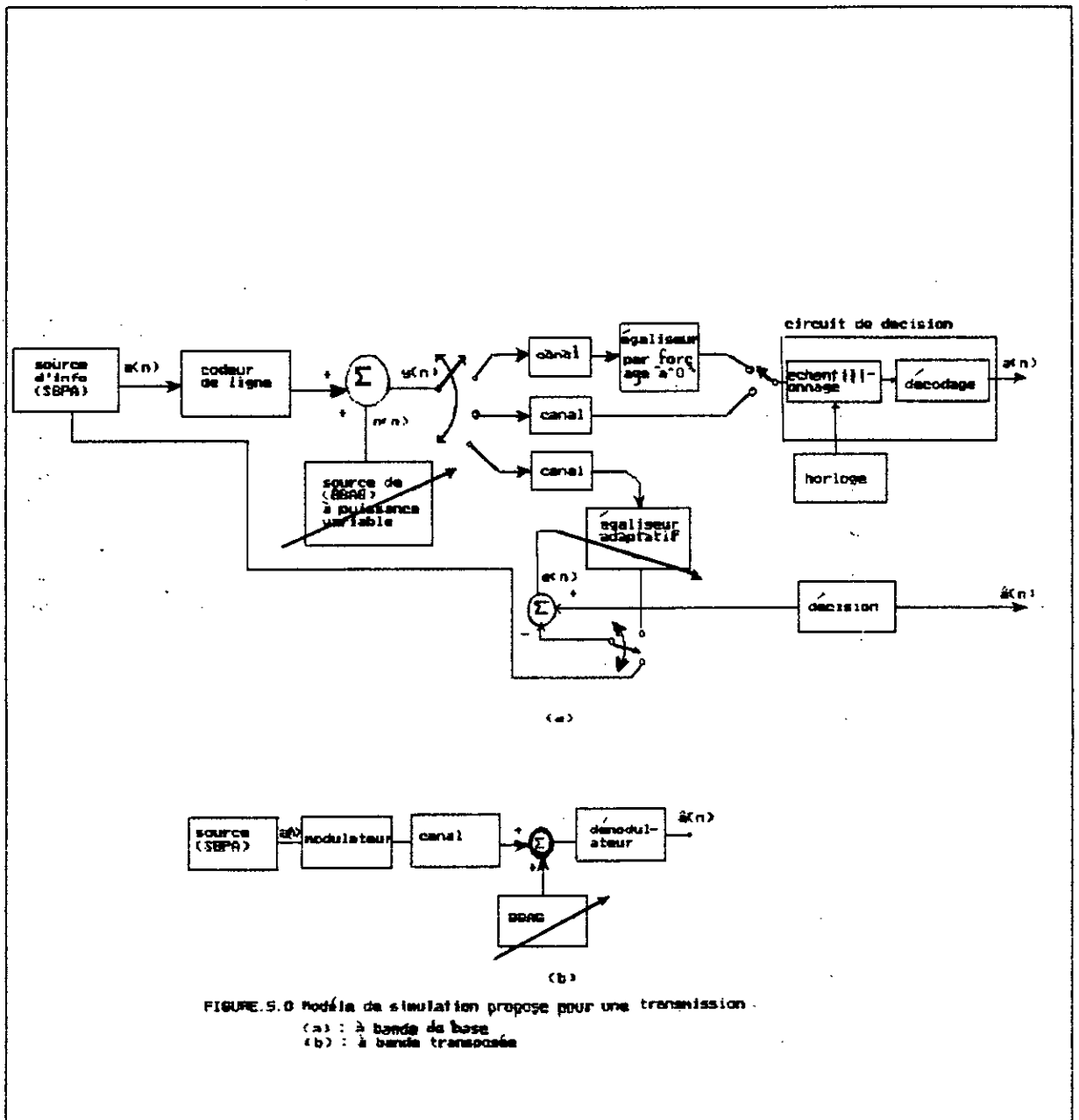
(présence de distorsions de phase et d'amplitude) où

T_a : la période du signal de déformation d'amplitude

T_b : la période du signal de déformation de phase

A : l'amplitude de distorsion d'amplitude

B : l'amplitude de distorsion de phase



la réponse impulsionnelle sera donc :

$$\begin{aligned} h(k) = & h_1(k) + (B/2)[h_1(kT_e - t_0 + T_p) - h(kT_e - t_0 - T_p)] \\ & + (A/2)[h_1(kT_e - t_0 + T_a) + h(kT_e - t_0 - T_a)] \\ & + (AB/4)[h_1(kT_e - t_0 + T_p + T_a) - h(kT_e - t_0 - T_p - T_a)] \\ & + (AB/4)[h_1(kT_e - t_0 + T_p - T_a) - h(kT_e - t_0 - T_p + T_a)] \end{aligned}$$

Dans la simulation on a choisi quatre canaux avec un fenêtrage rectangulaire sur $4T_b$ pour le canal 1 et 4 et $6T_b$ pour les autres avec $T_b = 10T_e$, $T_e = 0.1s$ et $f_c(\text{normalisée}) = 0.5$

Canal1: présentant des distorsions d'amplitude moyennes dûs seulement au fenêtrage (on utilise un mauvais fenêtrage pour introduire un taux de distorsion moyen).

Canal2: présentant des distorsions d'amplitude considérables $A = 0.6$ et $T_a = 1s$.

Canal3: présentant des distorsions de phase considérables $B = 0.6$ et $T_b = 3s$.

Canal4: est une version du canal1 avec une perturbation en créneau sur $4T_b$ utilisé dans l'égalisation adaptative et dénommé comme canal variable.

5.4 GENERATION DES SIGNAUX

Dans un système de communication quelconque, les deux types de signaux (déterministes et aléatoires) existent tous les deux. L'onde porteuse (dans certains cas) est un exemple de signaux déterministes, tandis que le signal délivré par la source d'information est un exemple de signaux aléatoires. Il faut donc trouver un modèle approprié pour chaque type de ces signaux dans la simulation.

5.4.1 Génération des signaux déterministes

La génération d'un signal déterministe se fait directement par son expression mathématique, mais un tel signal doit être représenté sur ordinateur sous une forme discrète. On doit donc échantillonner ce signal avec une fréquence d'échantillonnage égale au minimum à la fréquence de NYQUIST. Et il faut noter qu'une fréquence d'échantillonnage élevée améliore les résultats de simulation, mais cause par contre un temps de calcul élevé, qui est indésirable pour la simulation. On doit donc faire un compromis entre ces deux limites.

5.4.2 Génération des signaux aléatoires

(a) Génération de la Séquence Pseudo-Aléatoire (SBPA)

Pour modéliser l'information délivrée par la source d'information on génère une séquence binaire pseudo-aléatoire. Il existe deux méthodes pour générer une telle séquence qui donnent des résultats équivalents, avec des algorithmes

différents. la première est celle du registre à décalage décrite au chapitre IV, et que nous avons adopté dans la simulation. La deuxième consiste à l'utilisation de la relation congruentielle donnée par[12]:

$$x[n+1] = (a.x[n]+c) \text{ mod } m$$

(b) Génération du Bruit Blanc Gaussien Additif (BBGA)

Le bruit introduit par le canal est modélisé par un bruit blanc gaussien additif de moyenne nulle. Un tel bruit est habituellement utilisé dans l'analyse des systèmes de communication puisqu'il occupe théoriquement toute la bande de fréquence (bande infinie), et par suite il est indépendant de la fréquence de travail du système considéré. Il est simulé par une séquence de nombres, de taille suffisamment grande et qui suit une loi de probabilité gaussienne (dans ce cas sa bande de fréquence est nécessairement limitée). La variance de cette séquence représente la puissance du bruit du canal. Dans un ordinateur la séquence d'un bruit blanc gaussien se génère à l'aide de la relation de récurrence[12]:

$$z(k)=y(k)\cos[2\pi x(k+1)]\sigma+m$$

où

σ^2 : la variance du BBG;

m: sa moyenne (m=0);

y(k): est un signal pseudo-aléatoire ayant la distribution de RAYLEIGH donnée par:

$$y(k) = \sqrt{2 \cdot \sigma^2 \cdot \log \frac{1}{x(k)}}$$

x(k): est un signal pseudo-aléatoire à distribution uniforme.

Dans notre programme de simulation la variance du BBG est exprimée en fonction du rapport signal sur bruit RSB (en db) par la relation:

$$\sigma^2 = P_r 10^{-0.1 \cdot RSB}$$

où P_r est la puissance du signal utile dont l'amplitude dépend du code utilisé et/ou du procédé de modulation.

Remarque

Voir les détails de simulation aux Annexes B et C.

5.5 INTERPRETATIONS DES RESULTATS

Les résultats de la simulation sont données par des courbes:

-La figure 5.1 donne une comparaison de deux impulsions de bases; l'impulsion rectangulaire et en cosinus surélevé, les

résultats montrent que pour les RSB moyens et élevés l'impulsion en cosinus surélevé présente des performances meilleures.

-La figure 5.2 montre que dans les mêmes conditions le code polaire présente de bons résultats d'où sa large utilisation.
-La figure 5.3 montre une bonne approximation des résultats théoriques par la simulation, on remarque que la P_e s'annule à partir de 10 db ceci est dû au nombre limité d'échantillons (3000), en fait on peut seulement conclure que la P_e est inférieure à:

$$1 / \text{nombre total d'échantillons.}$$

-La figure 5.4 montre l'effet grave de la perte de synchronisation qui augmente ainsi considérablement l'effet des ISI et par suite l'augmentation considérable de la P_e .

-La figure 5.5 montre l'amélioration de la P_e par égalisation pour les RSB moyens et élevés, bien sûr pour les faibles RSB l'égalisation a un effet indésirable car elle n'agit pas sur le bruit mais sur les ISI.

-La figure 5.6 montre le taux d'ISI apporté par un canal distordu et la réduction de ce phénomène par égalisation.

-La figure 5.7 montre le forçage à zéro de l'impulsion de base à la sortie aux 3 instants multiples de T_b de part et d'autre de son maximum ($N=7$), ce qui permet de réduire les ISI.

-La figure 5.8 illustre l'influence du pas d'adaptation sur la convergence de l'algorithme LMS; on remarque que la convergence de ce dernier est d'autant plus rapide que le pas est grand entraînant une grande erreur résiduelle et elle est d'autant plus lente et fine pour un pas petit, donc un compromis doit être fait dans le choix du pas, ce problème est résolu en choisissant un pas variable commençant par une grande valeur et diminuant au cours du traitement les figures 5.11, 5.12 et 5.13 montre l'efficacité du pas variable.

-la figure 5.9 et 5.10 font apparaître le rôle de l'apprentissage dans l'égalisation adaptative; une égalisation sans apprentissage utilise une référence faussée qui peut conduire dans un cas trop erroné à une divergence.

-Les figures (5.14,5.15),(5.16,5.17),(5.18,5.19),(5.20,5.21), (5.22,5.23) illustre la poursuite des coefficients d'un égaliseur adaptatif d'ordre 5 aux variations du canal; on remarque que la poursuite est bien illustrée par le coefficient C_0 , ce dernier étant stabilisé à un optimum, et sous l'effet de la perturbation converge vers un autre état et revient à son optimum en absence de la perturbation. Les autres coefficients

répondent avec des degrés différents, les plus significatifs étant les premiers pour ce type de canaux (passe-bas).

-la figure 5.24 montre le rôle de l'égaliseur qui tend à éliminer le plus possible l'effet du canal, ce qui s'exprime dans le domaine temporel par une convolution des deux réponses

impulsionnelles (celle du canal et celle de l'égaliseur) qui s'approche d'une impulsion de Dirac. Le décalage obtenu dans la figure 5.24 est dû au retard du canal.

-les figures 5.25 à 5.27 montrent des signaux modulés en ASK,FSK et PSK, on remarque que dans le cas de l'ASK l'information est portée par l'amplitude qui est très sensible aux différentes perturbations, dans les deux autres cas elle est plus protégée.

-Les figures 5.28 et 5.29 donnent une comparaison de 6 systèmes; les résultats montrent:

-une décroissance monotone de la P_e en fonction du RSB pour tous les systèmes;

-quelque soit les valeurs du RSB le système PSK cohérent produit les P_e les plus faibles, ce qui le rend optimal pour une transmission binaire dans le sens qu'il procure la P_e minimale pour un RSB donné dans le cas des systèmes perturbés par un BBGA et à décodage bit par bit.

-Les versions non cohérentes des systèmes cohérents présentent en général des P_e plus élevées, mais leurs avantages c'est qu'elles ne nécessitent pas une synchronisation avec la phase de la porteuse qui est très coûteuse dans l'implémentation.

Parmi les systèmes non cohérents, le DPSK produit une P_e minimale quelque soit le niveau du RSB, ce qui justifie sa large utilisation dans la pratique.

Conclusion

Les résultats de la simulation nous orientent vers le choix de l'impulsion en cosinus surélevé comme impulsion de base et le code polaire comme code de ligne. Ils montrent aussi qu'il faut éviter au maximum les distorsions de phase du canal. Ils nous guident (lors de l'utilisation d'une égalisation adaptative avec l'algorithme LMS dans le cas où les caractéristiques du canal ne sont pas fixes) à utiliser un pas d'adaptation variable et une séquence d'apprentissage qui donnent de meilleurs résultats. Dans une transmission en bande transposée ils montrent l'efficacité de l'utilisation des systèmes de modulation PSK et DPSK.

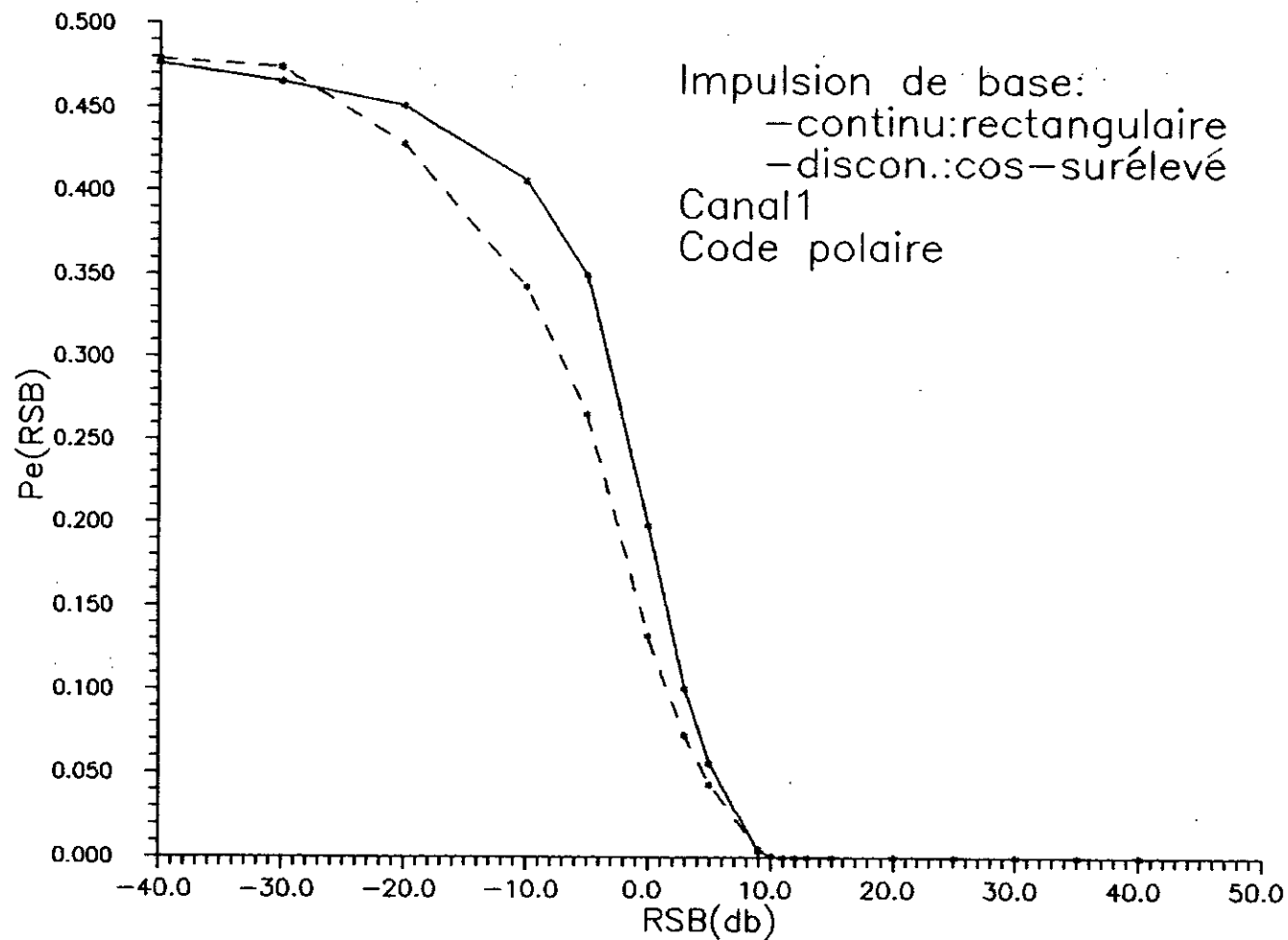


Figure 5.1 Comparaison de $P_e=f(RSB)$ pour deux impulsions de base

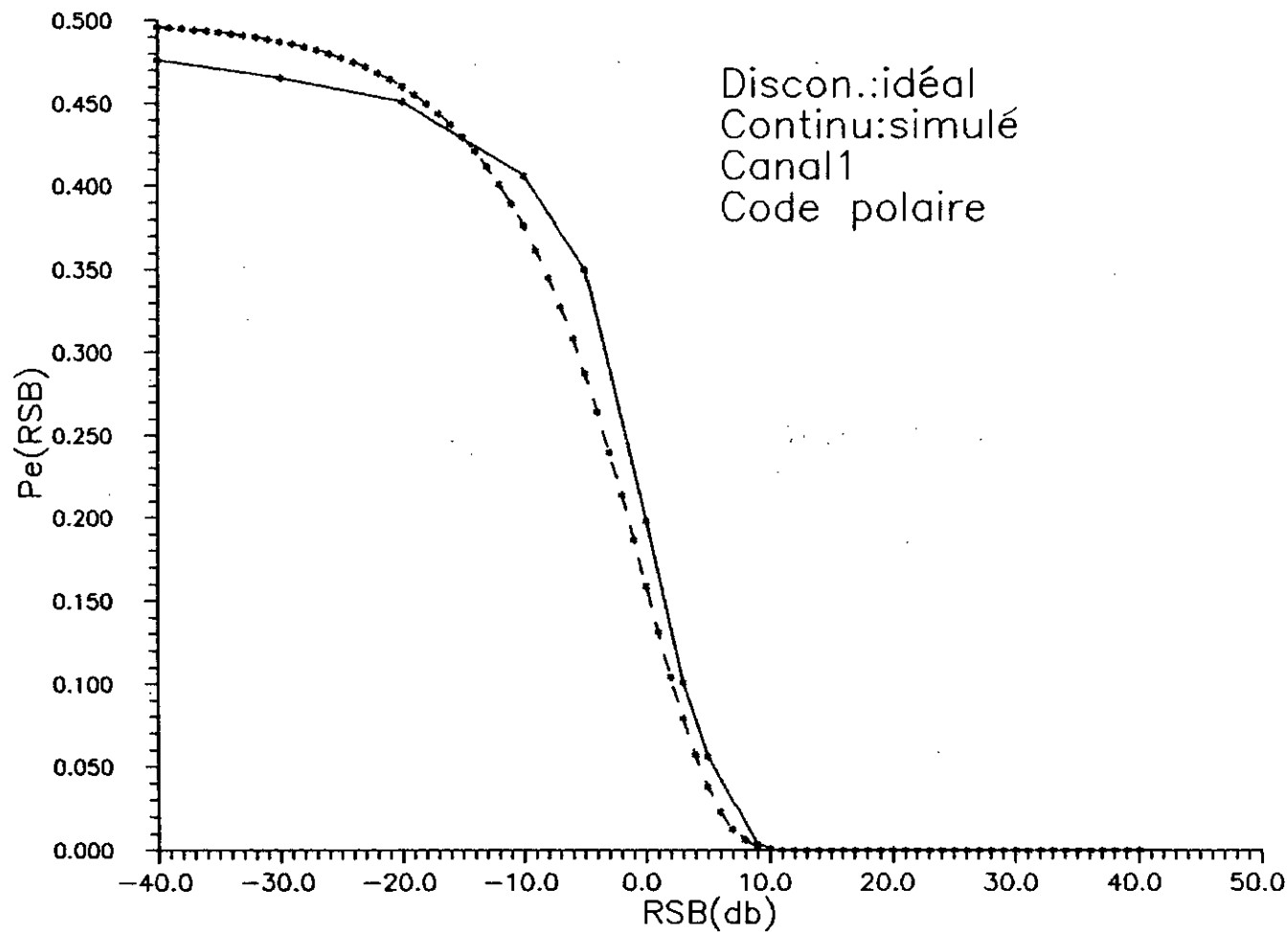


Figure 5.2 Comparaison de $p_e=f(\text{RSB})$ idéale et simulé

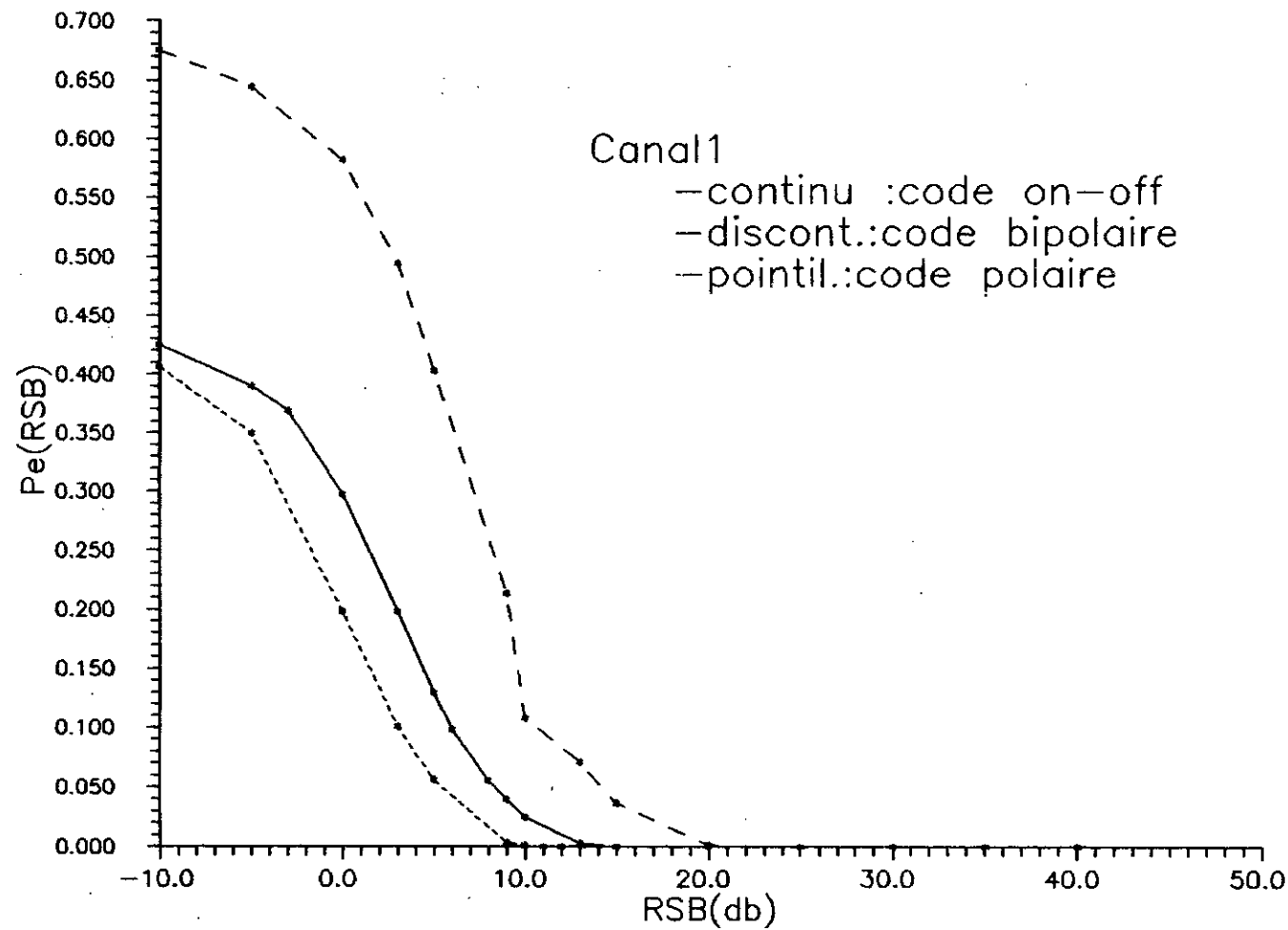


Figure 5.3 Comparaison des différents codes

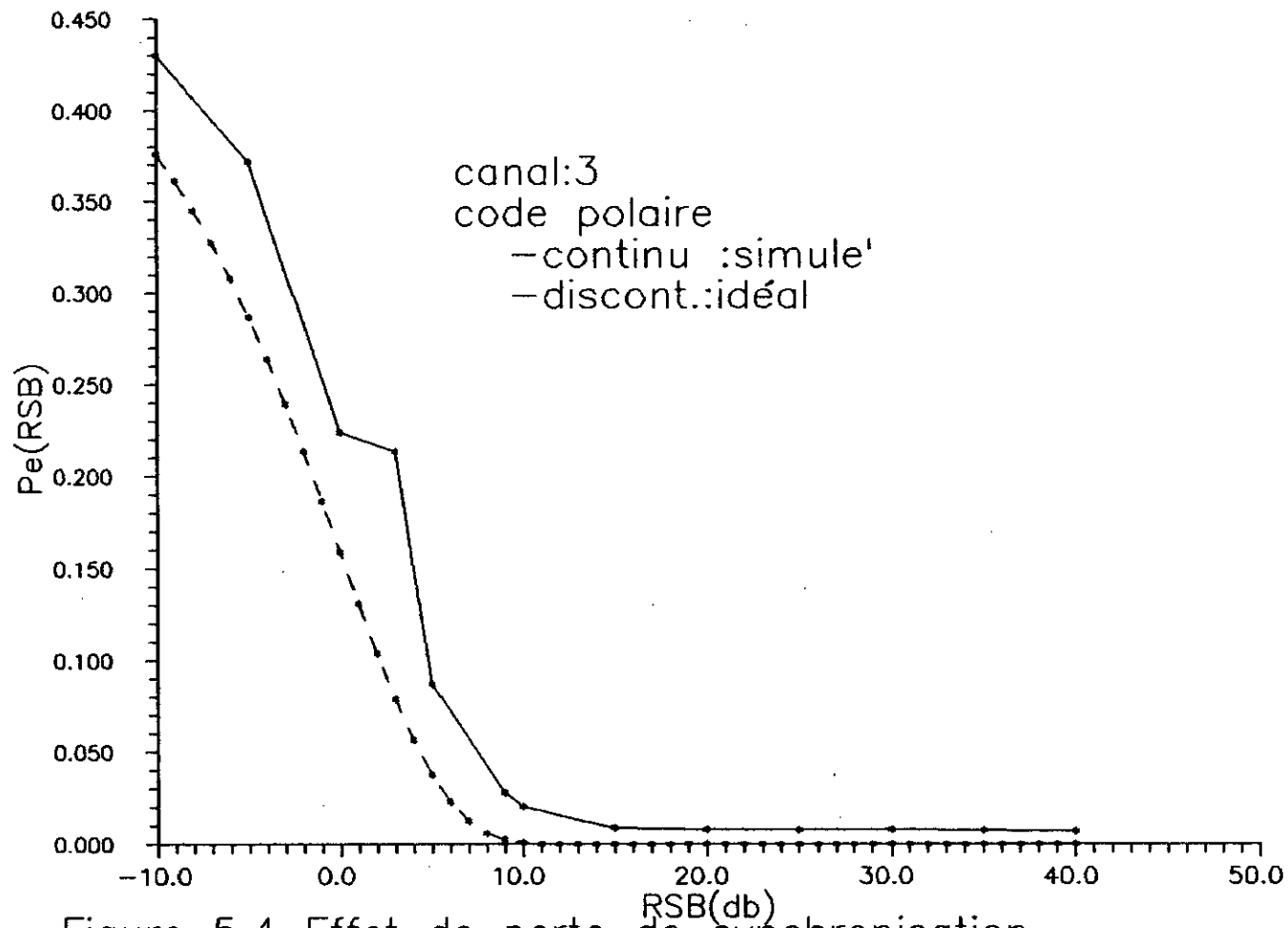


Figure 5.4 Effet de perte de synchronisation

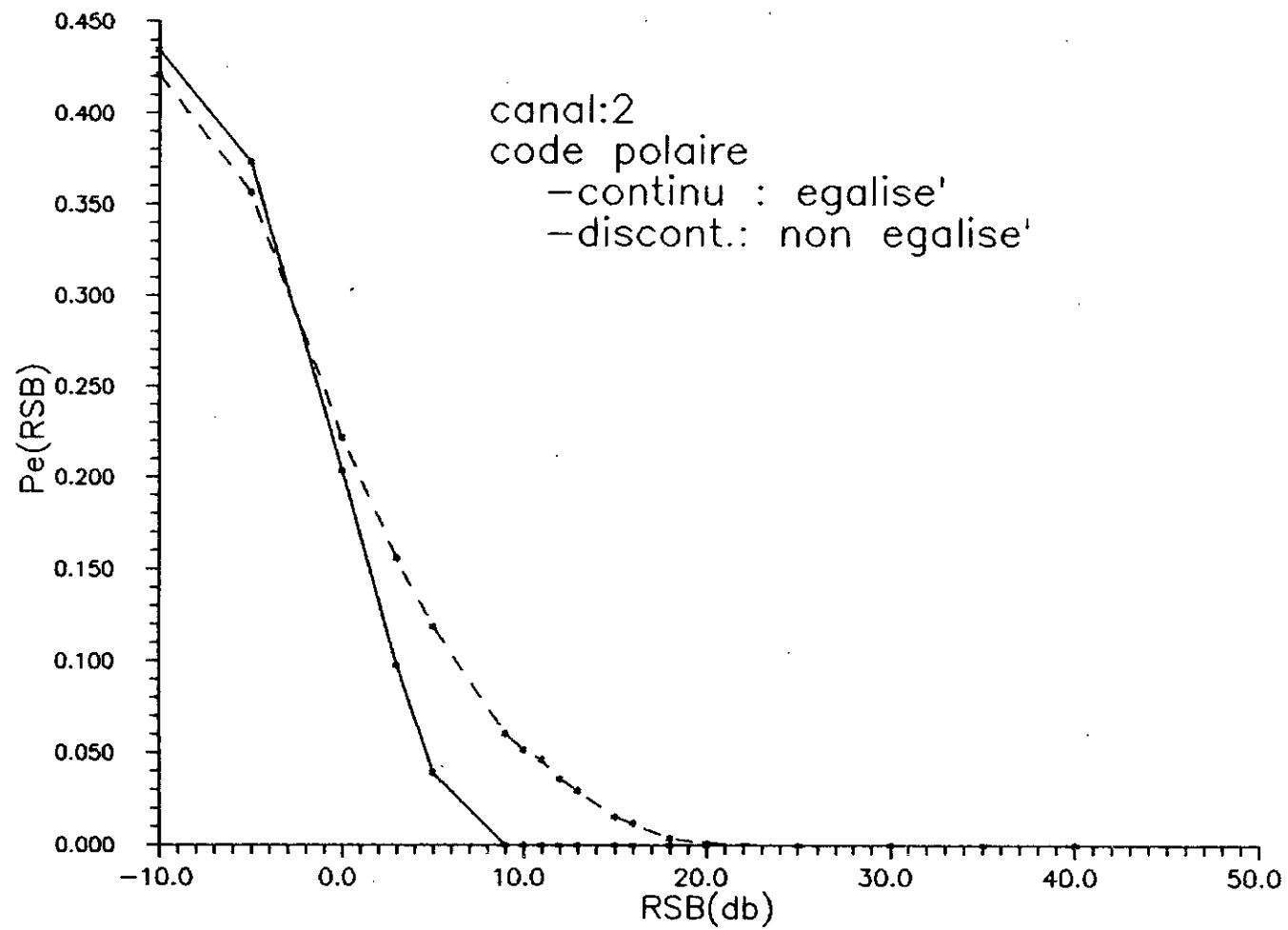


Figure 5.5 Effet de l'egalisation sur Pe

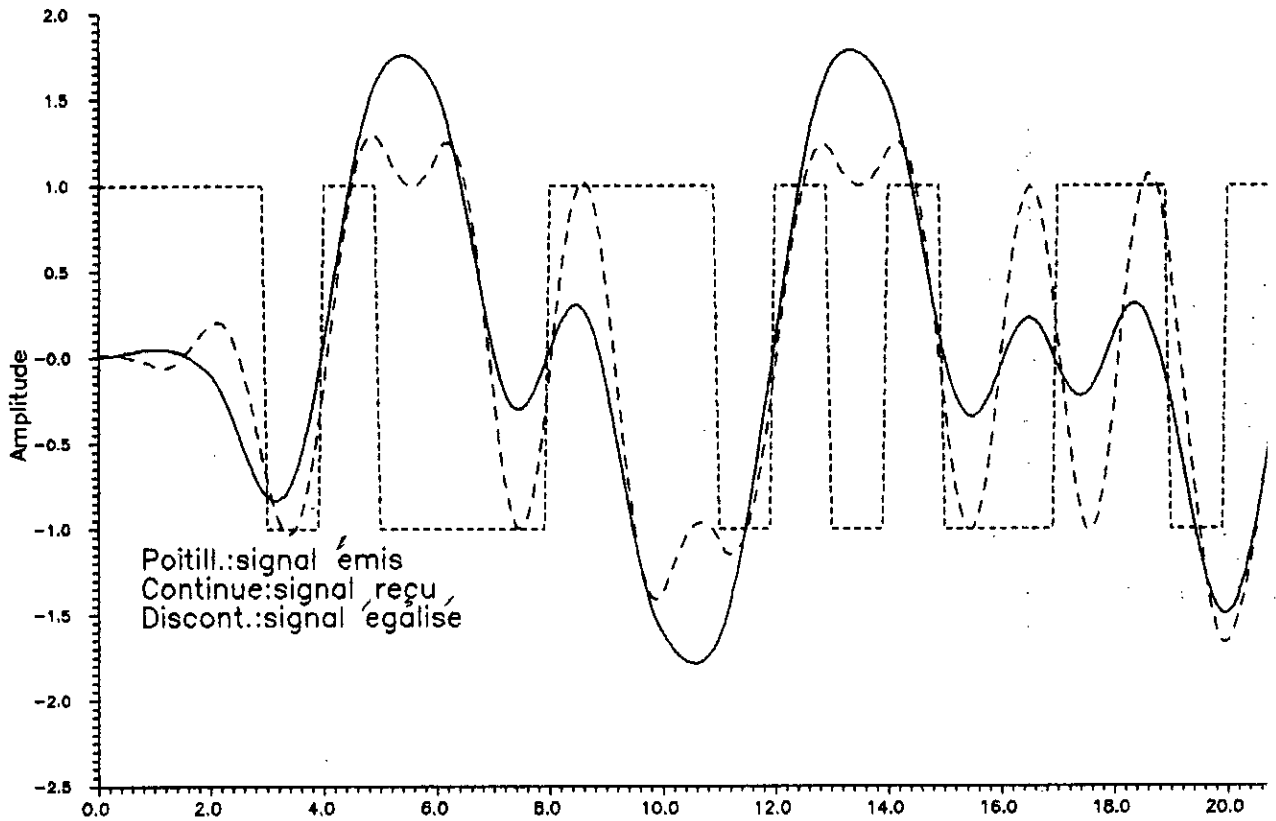


Figure 5.6 Effet de l'égalisation par forçage à zéro

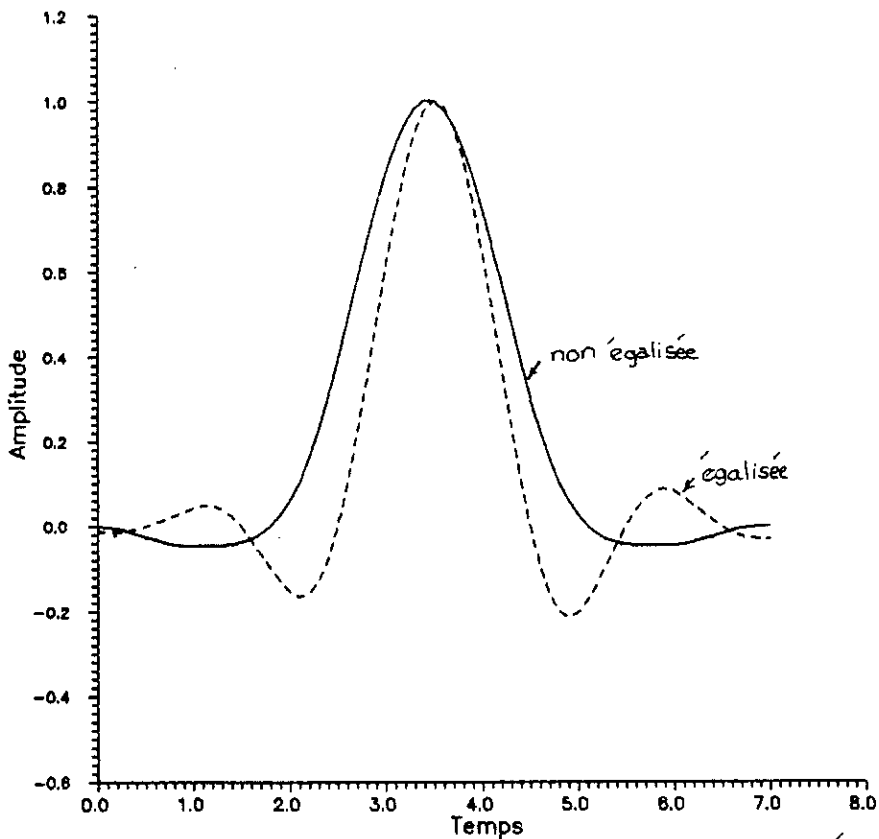


Figure 5.7 Effet de l'égalisation par forçage à zéro sur l'impulsion de base à la sortie

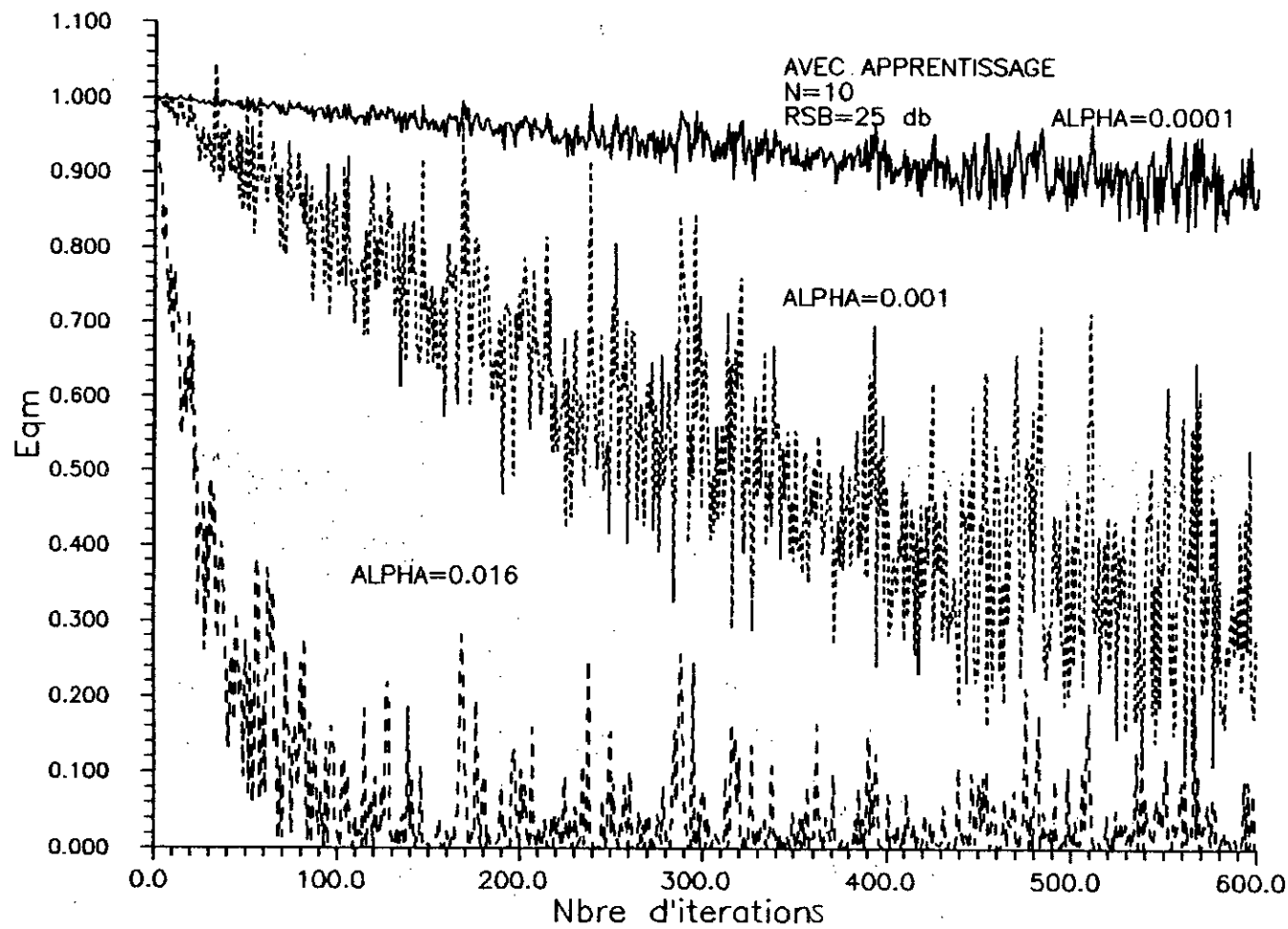


Figure 5.8 Effet du pas d'adaptation sur la convergence du LMS

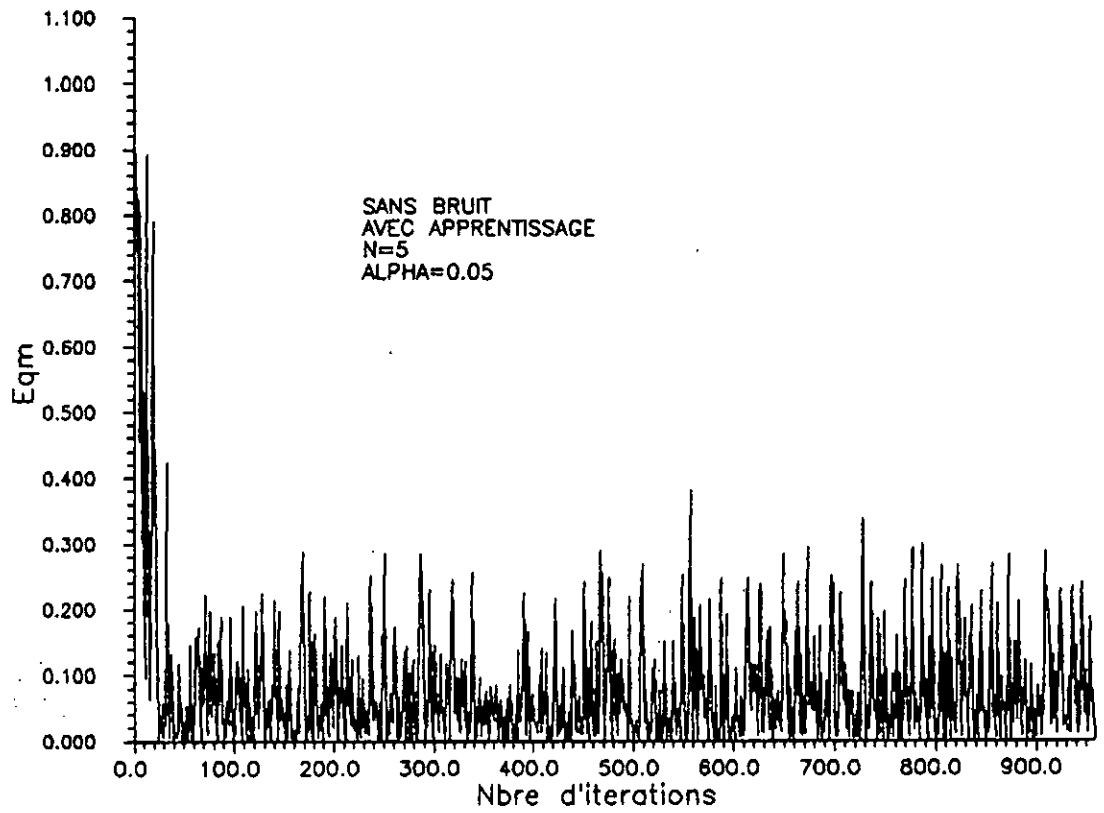


Figure 5.9 Convergence du LMS avec apprentissage

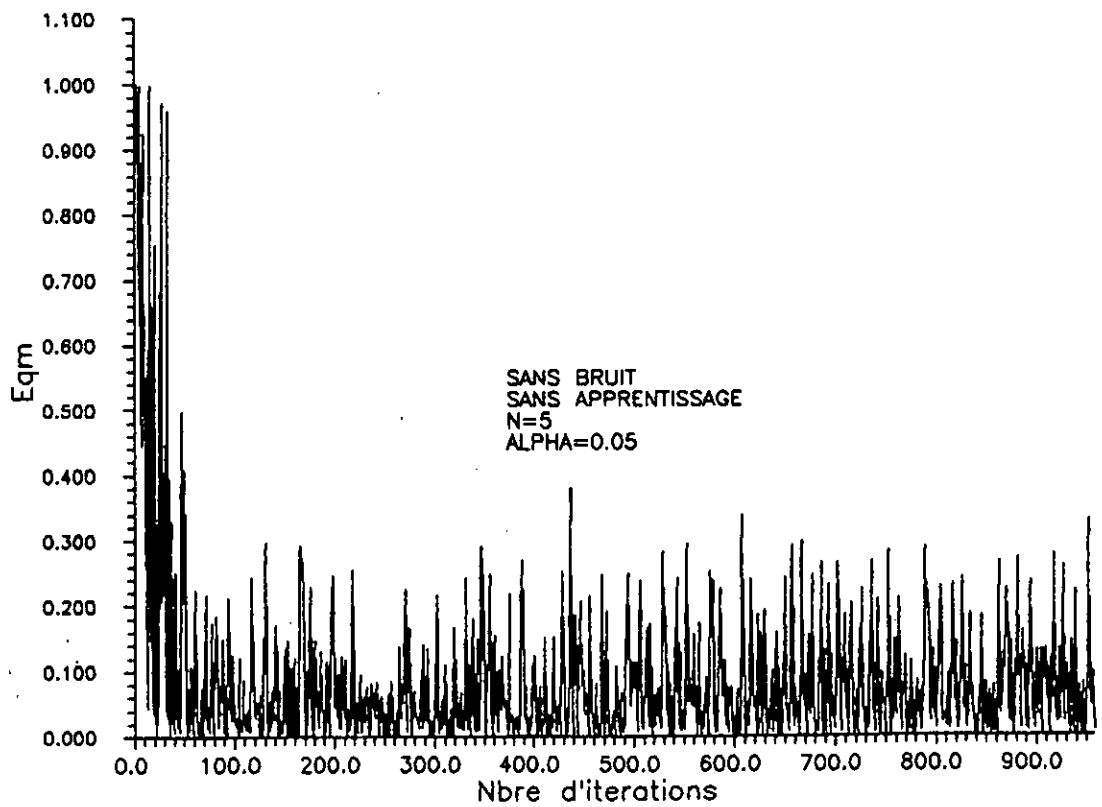


Figure 5.10 Convergence du LMS sans apprentissage

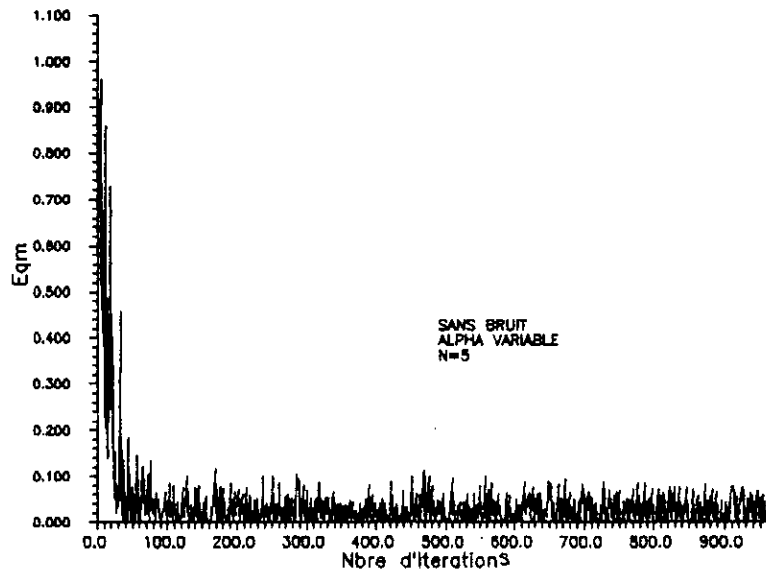


Figure 5.11 Convergence du LMS avec pas d'adaptation variable

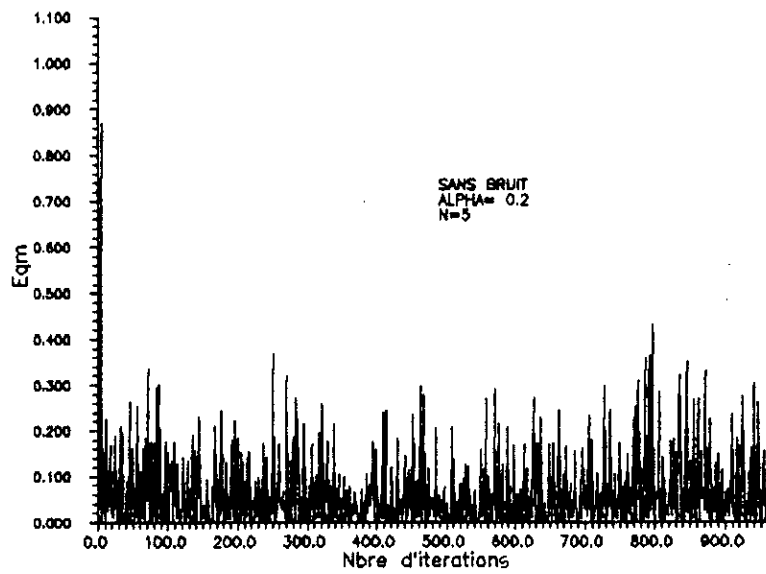


Figure 5.12 Convergence du LMS avec un pas de 0.2

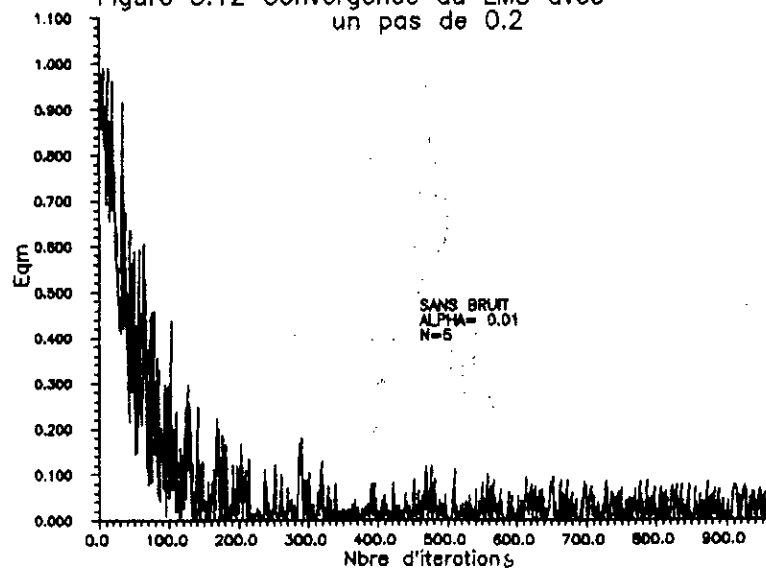


Figure 5.13 Convergence du LMS pour un pas de 0.01

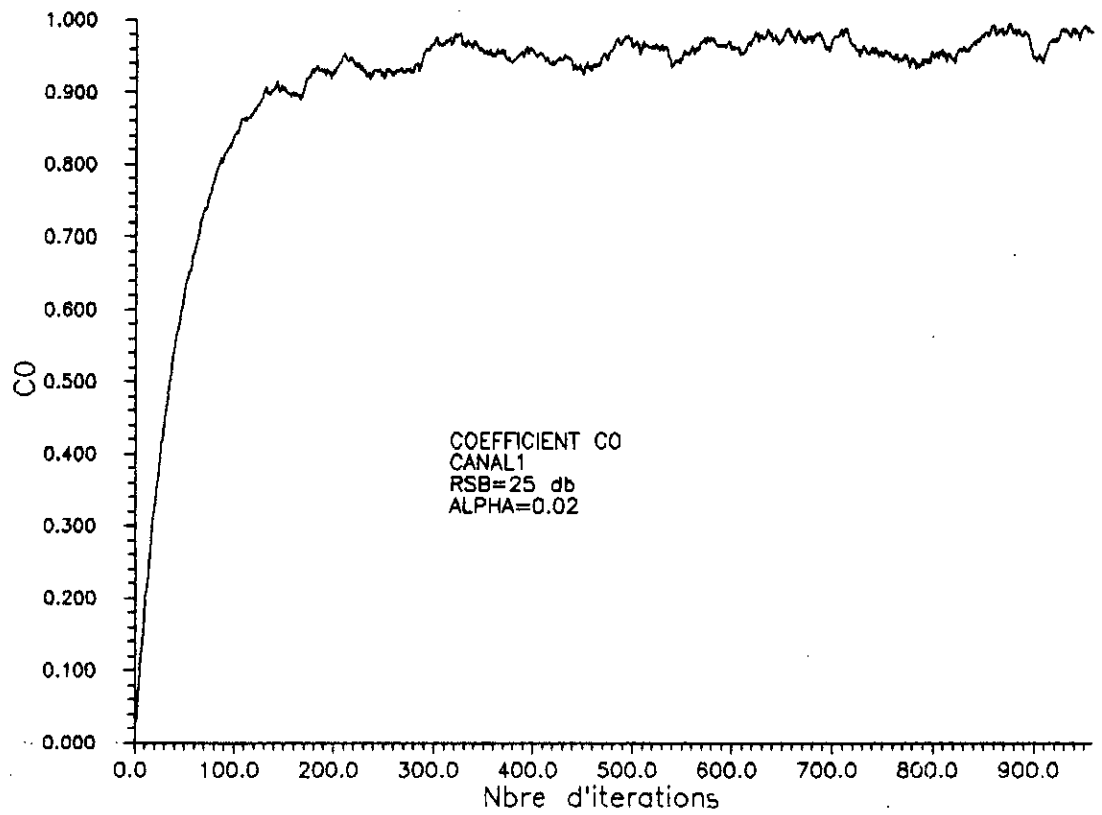


Figure 5.14 Convergence du coefficient C0.

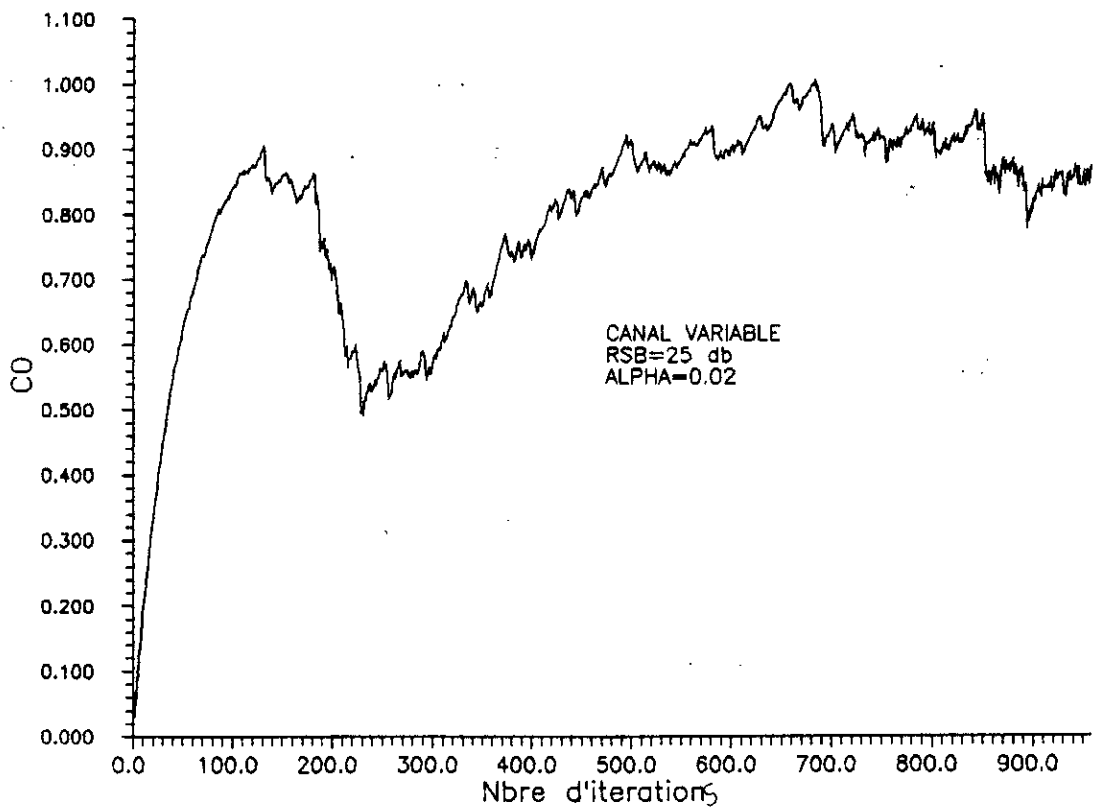


Figure 5.15 Influence des variations du canal sur la convergence du coefficient C0

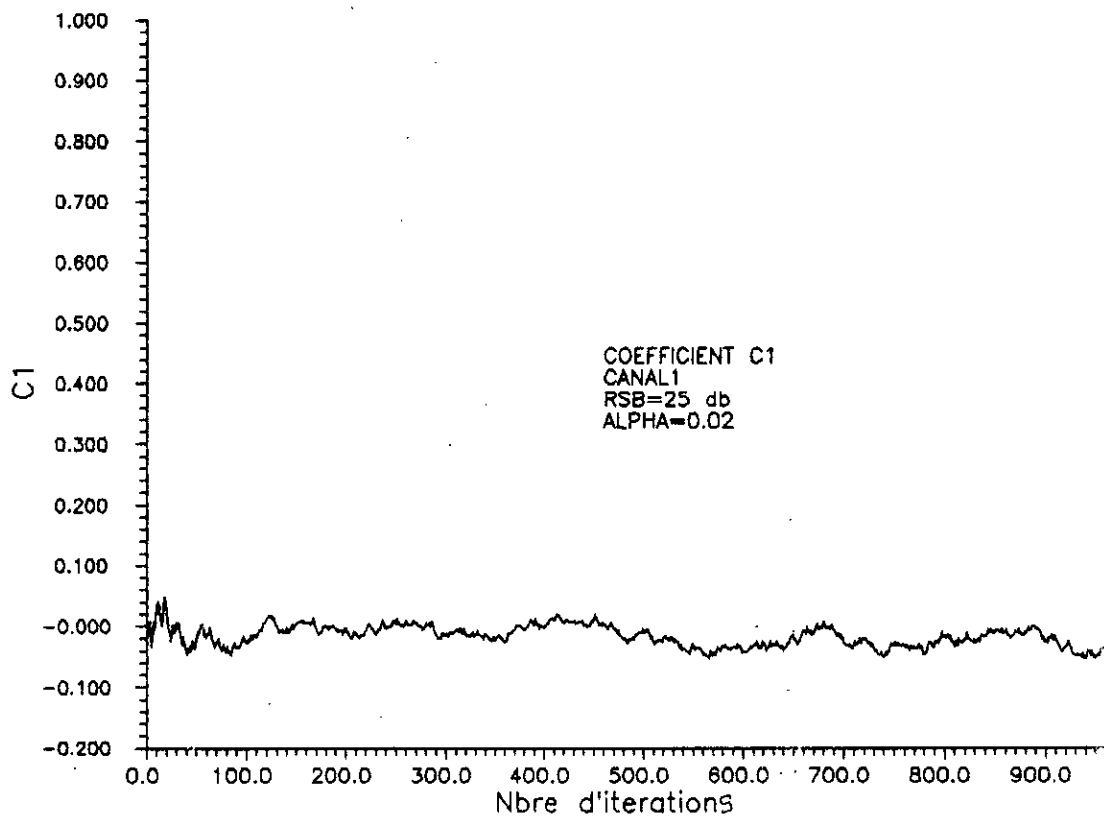


Figure 5.16 Convergence du coefficient C1

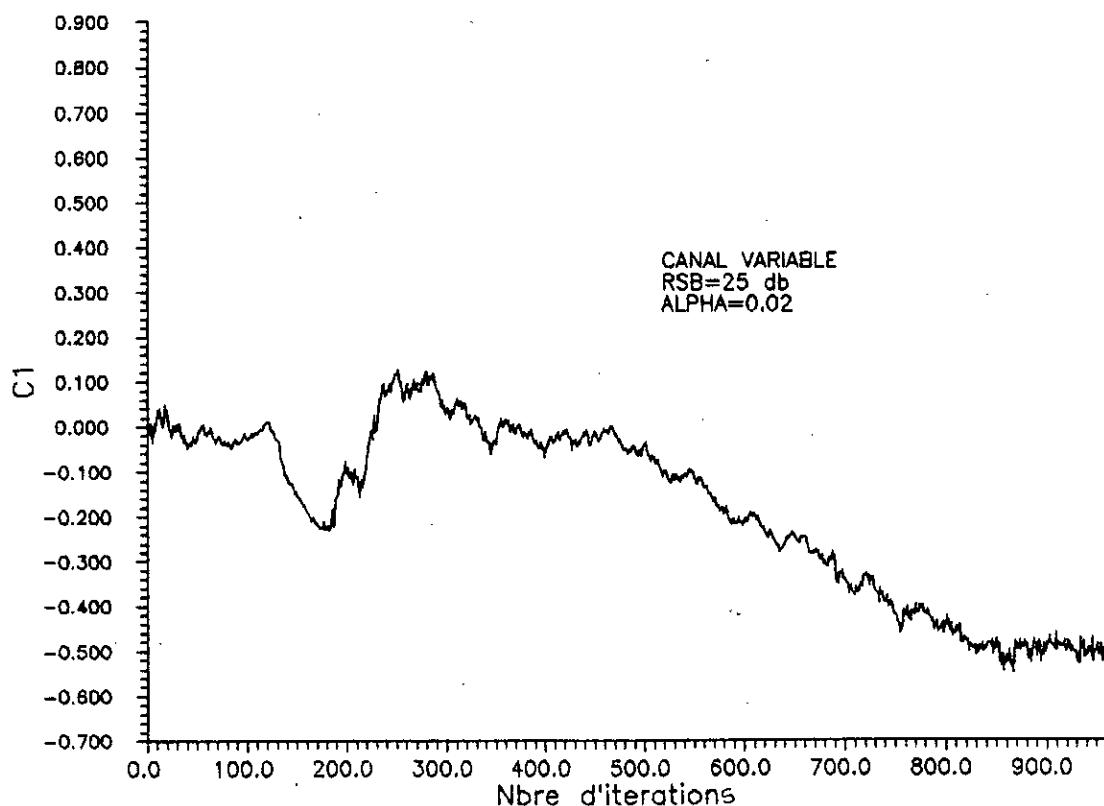


Figure 5.17 Influence des variations du canal sur le coefficient C1

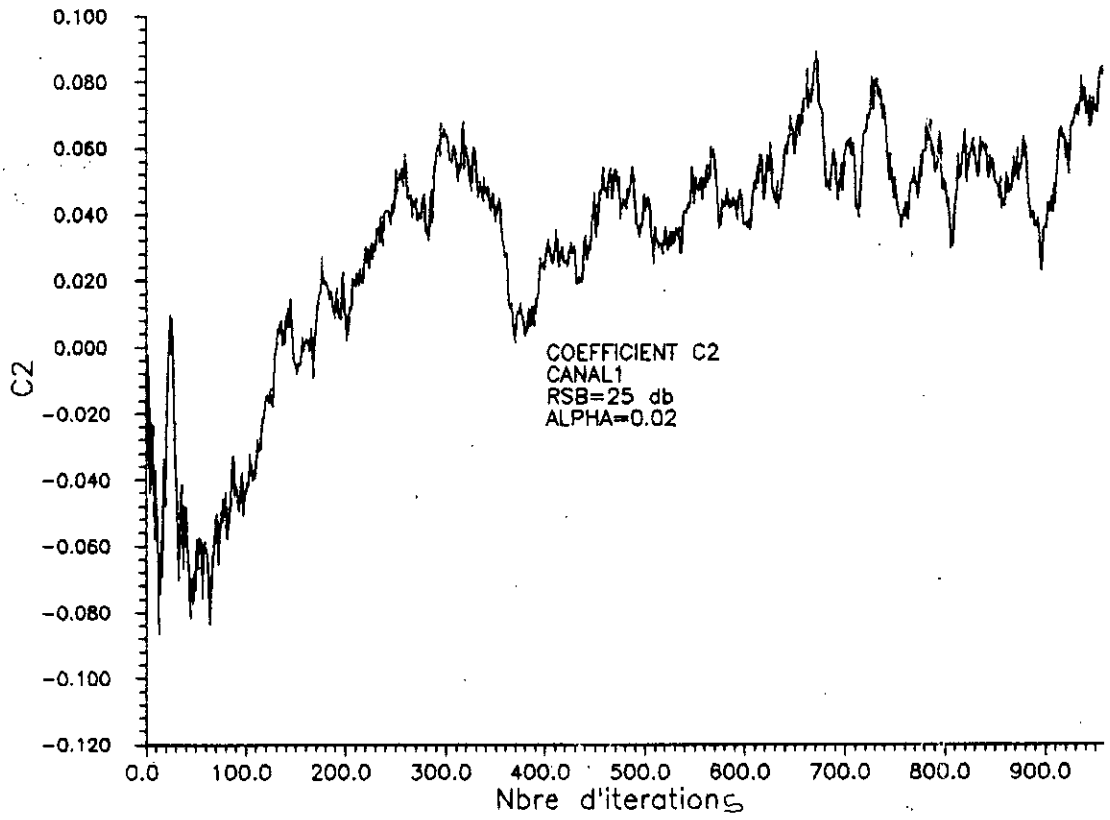


Figure 5.18 Convergence du coefficient C2

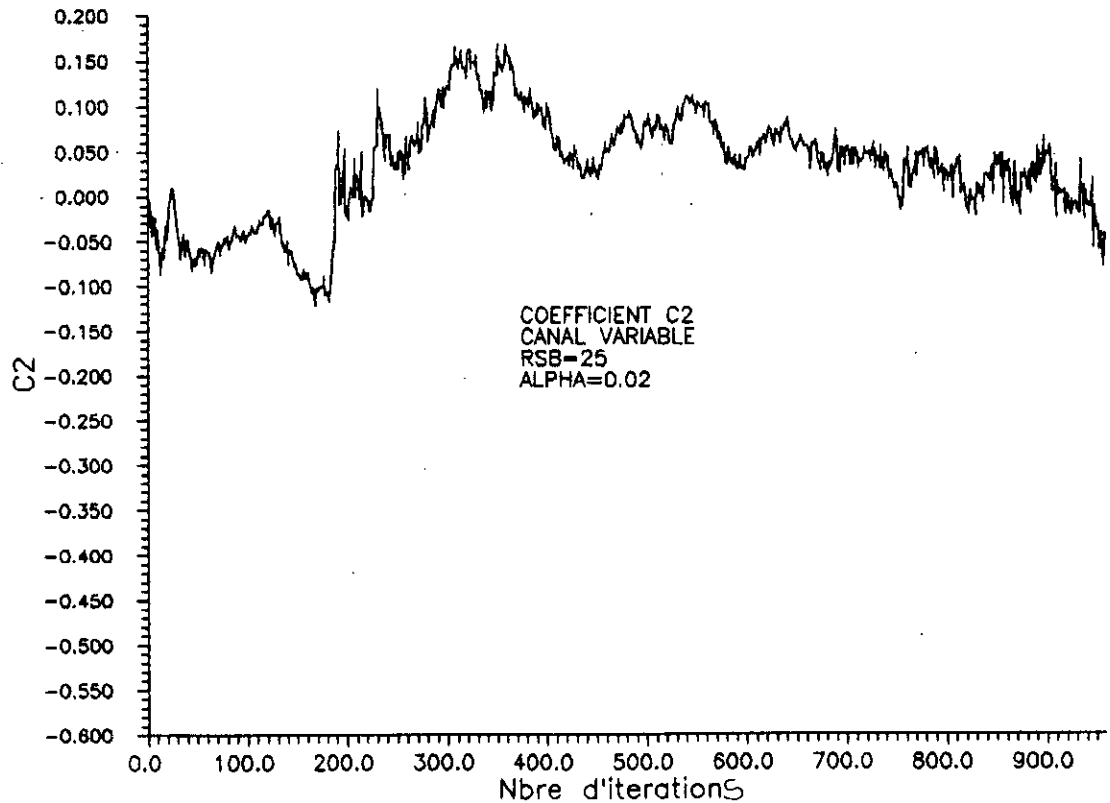


Figure 5.19 Influence des variations du canal sur la convergence du coefficient C2

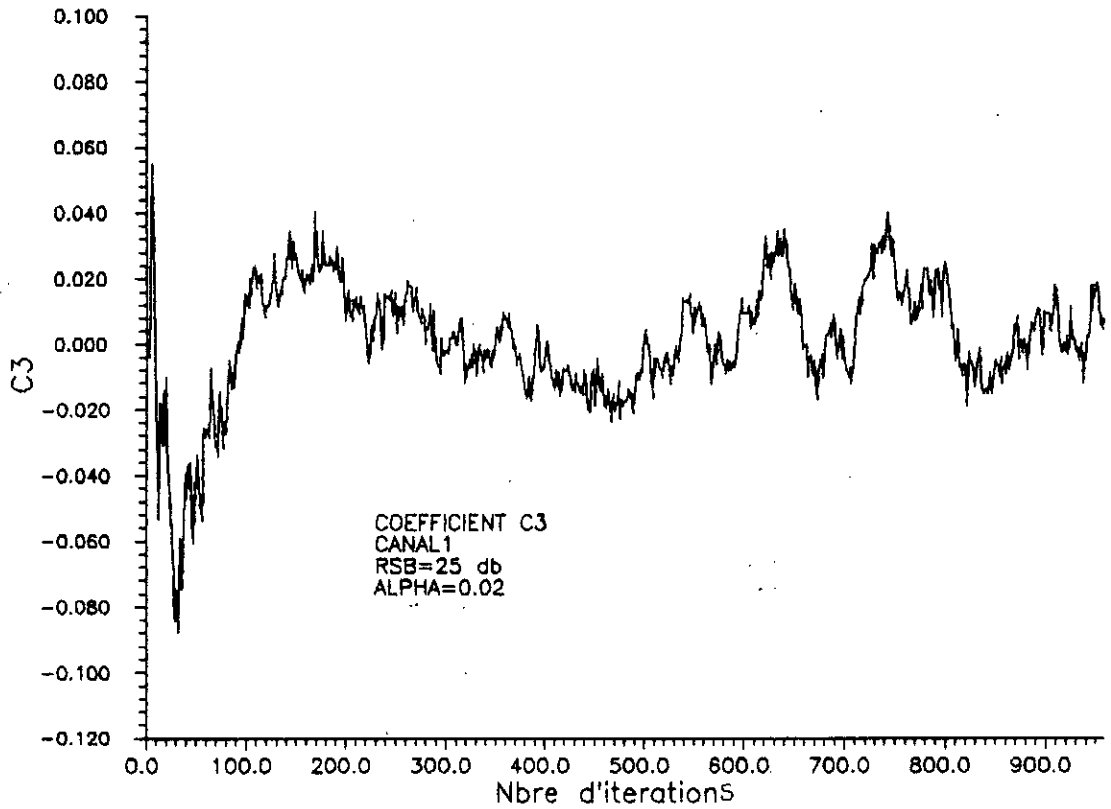


Figure 5.20 Convergence du coefficient C3

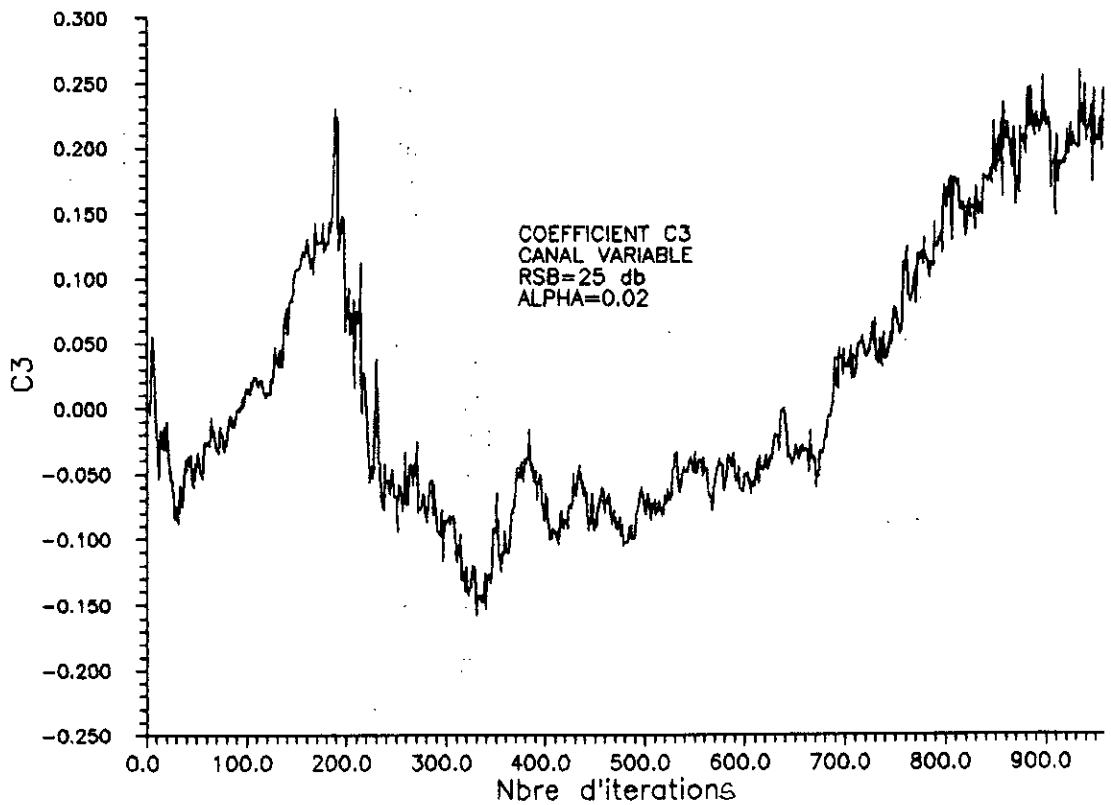


Figure 5.21 Influence des variations du canal sur la convergence du coefficient C3

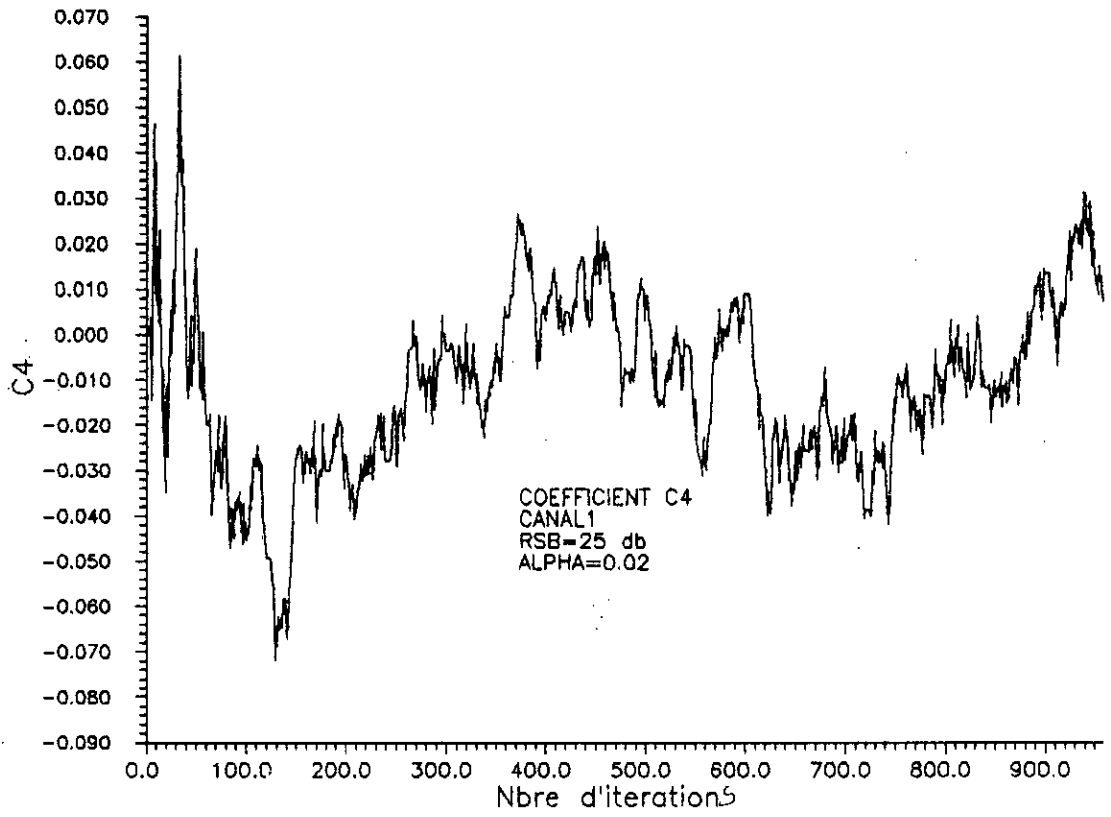


Figure 5.22 Convergence du coefficient C4

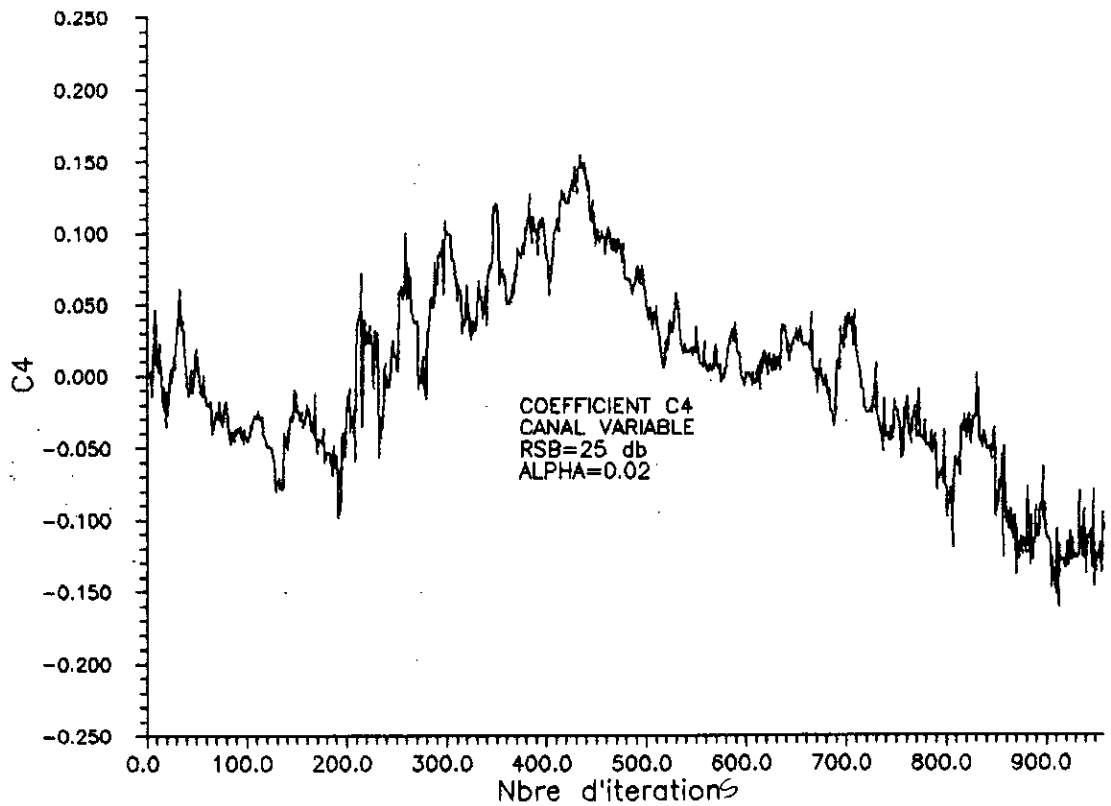


Figure 5.23 Influence des variations du canal sur la variation du coefficient C4

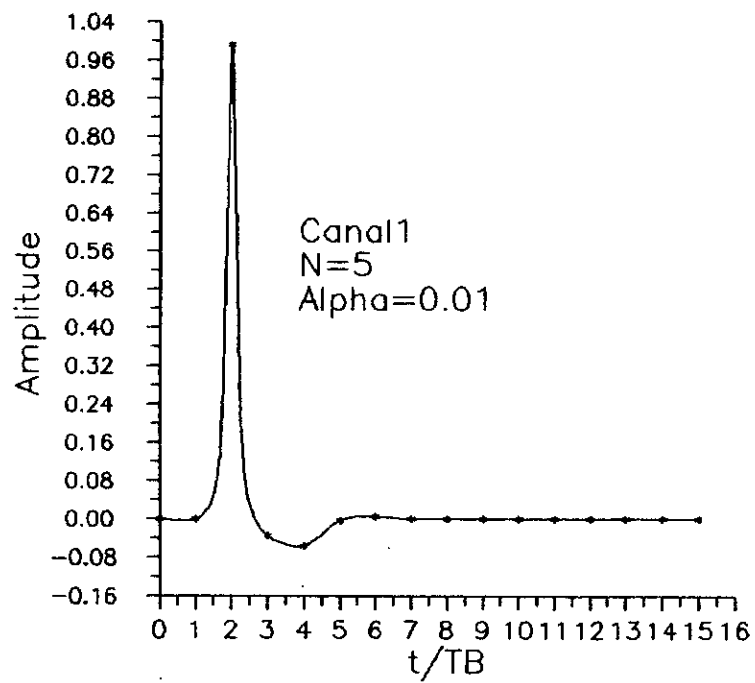


Figure 5.24 Convolution de la réponse impulsionnelle du canal avec celle de l'égaliseur adaptatif

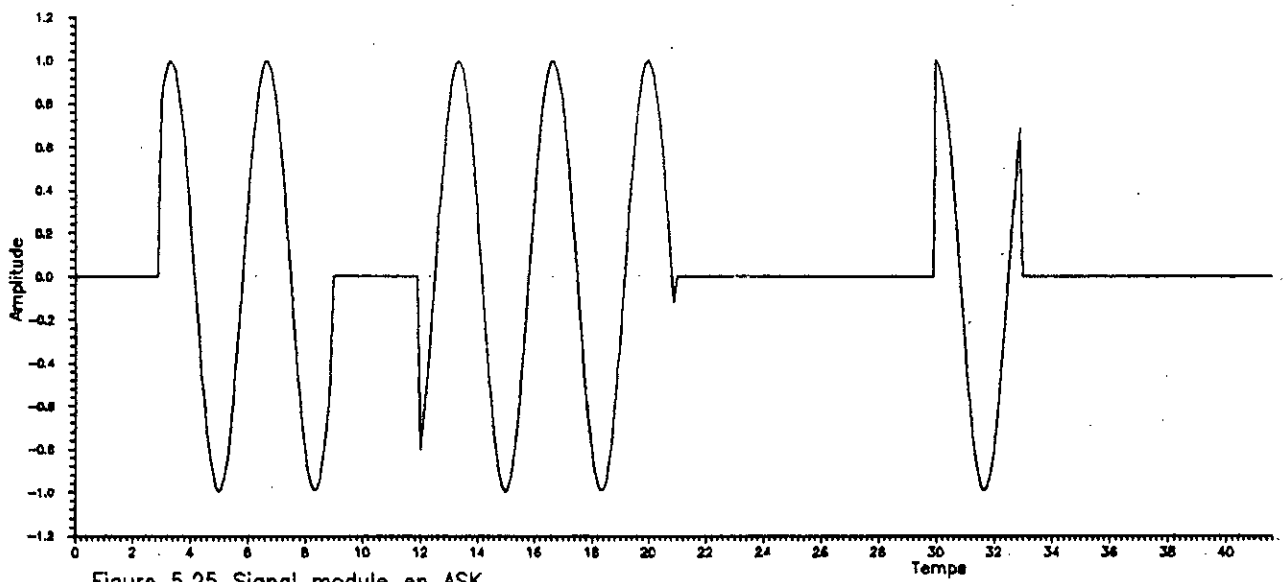


Figure 5.25 Signal module en ASK

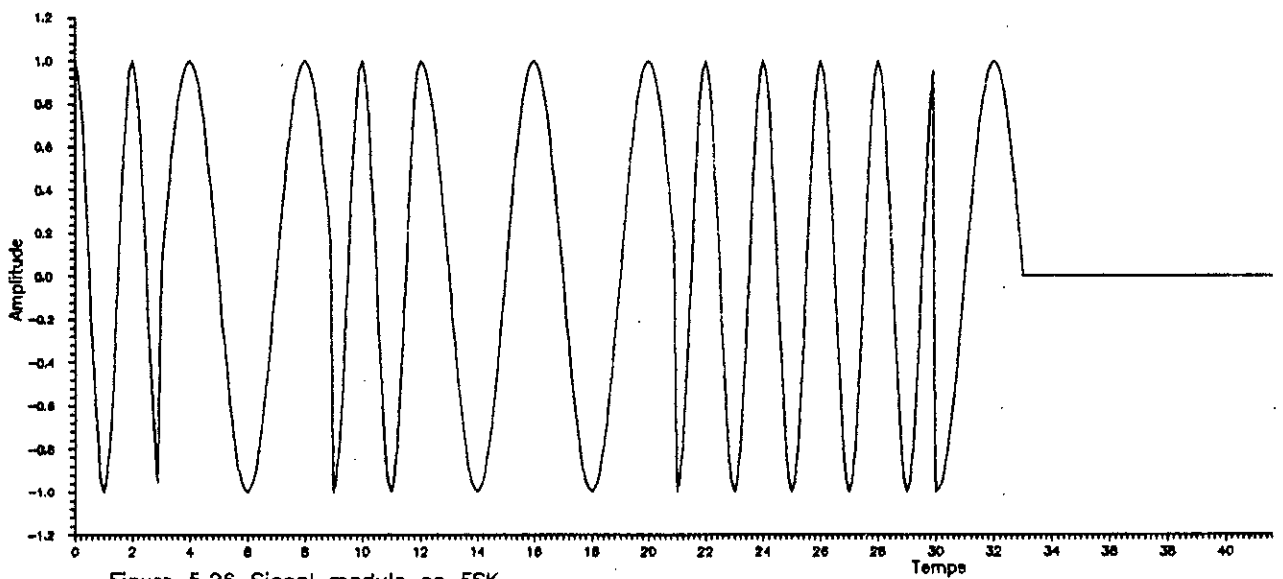


Figure 5.26 Signal module en FSK

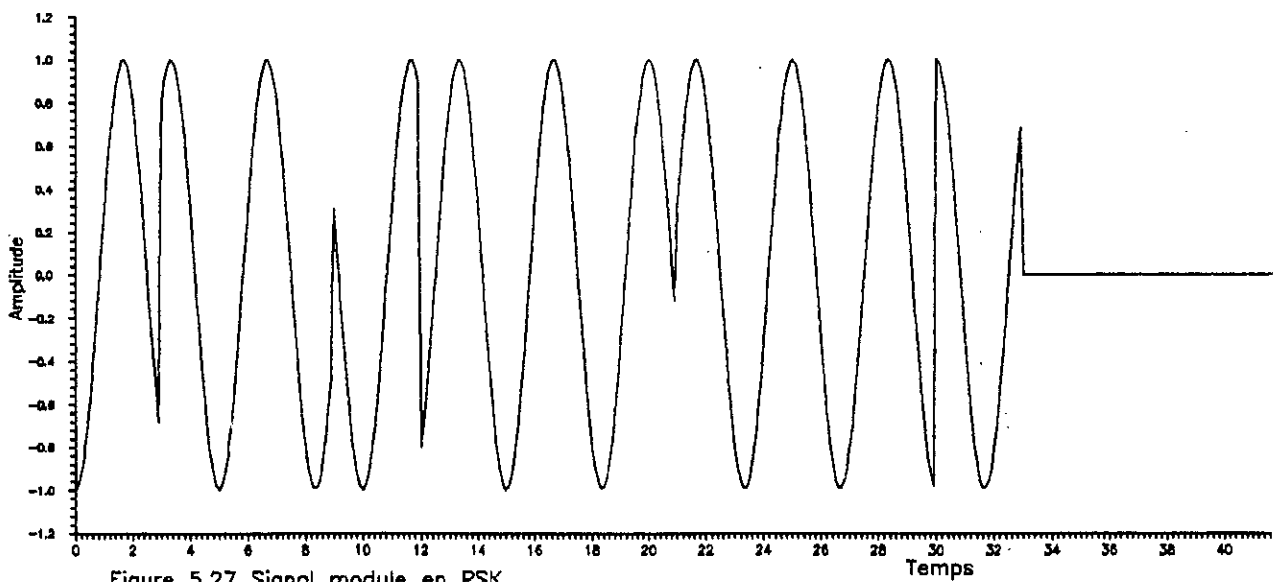


Figure 5.27 Signal module en PSK

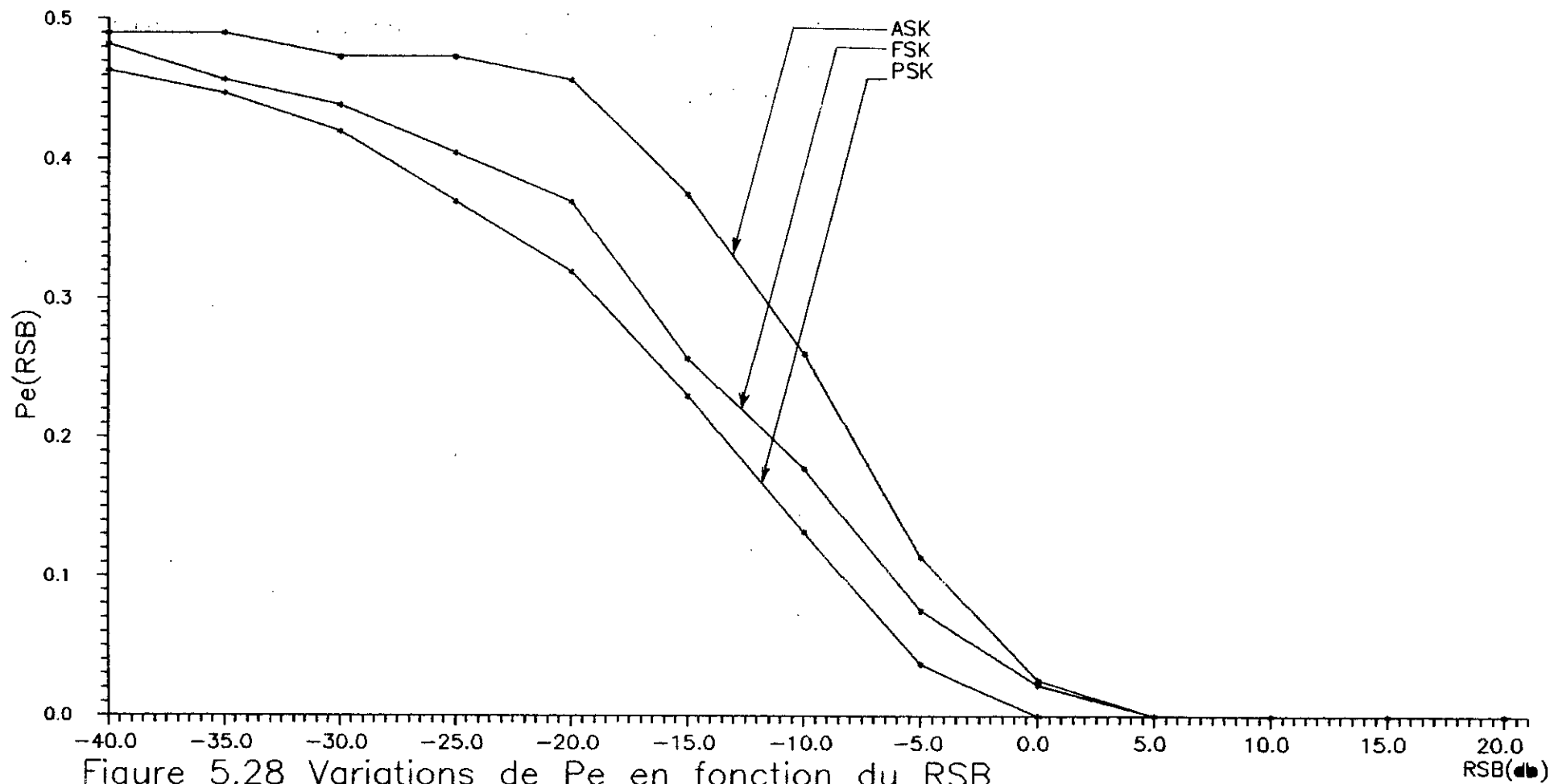


Figure 5.28 Variations de P_e en fonction du RSB pour les modulations ASK, FSK, PSK coherentes

RSB (dB)

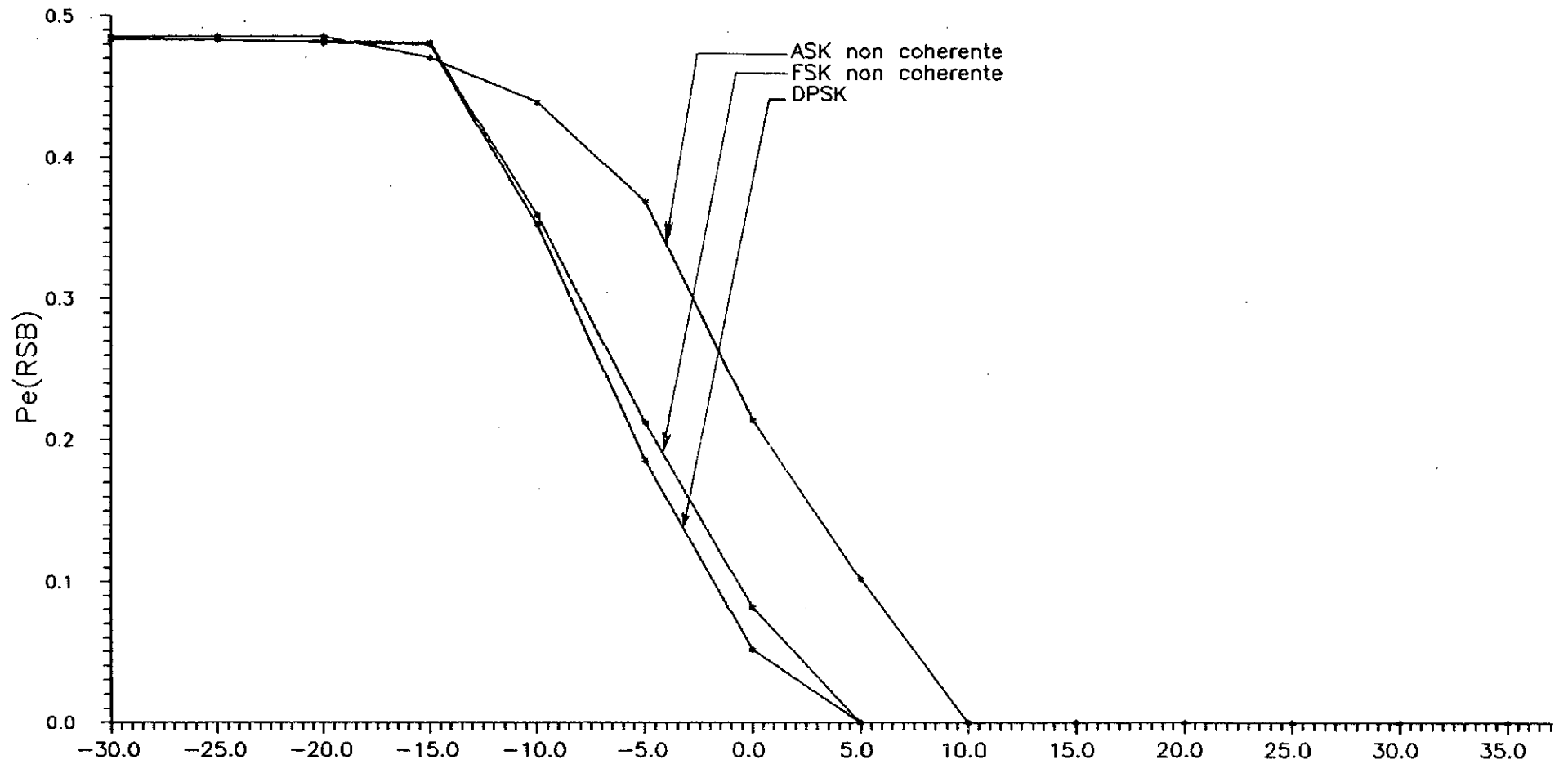


Figure 5.29 Variation de P_e en fonction du RSB pour les modulations ASK, FSK non coherentes et la DPSK

CONCLUSION

Le but de ce travail est d'arriver à juger des performances des systèmes de communication numériques par simulation qui peut donner un guide pour leurs conceptions. Nous avons établi une comparaison entre différents systèmes (avec comme critère de performance la P_e) utilisant deux impulsions de base différentes (l'impulsion rectangulaire et en cosinus surélevé), 3000 bits avec une fréquence d'échantillonnage $10/T_b$, et trois codes de ligne (l'ON-OFF, le polaire et le bipolaire).

On a illustré l'effet du canal sur le système par l'utilisation de trois canaux différents. Une partie de ce travail a été consacré à montrer l'effet de l'égalisation sur la diminution des ISI induits par trois canaux à caractéristiques fixes et particulièrement, l'efficacité de l'égalisation adaptative vis-à-vis d'un canal à caractéristiques lentement variables. La dernière partie de ce travail traite la comparaison de six systèmes de modulation numériques à savoir: l'ASK, la FSK avec leurs deux versions cohérentes et non cohérentes, la PSK cohérente et sa version non cohérente la DPSK, vis-à-vis du bruit.

Notons que le traitement sur ordinateur numérique présente quelques difficultés à savoir:

- la limitation de la taille de la séquence de données à manipuler;
- le temps de calcul élevé pour des hautes fréquences d'échantillonnage;

Ce travail ne présente qu'une introduction à la simulation des systèmes de communication numériques, qui peut être amélioré par l'augmentation le plus possible de la taille de la séquence SBPA qui améliore la convergence de la P_e , ainsi que l'utilisation de la méthode de Monté Carlo basée sur le moyennage de plusieurs réalisations qui donne un estimateur consistant non biaisé de la P_e . Ce travail pourra être suivi par la simulation des systèmes M-aire qui répondent à quelques exigences de transmission telle que la bande de fréquence, ainsi.

que les codeurs du canal qui assurent une sécurité de l'information et une possibilité de détection et/ou de correction des erreurs.

ANNEXE A

Probabilité gaussienne

- La fonction de gauss $g(x)$ donne la densité de probabilité $p(x)$ d'une variable aléatoire X à distribution normale avec :
- . une moyenne nulle ($m=0$);
 - . écart-type $\sigma=1$.

Elle a pour expression

$$p(x)=g(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-x^2/2)$$

- La probabilité pour que la variable gaussienne X' dépasse un seuil situé a x , est définie par:

$$p(X' > x) = Q(x) = \int_x^{\infty} g(z) dz$$

$Q(x)$ est appelé fonction de Gauss complémentaire

- La fonction d'erreur $\text{erf}(x)$ est définie par:

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-y^2) dy$$

- La fonction d'erreur complémentaire $\text{erfc}(x)$ est définie par:
 $\text{erfc}(x)=1-\text{erf}(x)$

- Les fonctions $Q(x)$ et $\text{erfc}(x)$ sont liés par:

$$Q(x) = 1/2 \text{erfc}(x/\sqrt{2})$$

$$\text{erfc}(x) = 2 Q(x/\sqrt{2})$$

- Approximation de la fonction $Q(x)$**

- . Pour des grandes valeurs de x ($x>4$), la fonction $Q(x)$ peut être approximée par :

$$Q(x)=\frac{1}{x\sqrt{2\pi}} \exp(-x^2)$$

- . Pour un bon calcul, la relation suivante se prête très bien à la programmation et fournit une excellente approximation, pour ($x \geq 0$):

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}(C_1z+C_2z^2+C_3z^3+C_4z^4+C_5z^5) \exp(-x^2/2)$$

avec

$$z= 1/(1+C_0x)$$

$$C_0= 0.231641900; C_3= 1.781477937$$

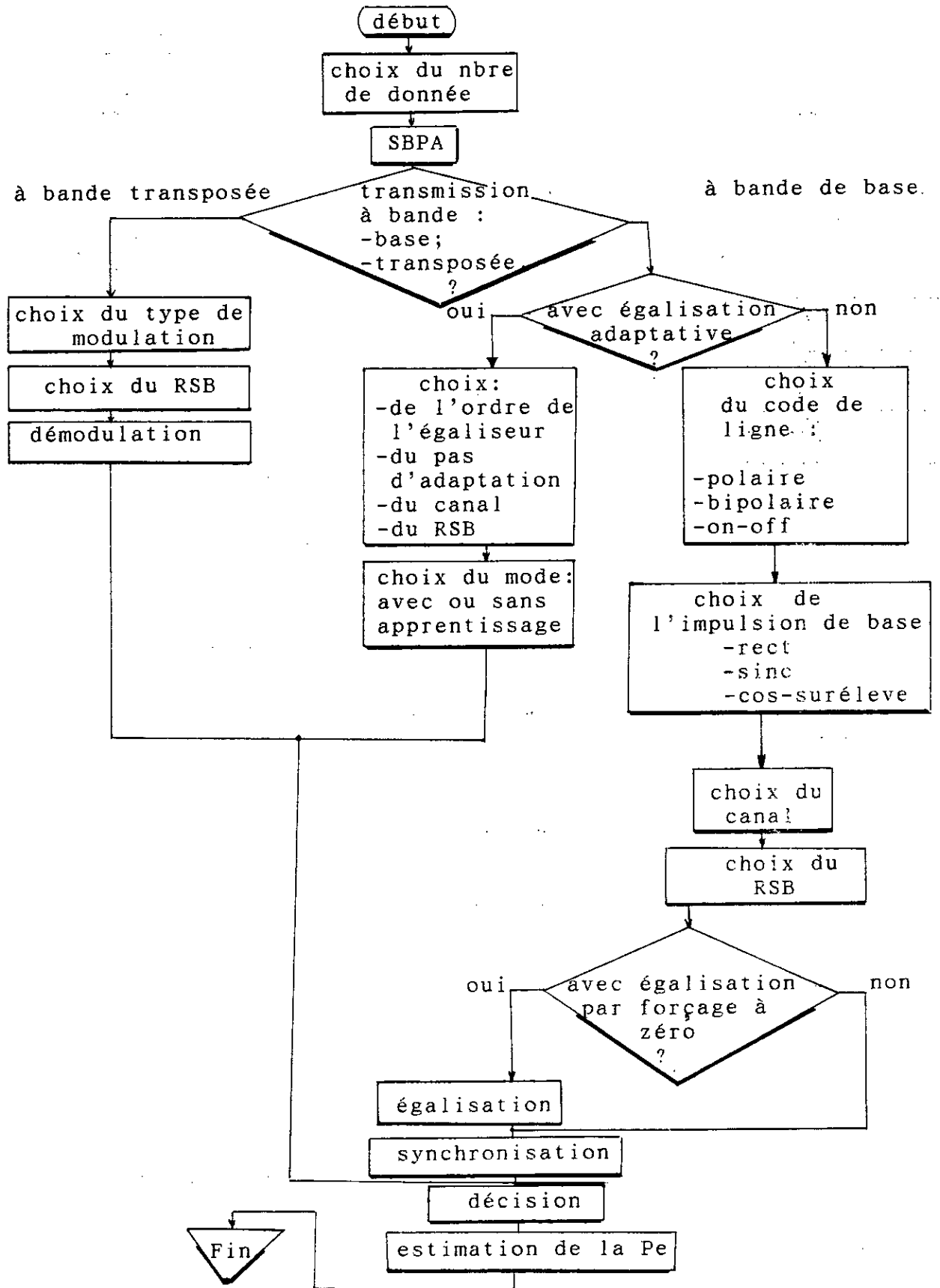
$$C_1= 0.319381530; C_4=-1.821255978$$

$$C_2=-0.356563782; C_5= 1.330274427$$

l'erreur absolue est inférieure à $7.8 \cdot 10^{-8}$

ANNEXE B

L'ORGANIGRAMME GENERAL DU PROGRAMME ETABLI



ANNEXE C

Procédé de Simulation

Notre simulation se base sur le traitement bit par bit afin d'éviter quelques problèmes de capacité mémoire de l'ordinateur. La séquence SBPA est générée avec un registre à décalage de 14 bits ce qui fournit une séquence de 16383 bits dont on utilise 3000 bits (cela permet d'obtenir des données proches d'une séquence aléatoire pure). On a pris 3 impulsions de base (rectangulaire de 10 échantillons, cosinus surélevé et sinc de 40 échantillons), 3 codes de ligne (ON-OFF, polaire et bipolaire), et 3 canaux (canal1, canal2 et canal3) détaillés dans le chapitre V, avec une possibilité d'égalisation par forçage à zéro, puis on effectue la simulation en se basant sur le modèle donné par la figure 5.0 (a) et on estime la P_e par comparaison de la séquence émise avec celle reçue. Ceci étant fait pour la transmission en bande de base sans égalisation adaptative.

Pour l'égalisation adaptative on a fixé quelques paramètres comme l'impulsion de base (rectangulaire), le code de ligne (code polaire) avec dans ce cas une possibilité d'introduire une perturbation sur le canal. En fin on effectue la décision, la synchronisation étant obtenue en prenant les échantillons de la sortie de l'égaliseur puisque ce dernier agit directement sur les échantillons significatifs (multiples de T_b avec un décalage constant).

Pour la transmission en bande transposée l'imperfection considérée du canal est le BBGA seul. Un choix permet de sélectionner un des 6 types de modulation (l'ASK cohérente et non cohérente, la FSK cohérente et non cohérente, la PSK cohérente et la DPSK). Le décodage se fait bit par bit à la base d'une comparaison avec un seuil fixé dans le récepteur. La P_e est calculée en comptant le nombre de bits faussés, puis on divise par le nombre total de bits utilisés.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] S.Ahamed, M,J.Miller,
"Digital transmission systems and networks",
Volum 1, computer Science Press, 1987.
- [2] M.Bellanger,
"Traitement Numérique du Signal",
Masson, Paris,1988.
- [3] R.C.Chang, Yu.T.Su,
"Performance of Fast FH/MFSK signals in
jammed binary Channels",
IEEE Transactions on Communications,
vol.42,NO.7, pp 2414-2422, July 1994.
- [4] P.G.Fontollier,
"Systèmes de Télécommunication-Bases de
transmission",
Dunod, Paris, 1986.
- [5] A.Hamza,
"Annulation Adaptative d'Echo pour la Transmission
de données en bande de base",
Thèse de Magistère, ENP 1992.
- [6] S.Haykin,
"Communication Systems",
John Wiley & Sons, New York 1983.
- [7] S.Haykin,
"Digital Communications",
John Wiley & Sons, New York 1988.
- [8] J.C.Imbeaux, D.Duponteil, J.C.Bic,
"Eléments de Communications numériques",
Dunod, Paris 1987.
- [9] G.K.Kaleh, R.Vallet,
"Joint Parameter Estimation and Symbol
Detection for Linear or Non Linear Unknown
Channels",
IEEE Transactions On Communications,
Vol.42,No.7,pp 2406-2413, July, 1994.
- [10] M.Khebiza, F.Ababsa,
"Etude, Simulation et Application des
Algorithmes du Gradient et des Moindre Carrés
Récursifs dans l'Egalisation adaptative",
P.F.E, ENP Juin 1993.
- [11] K.L.Kosbar, W.H.Tranter,
"Simulation of Communication Systems"
IEEE Communication Magazine, pp 26-35,
July 1994.
- [12] M.Kunt,
"Traitement Numérique des Signaux",
Dunod, Paris 1981.
- [13] C.Macchi, J.F.Guilbert,
"Transport et Traitement de l'Information dans les
Réseaux et Systèmes Téléinformatiques et
Télématiques",
Dunod, Paris 1987.

- [14] M.Nakhla,
 "Error Probability for Multilevel Digital Systems in Presence of Intersymbol Interference and Additive Noise",
 IEEE Transactions On communications, Vol.42, No.7, pp 2380-2383, July 1994.
- [15] K.Y.Seek, P.Y.Kam, T.T.Tjhung, P.Sinha,
 "Error Probability of 2DPSK With Phase Noise",
 IEEE Transactions On Communications, Vol.42, No.7, pp 2366-2369, July 1994.
- [16] K.S.Shanmugam,
 "Digital And Analog Communication Systems",
 John Wiley & Sons, New York 1985.
- [17] K.S.Shanmugam,
 "Simulation And Implementation Tools of communication And Signal Processing Systems"
 IEEE Communication Magazine, p 25, July 1994.
- [18] K.S.Shanmugam,
 "Simulation And Implementation Tools for Signal Processing And Communication Systems"
 IEEE Communication Magazine, pp 36-40, July 1994.
- [19] B.Sklar,
 "Defining, Designing And Evaluating Digital Communication Systems"
 IEEE Communications Magazine, pp 92-104, November 1993.
- [20] A.Spataru,
 "Fondements de la Transmission de l'Information"
 Presses Polytechniques Romandes, Lausanne 1987.
- [21] A.Tebebel,
 "Etude et Réalisation d'un Modem Haute Vitesse autour d'un DSP",
 Thèse Magistère, USTHB 1990.
- [22] B.D.Woerner, J.H.Reed, T.S.Rappaport,
 "Simulation Issues For Future Wireless Modems"
 IEEE Communications Magazine, pp 42-53, July 1994.
- [23] M.Zait, S.Chouai,
 "Etude et Simulation des Filtres RIF Numériques Synthétisés par la Méthode de Fenêtrage",
 PFE, ENP Juin 1993.