

29/88

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT: ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

SIMULATION D'UN EGALISEUR POUR
LA TRANSMISSION NUMERIQUE EN
BANDE DE BASE

Proposé par :
Mr J.GORALSKI

Etudié par :
R.TOUKAL
N.DAAS

Dirigé par :
Mr J.GORALSKI

PROMOTION: Juin 88

SIMULATION D'UN EGALISEUR POUR
LA TRANSMISSION NUMERIQUE
EN BANDE DE BASE

Juin 88

DEDICACES

Je dédie ce mémoire:

- à mes parents, pour tous les sacrifices consentis afin d'assurer notre avenir,
- à mes frères,
- à ma soeur,
- à mes grands-parents,
- à mes amis.

Rachid

Je dédie ce travail:

- à mes parents, pour leur soutien et pour tout ce qu'il m'ont donné durant mes études,
- à ma grand-mère,
- à mes soeurs,
- à mes frères,
- à mes tantes,
- à mes cousins,
- à tous mes amis.

Nouani

REMERCIEMENTS

Nous ne saurions présenter cette étude sans exprimer nos remerciements:

-à tous les professeurs de l'Ecole Nationale Polytechnique qui ont contribué à notre formation, en particulier, Monsieur J. GORALSKI qui a bien voulu diriger cette étude. Nous tenons à lui exprimer notre vive reconnaissance pour l'aide précieuse qu'il n'a cessé de nous prodiguer tout au long de ce travail.

-à Monsieur A. CHEKIMA, pour toute son aide soutenue et son soutien moral.

-au personnel des centres de calcul de l'O.N.A.B et de l'ENP, qui a bien voulu nous accueillir et qui n'a jamais hésité de mettre à notre disposition les moyens nécessaires pour l'élaboration de ce modeste travail.

-à tous ceux qui ont participé, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail, et trouveront ici l'expression de notre profonde gratitude.

Nous remercions également tous les membres du jury, qui ont bien voulu accepter de juger ce travail.

Sommaire

INTRODUCTION.....	1
I. MODELISATION.....	3
I.1. Définitions.....	4
I.2. Le problème d'égalisation.....	4
I.3. Modélisation d'une liaison de transmission de données.....	6
II. EGALISEURS LINEAIRES.....	10
II.1. Décision.....	12
II.2. Egaliseurs linéaires optimaux.....	14
II.3. Egaliseur sous optimal réalisable.....	21
III. EGALISEURS AUTOMATIQUES.....	23
III.1. Phase d'acquisition.....	24
III.2. Phase d'apprentissage.....	25
III.3. Egaliseurs à préétablissement.....	25
III.4. Sensibilité des filtres numériques.....	26
IV. ALGORITHMES D'ADAPTATION.....	29
IV.1. L'algorithme du gradient.....	30
IV.2. Autres algorithmes d'adaptation.....	32
V. SIMULATION.....	34
V.1. Intérêt et but de la simulation.....	35
V.2. Contexte.....	35
V.3.1. Résultats.....	36
V.3.2. Graphes.....	41
V.4. Commentaires.....	49
CONCLUSION.....	52
ANNEXE.....	54
-Manuel d'utilisation.....	55
-Organigramme.....	59
-Programme.....	67
BIBLIOGRAPHIE	

Introduction

La croissance de la téléinformatique a entraîné la nécessité de développer des systèmes de transmission pouvant établir des liaisons de transmission de données binaires à des débits de plus en plus élevés.

C'est ainsi que sur le réseau téléphonique commuté, primitivement conçu pour la transmission de la parole, des liaisons à 1200 bits/s, puis 2400 bits/s et 4800 bits/s sont apparues, tandis que ce sont développées des liaisons à 9600 bits/s sur lignes spécialisées et cela depuis 1965 et, qu'apparaissent actuellement les premières liaisons normalisées à 72 et 144 Kbits/s sur groupe. Dans cette course vers les grandes vitesses de transmission, dans un canal de bande passante bornée, le problème de l'égalisation se faisait ressentir de plus en plus que la vitesse augmente.

En effet, l'égalisation classique des lignes téléphoniques, qui uniformise approximativement le module du gain d'une ligne, est bien adaptée à une transmission correcte de la parole, mais s'est révélée insuffisante pour transmettre des données à grande vitesse, par exemple à 9600 bits/s.

L'égalisation en téléphonie ne concerne que le module. En tri de données, des méthodes classiques (égaliseurs fixes) sont utilisées parfois, dans le cas des lignes spécialisées (module + phase).

Le réseau commuté demande toujours un égaliseur adaptatif parce que chaque séance de transmission peut s'effectuer dans des conditions différentes.

Ainsi, nous avons commencé notre travail en consacrant tout un chapitre à expliquer le problème de l'égalisation, en plus de la modélisation d'une voie de transmission qui a été le thème d'un projet de fin d'études le semestre passé. Tout cela pour donner le cheminement du signal émis depuis la source jusqu'à l'entrée de l'égaliseur. Une fois que le signal traverse le canal, des distorsions et du bruit vont perturber le signal émis sur toute la voie, et la sortie du canal sera prise comme entrée de l'égaliseur.

Dans un autre chapitre, on détaillera l'aspect théorique des égaliseurs linéaires ; en proposant des critères pour l'optimisation de ces égaliseurs et on achèvera ce chapitre par une conclusion relative aux critères choisis. On exposera brièvement l'égaliseur sous-optimal réalisable.

Une fois l'égalisation introduite, on entamera les différentes phases d'adaptation pour les égaliseurs automatiques.

Ce chapitre sera suivi de l'égalisation adaptative tout en détaillant l'algorithme du gradient, le plus utilisé parmi tous les autres algorithmes d'adaptation existant. Le principe utilisé pour l'adaptation des égaliseurs, correspond à l'opération effectuée sur un signal reçu afin de fournir une sortie dont la différence avec un signal de référence est minimisée.

Un chapitre sera consacré aux commentaires des résultats, et des graphes. Avec la variation d'un des paramètres activant la convergence de l'erreur quadratique moyenne, on tracera les graphes correspondant.

A la fin, on donnera l'organigramme ainsi que le programme correspondant qui nous permettra de simuler un égaliseur linéaire en bande de base, élaboré en turbo basic.

Un manuel d'utilisation du programme, et des aperçus brèves sur le langage de programmation, symboliseront la fin de ce travail.



Chapitre-1

MODELISATION

I.1 Définitions

a) Système de transmission

La transmission en bande de base consiste à appliquer sur le support de transmission le signal de données codées ou non, sans aucune modulation.

Le signal émis est constitué de symboles a_n séparés par des intervalles de temps égaux à T .

$a_n \in \{-1, 1\}$ appelées impulsions bipolaires [15]

b) Interférences intersymboles

Un signal de données ayant un spectre infini, il faut limiter la largeur de celui-ci à l'aide d'un filtre approprié avant d'imprimer un support (canal) dont la bande passante est limitée. Or, lorsque l'on réduit le spectre de ce signal, cela entraîne un élargissement de l'impulsion, et des impulsions appartenant à des signaux différents peuvent interférer. Ce phénomène est connu sous le nom d'interférences intersymboles ou interférences longitudinales.

I.2 Le problème de l'égalisation

Les systèmes de transmission utilisés se ramènent à l'émission, à intervalles réguliers, d'impulsions modulées en amplitude par les symboles successifs (données).

La durée d'une impulsion émise est d'autant plus courte que le débit d'information est plus grand. Car, pour faciliter la réception, il est souhaitable que les supports des impulsions successives émises soient disjoints.

La voie de transmission (canal de transmission) qui se comporte comme un filtre linéaire pour les impulsions émises a pour effet d'établir dans le temps ces impulsions.

Ainsi, pour de grands débits, même si les impulsions successives émises sont disjointes, cet étalement entraîne le phénomène d'interférences intersymboles.

Ces interférences ne sont pas connues du récepteur, car les caractéristiques de la voie de transmission lui sont inconnues et de plus varient au cours du temps. De ce fait, pour de grands débits, le récepteur doit s'adapter automatiquement et en permanence aux caractéristiques de la voie de transmission.

Si le débit d'information était suffisamment petit pour que:

$$h(t)=0, \text{ pour } t < 0 \text{ et } t \geq T, \quad 1.1$$

il n'y aurait pas d'interférences entre les impulsions successives. C'est à dire qu'en l'absence de bruit $b(t)$, l'onde observée serait:

$$s(t) = a h(t - jT), \quad jT \leq t \leq (j+1)T. \quad 1.2$$

On retrouve donc le symbole sans erreur, en échantillonnant $s(t)$ à l'instant $\tau + jT$, ($0 \leq \tau < T$), pourvu que $h(\tau)$ soit non nul. En réalité il existe toujours un peu de bruit additif et pour maximaliser le rapport signal sur bruit on échantillonne à l'instant τ pour lequel $h(t)$ atteint son maximum absolu. D'où un mode de décision simple pour le récepteur

$$\hat{a} = s(jT + \tau) / h(\tau). \quad 1.3$$

A force de chercher à réaliser des débits d'information aussi grands que possible, la durée de l'impulsion $h(t)$ devient supérieure à T [9].

I.3 Modélisation d'une liaison de transmission de données

En bande de base, un système à modulation linéaire peut être représenté comme dans la figure I.1

$$\text{Le signal émis est: } x(t) = \sum_{n=1}^N a_n \delta(t-nT) \quad 1.5$$

Après passage à travers le filtre d'émission de réponse impulsionnelle $e(t)$ et de gain de fréquence $E(\omega)$, l'expression de $\acute{e}(t)$ s'écrit sous la forme:

$$\acute{e}(t) = \sum_{n=1}^N a_n e(t-nT) \quad 1.6$$

avec $1/T$: fréquence de rythme

à la sortie de la ligne on a:

$$\begin{aligned} c(t) &= \acute{e}(t) * l(t) + b(t) \\ &= \sum_{n=1}^N a_n [e(t-nT) * l(t)] + b(t) \quad 1.7 \\ &= \sum_{n=1}^N a_n h'(t-nT) + b(t) \quad 1.7\text{bis} \end{aligned}$$

$$\text{avec } h'(t) = e(t) * l(t) \quad 1.8$$

à la sortie du filtre de réception de réponse impulsionnelle $r(t)$, le signal devient:

$$s(t) = c(t) * r(t) \quad 1.9$$

$$= [é(t) * l(t) + b(t)] * r(t)$$

$$= é(t) * l(t) * r(t) + b(t) * r(t)$$

$$s(t) = \sum_{n=1}^N a_n h(t - nT) + b'(t) \quad 1.9 \text{ bis}$$

avec: $h(t) = r(t) * h'(t) \quad 1.10$

$$= e(t) * l(t) * r(t)$$

avec $h(t)$, dont la transformée de Fourier est $H(w)$, est la réponse impulsionnelle complexe en bande de base du système de transmission modélisé.

Un schéma équivalent d'une voie de transmission en bande de base est donné par la figure I.2.

Dans une chaîne de transmission réelle, la fonction de transfert est perturbée par certaines distorsions qui sont en générale d'amplitude ou de phase ou les deux à la fois. [15]

Ainsi, une simulation d'une voie de transmission numérique en bande de base a été étudiée le semestre passé, qui a mis en évidence surtout l'influence de la distorsion oscillatoire sur la transmission de l'information. Cette distorsion se décompose en série de Fourier comme toute autre distorsion.

Ce modèle nous a permis d'examiner par simulation un égaliseur linéaire en vue d'une optimisation de ses paramètres avec comparaison d'algorithmes.

Systeme de transmission de donnees

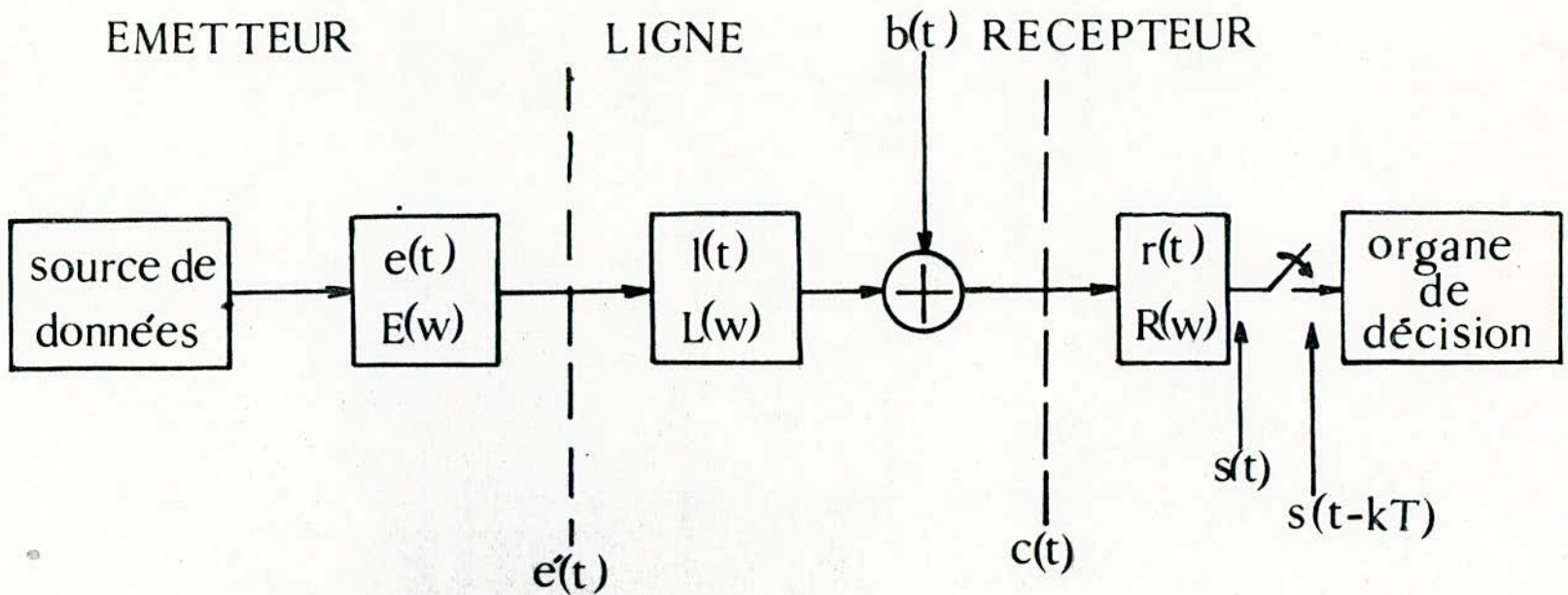


Figure 1.1

Modèle d'un canal de transmission de données

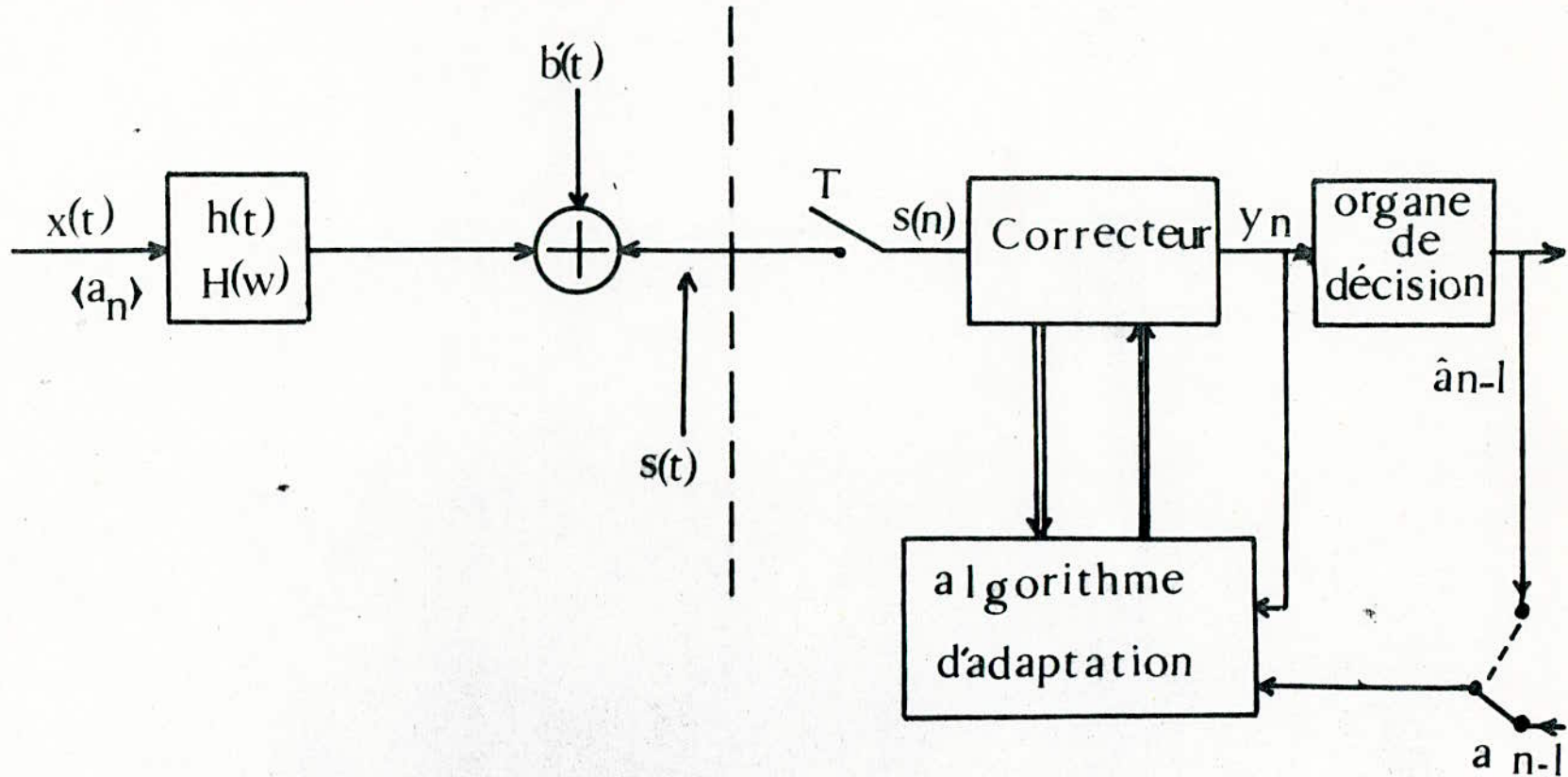


Figure 1.2

Chapitre-2

EGALISEURS LINEAIRES

STRUCTURE D'UN EGALISEUR LINEAIRE CANAL EGALISEUR

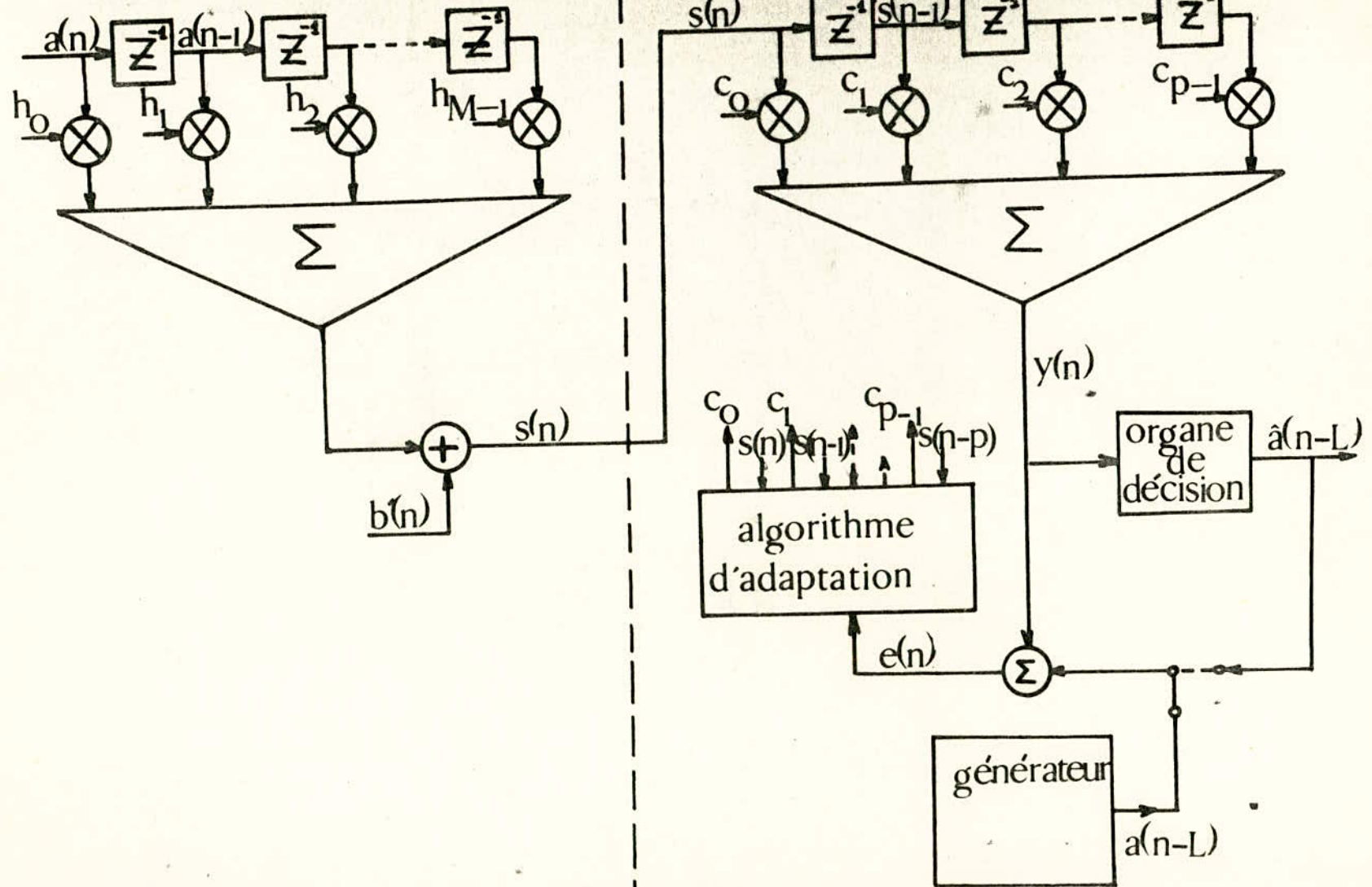


Figure II

La figure II.1 donne la Structure d'un égaliseur linéaire non récursif.

Comme l'indique la figure, un récepteur linéaire est constitué par un filtre numérique non récursif suivi d'un détecteur à seuils.

Nous allons décrire les divers critères pour l'optimisation de cet égaliseur, et par suite les différentes solutions adaptatives pour atteindre automatiquement l'optimum recherché.

II.1 Décision

Si on prend un message comme une suite de N symboles consécutifs, et puisqu'il existe une variété de récepteurs optimaux, alors la décision peut être soit globale ou bien par symbole (si le symbole est pris pour un message). La décision dépend du point de vue avec lequel on aborde la transmission.

II.1.1 Décision par bloc (globale).

On appelle dans ce cas le récepteur utilisé: le récepteur selon le maximum de vraisemblance.

Soit un message de K symboles:

$$m = (a_1, a_2, \dots, a_K).$$

Lorsque les q niveaux de a sont équidistants, on a:

$$\{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_q\} = \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm (q-1)\} \quad 2.1$$

Les q messages possibles sont supposés équiprobables; et le bruit $b(t)$, est supposé gaussien, centré, blanc.

Lorsque le message est émis, le signal reçu par le récepteur a ainsi pour expression:

$$s(t) = \sum_{j=1}^K a_j h(t-jT) + b'(t) \quad 2.2$$

$$\text{On pose } s_m(t) = \sum_{j=1}^K a_j h(t-jT). \quad 2.3$$

Du côté de la réception, les signaux $(s_m(t))$ intervenant dans l'observation $s(t)$, sont aussi équiprobables.

Sachant que le récepteur qui minimise la probabilité d'erreur, [1], sur le message choisi m , maximalise aussi la vraisemblance et qu'il fonde sa décision sur les q quantités.

II.1.2 Décision par symbole

Pour ce type de décision, la recherche s'est basée sur l'optimisation du traitement $f(.)$ à faire subir à l'onde reçue $s(t)$ en adoptant la règle de décision qui suit:

Si $\hat{\sigma}(t) = f(x(t))$ et si les symboles prennent les q valeurs de θ , on décide quant à a_j en plaçant $\hat{\sigma}(jT)$ par rapport à divers seuils d_1, \dots, d_{q-1} intermédiaires entre les divers niveaux $\theta_1, \dots, \theta_q$.

On choisit généralement comme seuils de décision les valeurs médianes des niveaux (2.1) tels que:

$$\{d_1, \dots, d_{q-1}\} = \{0, \pm 2, \dots, \pm(q-2)\},$$

de manière que la règle de décision consistera à estimer la donnée a_j par le niveau \hat{a}_j tel que : [9]

$$\{\hat{a}_j = 2M+1\} \iff \{|\hat{\sigma}_j(T) - (2M+1)| < 1\} \quad 2.4$$

II.2 EGALISEURS LINEAIRES OPTIMAUX

Le signal à l'entrée de l'égaliseur est de la forme:

$$s_k = \sum_{j=-N}^L a_j h_{k-j} + b'_k \quad 2.5$$

avec s_k : le vecteur des échantillons présents dans l'égaliseur.

$$s^T = (s_k, \dots, s_{k+N}, \dots, s_k, \dots, s_{k-L}) \quad 2.6$$

$$b'^T = (b'_k, \dots, b'_{k+N}, \dots, b'_k, \dots, b'_{k-L}) \quad 2.7$$

$$h^T = (h_k, \dots, h_{k+N}, \dots, h_k, \dots, h_{k-L}) \quad 2.8$$

$$\text{On obtient alors: } s_k = \sum_{j=-N}^L a_j h_{k-j} + b'_k \quad 2.9$$

Le signal à la sortie de l'égaliseur y s'exprime linéairement en fonction de l'entrée s_k et des coefficients de l'égaliseur c_j .

$$y_k = \sum_{j=-N}^L h_j c_{k-j} \quad 2.10$$

$$\text{Soit } C = (c_{-N}, \dots, c_0, \dots, c_{+L}) \quad 2.11$$

$$\text{alors: } y_k = C^T s_k \quad 2.12$$

Seulement, on peut décomposer le signal $y(k)$ en deux composantes celle contenant le signal et celle du bruit comme suit:

$$y(k) = y_S(k) + y_B(k) \quad 2.13$$

en prenant: $y_S(k) = C \sum_{n=-N}^L a_n h_{k-n}$

$$y_B(k) = C \sum_k b'_k \quad 2.14$$

Pour optimaliser un égaliseur, on peut utiliser l'un des trois critères suivants selon l'application:

- _critère du minimum de la distorsion maximale;
- _critère du minimum de l'erreur quadratique;
- _critère du minimum de l'erreur quadratique moyenne.

II.2.1 Critère du minimum de la distorsion maximale

Ce critère consiste à minimaliser la grandeur D appelée distorsion maximale.

$$D = \sum_{k \neq 0} |\sigma(kT)| \quad 2.15$$

avec $\sigma(0) = 1$

$\sigma(kT)$: la réponse à une impulsion $s(t)$ isolée en l'absence du bruit.

$$\sigma(kT) = C \sum_k h_k \quad k \in Z \quad 2.16$$

La distorsion maximale D atteint son minimum pour le vecteur C qui annule la réponse $\sigma(kT), k \in [-N, \dots, -1, +1, \dots, L]$ à une impulsion $s(t)$ isolée.

$$C \text{ est solution de l'équation } R C = \delta \quad 2.17$$

$$\dim R = (N+L+1) * (N+L+1)$$

avec $r_{i,j} = h[(i-j)T]$ et δ vecteur colonne de $N+L+1$ coordonnées toutes nulles sauf la $(N-1)$ coordonnée qui vaut 1.

On constate que ce critère n'est utilisé que dans le cas où le bruit est négligeable.

II.2.2 Critère du minimum de l'erreur quadratique

Ce critère énergétique traite essentiellement l'erreur quadratique $e(C)$ entre la réponse de l'égaliseur à une impulsion $s(t)$ isolée et la suite de kronecker $\delta_{k,0}$

$$e(C) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} |\sigma(kT) - \delta_{k,0}|^2 \quad 2.18$$

Cette erreur quadratique est la moyenne stochastique du carré de l'erreur (à un facteur près) entre la donnée vraie et la partie signal y

$$e_k = y_k(kT) - a_k \quad 2.19$$

$$\sigma^2 e(C) = E\{[a_k - y_k(kT)]^2\} \quad 2.20$$

La cause de cette erreur n'est que les interférences résiduelles. La moyenne d'ensemble porte sur la statistique de la suite de données $\{a_k\}$ supposées centrées, non corrélées.

$$E\{a_k\} = 0$$

$$E\{a_k a_{k+j}^*\} = a^2 \delta_j \quad 2.21$$

Même remarque que le critère précédent, puisque le bruit n'intervient pas et ce critère n'est qu'un cas particulier du critère suivant.

II.2.3 Critère du minimum de l'erreur quadratique moyenne

En général, pour les solutions des égaliseurs, on prend comme critère de qualité l'erreur quadratique moyenne définie comme suit:

$$\begin{aligned} EQM &= E[e^2(n)] \quad 2.22 \\ &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [y(n) - a(n-L)]^2 \end{aligned}$$

L'interprétation physique de l'erreur quadratique moyenne est que cette erreur représente la moyenne de l'erreur entre le signal de sortie et le signal d'entrée (données).

Ainsi l'EQM peut être exprimée comme suit:

$$\begin{aligned}
 \text{EQM} &= E \left[\sum_{j=0}^{P-1} [C S(n-j) - a(n-L)]^2 \right] \\
 &= E \left[\left(\sum_{i=0}^{P-1} C S(n-i) \right) \left(\sum_{j=0}^{P-1} C S(n-j) \right) - 2 a(n-L) \sum_{j=0}^{P-1} C S(n-j) + a^2(n-L) \right] \quad 2.23
 \end{aligned}$$

En tenant compte de: $S(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h a(n-k)$

$$2.23 \text{ devient : } \text{EQM} = C^T [A] C - 2C^T V + 1 \quad 2.24$$

Avec:

$$C = \begin{bmatrix} C \\ 0 \\ C \\ 1 \\ \vdots \\ C \\ P-1 \end{bmatrix}; \quad V = \begin{bmatrix} V \\ 0 \\ V \\ 1 \\ \vdots \\ V \\ P-1 \end{bmatrix}; \quad A = \begin{bmatrix} a & a & \dots & a \\ 11 & 12 & & 1, P-1 \\ a & a & \dots & a \\ 21 & 22 & & 2, P-1 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a & a & \dots & a \\ P-1,1 & P-1,2 & & P-1, P-1 \end{bmatrix}$$

$$\text{Et } V = E [S(n-j) a(n-L)] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N S(n-j) a(n-L) \quad 2.25$$

$$a_{ij} = E [S(n-i) S(n-j)] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N S(n-j) S(n-i) \quad 2.26$$

La valeur optimale du vecteur C peut être calculée en résolvant l'équation suivante:

$$\frac{\partial \text{EQM}}{\partial C_i} = 0 \quad i=1,2,\dots,P-1 \quad 2.27$$

En tenant compte de 2.24 on obtient:

$$[A] C_{\text{opt}} = V$$

$$\text{et par suite: } C_{\text{opt}} = [A^{-1}] V \quad 2.28$$

Démonstration:

Soit:
$$\hat{a}(n) = \sum_{i=1}^N c_i S(n-i)$$

il vient que:
$$\frac{\partial \text{EQM}}{\partial c_i} = - \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N S(n-i) [y(n) - \hat{a}(n)] \quad 2.28 \text{ bis}$$

avec:
$$N > N_0 \quad 1 \leq i \leq N$$

$$S = \begin{bmatrix} S(0) & S(1) & S(2) & \dots & S(N-1) \\ S(-1) & S(0) & S(1) & \dots & S(N-2) \\ S(-2) & S(-1) & S(0) & \dots & S(N-3) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ S(-N+1) & S(-N+2) & S(-N+3) & \dots & S(N-N) \end{bmatrix}$$

L'ensemble des coefficients, qui correspond à la condition d'optimalité au sens des moindres carrés, est tel que:

$$S^t [y(n)] = [S^t S^t] \cdot C \quad 2.29$$

C'est l'équation de Wiener-Hopf

$$\text{d'où : } C = [S^t S^t]^{-1} \cdot S^t [y(n)]$$

$$r_{ij} = \frac{\sum_{n=1}^N S(n-i) S(n-j)}{\sigma^2} \quad ; \quad \begin{matrix} 1 \leq i \leq N \\ 1 \leq j \leq N \end{matrix}$$

$S(n)$ est un signal discret aléatoire stationnaire ou un signal périodique, alors r_{ij} s'exprime comme suit:

$$r_{ij} = \frac{\delta_{ij}}{N \sigma^2}$$

avec:

σ^2 : la puissance de ce signal,

S

R : la matrice d'auto-corrélation normalisée du signal, carrée d'ordre N .

$$R = \begin{bmatrix} 1 & r & r & \dots & r \\ r & 1 & r & \dots & r \\ r & r & 1 & \dots & r \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r & r & \dots & \dots & 1 \\ N-1 & N-2 & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}$$

$$\text{il vient alors: } C_{\text{opt}} = \frac{1}{N \sigma^2} R^{-1} \cdot S.[Y(n)]$$

II.2.4. Conclusion.

Avoir un compromis entre un débit important et la négligence du bruit n'est pas facile à réaliser. Ainsi, pour assurer un débit d'information relativement grand, on doit considérer le bruit.

Le critère le plus utilisé est celui du minimum de l'erreur quadratique moyenne, vu qu'il fait intervenir simultanément le signal en question et le bruit.

C'est le cas réel en pratique, tandis que les autres critères sont utilisés pour des cas particuliers de la transmission numérique, où le bruit n'est pas considérable et n'a aucune influence sur le signal de sortie.

II.3 Egaliseur sous optimal réalisable

Dans la pratique, la réponse impulsionnelle du canal $s(t)$ n'est pas connue, et d'autre part on ne peut pas réaliser un filtre numérique infini.

Pour ces deux raisons, la structure généralement adoptée est la suivante:

Lorsque l'on a, à priori, une connaissance approximative des distorsions, on utilise un filtre passe-bande ou passe-bas qui les compense en partie.

Un tel filtre s'appelle un "égaliseur de compromis": il tend à égaliser le spectre du canal en distorsion d'affaiblissement et en distorsion de temps de propagation de groupe, et il s'incorpore dans la réponse impulsionnelle globale.

Dans le cas (le plus courant) où l'égaliseur de compromis est insuffisant, on utilise un filtre numérique (C) fini, qui traite directement les échantillons x et fournit en sortie un signal y sur lequel est opérée la détection.

L'optimisation du filtre numérique (C), de coefficients

$$C_i \quad (i = -N, \dots, 0, \dots, L)$$

est faite au sens du critère de l'erreur quadratique moyenne minimal, comme précédemment.

Chapitre-3

EGALISEURS AUTOMATIQUES

Le calcul d'un égaliseur linéaire, optimal au sens de l'un des critères précédents, suppose la connaissance des caractéristiques d'un canal, ainsi que celles du bruit.

Dans la pratique, ces caractéristiques sont, en général, mal connues, et/ou lentement variables au cours du temps. D'où l'indispensabilité de concevoir des égaliseurs qui s'adaptent automatiquement aux caractéristiques de la voie de transmission.

On peut distinguer deux phases pour l'égalisation automatique:

- la phase d'acquisition;
- la phase d'apprentissage permanent.

III.1. PHASE D'ACQUISITION

Avant la transmission proprement dite, il existe une phase d'acquisition, au cours de laquelle la source émet une séquence d'apprentissage $\{a\}$ connue du récepteur, ce qui permet à l'égaliseur de s'adapter même en présence d'interférences sévères.

Il existe une autre méthode pour réaliser cette condition, et elle est utilisée particulièrement lorsque le nombre de niveaux de chaque symbole $\{a\}$ est supérieur à 2.

Elle consiste à engendrer une suite de symboles binaires, centrés, non corrélés, de même variance a^2 que la suite:

$$(\dots, a_{j-1}, a_j, \dots)$$

afin d'augmenter le rapport signal à bruit et d'estimer le vecteur C opt.

Une contrainte nouvelle, concernant la phase d'acquisition, est apparue ces dernières années. Pour certains besoins de la téléinformatique il est devenu souhaitable que la phase d'acquisition soit aussi brève que possible.

Cette phase peut être réalisée par une structure qui est représentée par la figure III.1 .

III.2. PHASE D'APPRENTISSAGE PERMANENT

Lorsque le vecteur C s'est rapproché du vecteur optimal, l'algorithme d'apprentissage permanent peut être utilisé:

$$C_{k+1} = C_k - \mu S_k (C_k - \hat{a})^T$$

Ainsi, cet algorithme converge vers C_{opt} , pourvu que le vecteur C corresponde à une probabilité d'erreur pas trop grande.

Cette condition est réalisée durant la phase d'acquisition. La phase d'apprentissage permanent permet aussi d'affiner la convergence de C vers C_{opt} (figures V.7 et V.8)

Dans ce cas, l'égaliseur est dit adaptatif car il est capable de s'adapter automatiquement pendant la transmission des données.

Une structure est mise en oeuvre pour la réalisation de cette phase, dont le schéma est donné par la figure III.2 .

III.3 Egaliseurs à préétablissement

On dit qu'un égaliseur est à préétablissement si aucune information ne peut être transmise pendant qu'il s'adapte aux caractéristiques du canal. Cette phase d'adaptation doit se renouveler périodiquement si ces caractéristiques varient lentement au cours du temps. A la fin de cette phase, l'égaliseur est figé et les signaux d'information peuvent être transmis.

Soit l'algorithme suivant:

$$C_{k+1} = C_k - \mu (R C_k - \delta)$$

Bien que μ est choisie convenablement, cet algorithme peut ne pas converger lorsque la condition initiale n'est pas satisfaite. Il doit être réservé aux lignes téléphoniques de bonne qualité.

L'égaliseur réalisé à partir de cet algorithme, est à péétablissement.

Cependant, ces égaliseurs ont l'inconvénient de nécessiter une interruption de la transmission de l'information pendant tout intervalle d'apprentissage, et de ce fait on leur préfère actuellement des égaliseurs adaptatifs.

III.4 SENSIBILITE DES FILTRES NUMERIQUES

Plusieurs types d'imprécisions se produisent dans un filtre numérique. Elles ne proviennent pas des opérations imprécises sur les signaux, mais du fait que les opérations que l'on réalise sont différentes de celles que l'on aimerait réaliser, et ceci d'une façon bien déterminée.

L'origine de cette difficulté est la nature même des signaux numériques, la limitation des valeurs à un ensemble fini, il est souvent nécessaire de quantifier un nombre. C'est-à-dire de choisir une valeur admise, pour les signaux numériques, proche du nombre donné. L'erreur que l'on commet dans cette opération est appelée erreur de quantification.

PHASE D'ACQUISITION

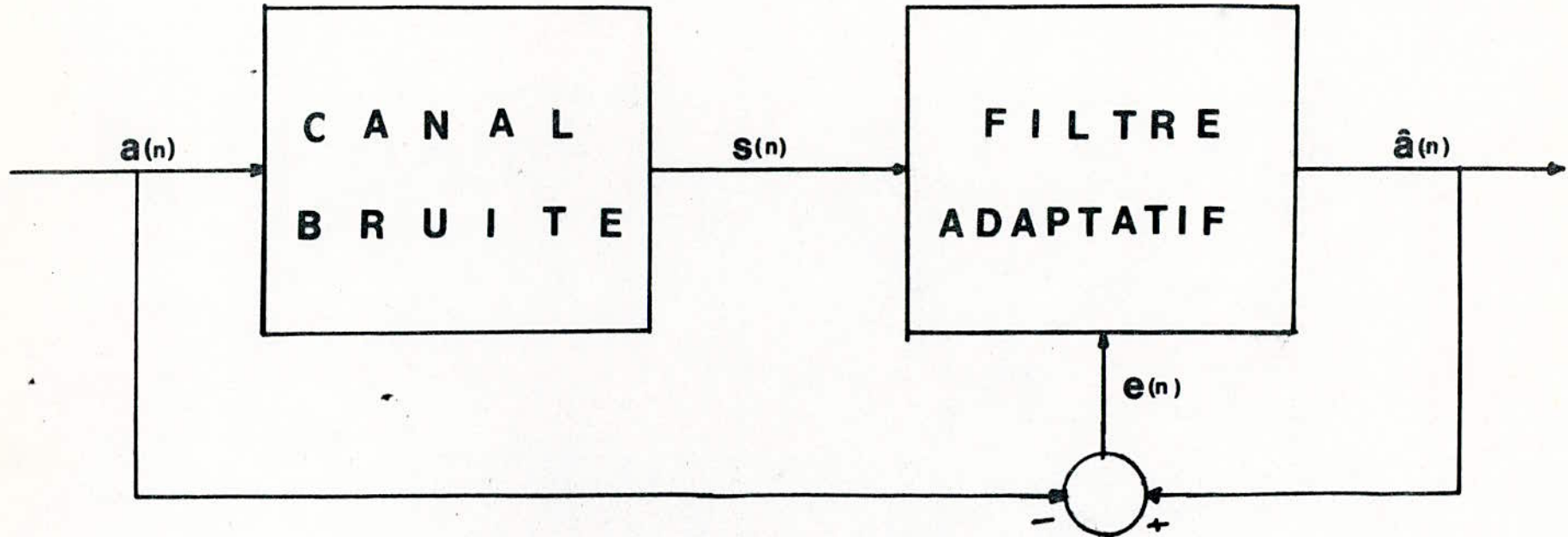


Fig III - 1

PHASE D' APPRENTISSAGE PERMANENT

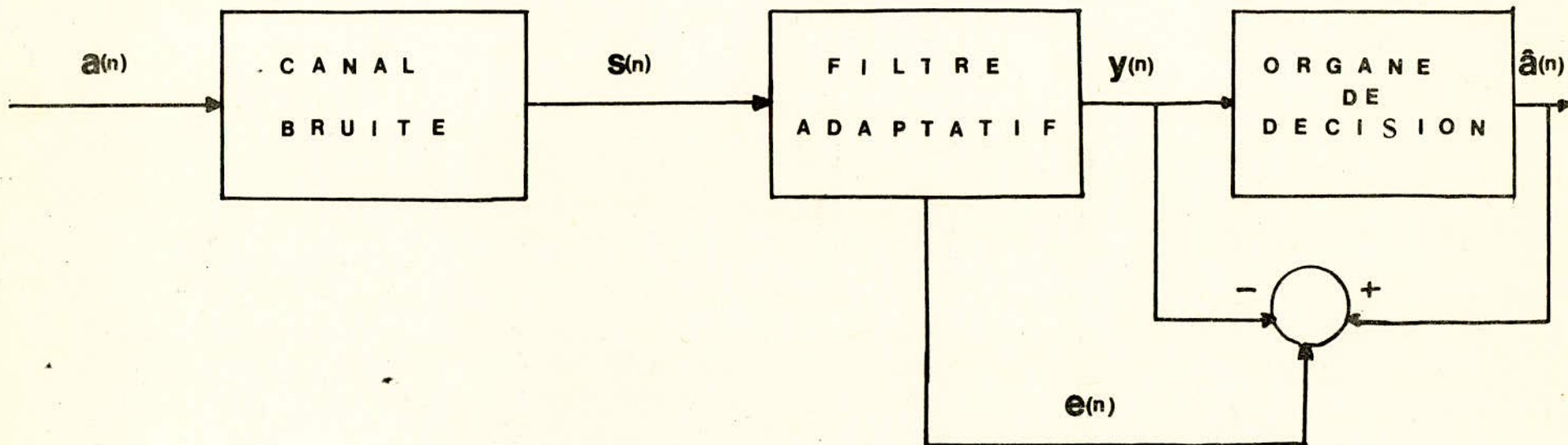


Fig III - 2

Chapitre-4

Algorithmes D'adaptation

IV.1.L'algorithme du gradient

La résolution théorique de l'équation 2.28 demande beaucoup de calculs et par suite lente. Ainsi en pratique, pour déterminer C_{opt} on utilise l'algorithme du gradient (descente rapide), qui définit pour un vecteur C donné la rapidité de convergence de la fonction $EQM=f(C)$ tel que:

$$G = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ g_{P-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial EQM}{\partial C_1} \\ \frac{\partial EQM}{\partial C_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial EQM}{\partial C_{P-1}} \end{bmatrix}$$

$$\text{avec: } g_j = E [e(n)S(n-j)] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e(n)S(n-j) \quad 4.1$$

Le choix de l'algorithme du gradient introduit un changement au niveau des coefficients de l'égaliseur dans le sens de la descente rapide:

$$C^{i+1} = C^i - \mu G^i \quad 4.2$$

avec:

i
 C : vecteur des coefficients de l'égaliseur
 après i itérations.

i
 G : gradient après i itérations.

μ : pas d'incrémentation.

Ce qui implique qu'avec une certaine valeur de μ bien choisie, l'algorithme est lié par:

$$\begin{array}{ccc} \begin{array}{c} i \\ C \end{array} & \text{-----} & \rightarrow C \\ & & \text{opt} \\ i & \text{---} & \rightarrow \bullet \end{array} \quad , \quad \begin{array}{c} G \end{array} \text{-----} \rightarrow 0 \\ i & \text{---} & \rightarrow \bullet$$

Ainsi, la vitesse de transmission dépend du choix de μ et de la matrice $[A]$.

Théoriquement, le choix du gradient demande en moyenne beaucoup de temps. Tandis qu'en pratique on utilise une estimation du gradient grâce à la moyenne finie, ainsi on obtient:

$$C_j^{i+1} = C_j^i - \mu \frac{1}{I} \sum_{n=iI}^{(i+1)I} S(n-j) e(n) \quad 4.3$$

I : somme de toutes les données en relation durant i itérations.

Le signal d'erreur $e(n)$ peut être délivré à l'aide du générateur de synchronisation local:

$$e(n) = \hat{a}(n-L) - y(n) \quad 4.4$$

Le calcul des coefficients de l'égaliseur montre que les valeurs sont tellement proches des optimums que les valeurs à la sortie du système de décision sont nulles (erreur de l'ordre 0.1).

Il est possible d'adapter l'égalisation avec 4.4 où $\hat{a}(n-L)$ représente la décision sur la donnée $a(n-L)$ qui converge vers la sortie $Y(n)$.

La figure IV.1 représente l'égaliseur qui permet de réaliser l'algorithme 4.3

IV.2. Autres algorithmes d'adaptation

En pratique, on utilise souvent des algorithmes issus de l'algorithme du gradient. Ces algorithmes permettent de simplifier les calculs et d'améliorer la convergence pour la réalisation des égaliseurs adaptatifs. Ainsi, plusieurs estimations du gradient sont envisageables.

Ces estimations ont permis de concevoir les algorithmes suivants:

On prendra $I=1$.

$$C_j^{i+1} = C_j^i - \mu S(n-j) e(n) \quad 4.5$$

$$C_j^{i+1} = C_j^i - \mu S(n-j) \operatorname{sgn} e(n) \quad 4.6$$

$$C_j^{i+1} = C_j^i - \mu e(n) \operatorname{sgn} S(n-j) \quad 4.6$$

$$C_j^{i+1} = C_j^i - \mu \operatorname{sgn} S(n) \operatorname{sgn} S(n-j) \quad 4.7$$

En général, on utilise l'algorithme 4.3 vu ces nombreuses caractéristiques. Ainsi, pour une classe de canaux; il est possible de choisir une valeur optimale μ , assurant la liaison la plus rapide possible.

Structure d'un égaliseur adaptatif

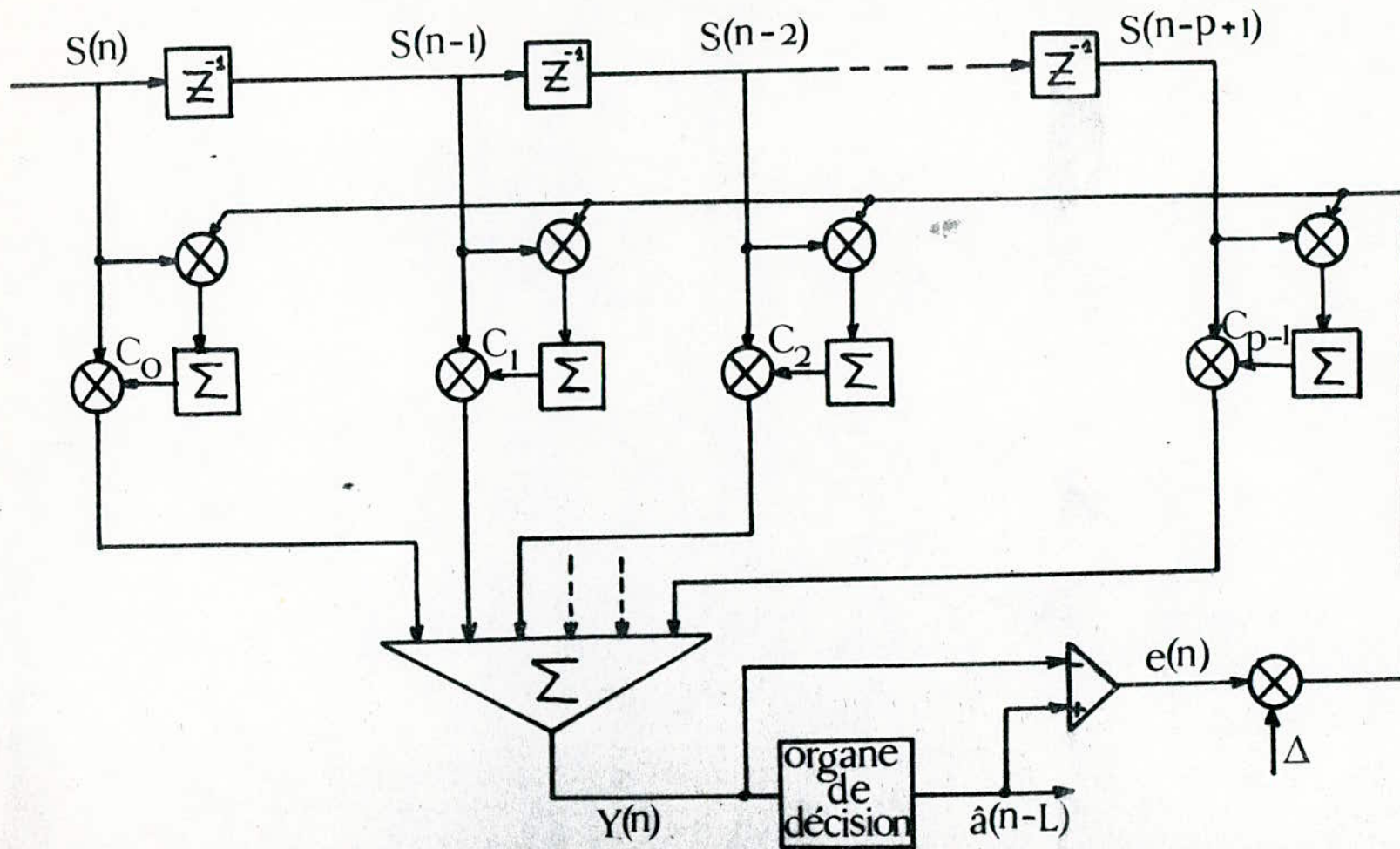


Figure IV.1

Chapitre-5

SIMULATION

V.1 Intérêt et but de la simulation

Entre les développements théoriques et leur application à des procédés réels, les études de simulation ont un rôle important. En effet, certaines caractéristiques de fonctionnement des systèmes ne sont pas toujours faciles à mettre en évidence de manière précise par des voies purement théoriques.

La simulation se révèle alors au moyen d'investigation généralement simple et efficace. Elle permet à l'ingénieur d'évaluer un système expérimentalement et de déterminer les modifications dans la conception du système, sans les dépenses en temps et en argent pour la constitution du système réel.

V.2 Contexte

Pour les tableaux et le tracé des graphes, on a pris les notations suivantes:

- EQM: erreur quadratique moyenne,
- Nb.It: nombre d'itérations,
- U: pas d'incrément,
- VI: valeur initial,
- R: rapport signal sur bruit ($R=S/B$),
- N: l'ordre de l'égaliseur,
- N.B: nombre de bits.

Pour mettre en évidence la convergence de chaque algorithme choisi, on a fait des calculs dont les résultats sont donnés sous forme de tableaux et suivis par des graphes, qui illustrent d'une manière très claire la vitesse de convergence et l'influence des différents paramètres de l'égaliseur.

RESULTATS

Algorithme du gradient
Influence de N sur l'EQM
 $u=0.001$

Nb.it\EQM	N=07	N=11	N=15	N=19	N=23	N=27	N=31
22	2.5E-03	2.4E-03	2.3E-03	2.1E-03	2.0E-03	1.9E-03	1.8E-03
44	2.2E-03	1.7E-03	1.3E-03	1.1E-03	8.8E-04	7.1E-04	5.7E-04
66	1.6E-03	1.1E-03	7.5E-04	5.2E-04	3.5E-04	2.4E-04	1.6E-04
88	1.2E-03	7.1E-04	4.2E-04	2.4E-04	1.4E-04	8.3E-05	4.9E-05
110	9.6E-04	4.6E-04	2.3E-04	1.1E-04	5.7E-05	2.8E-05	1.4E-05
132	7.3E-04	3.0E-04	1.2E-04	5.4E-05	2.3E-05	9.8E-06	4.1E-06
154	5.5E-04	1.9E-04	7.1E-05	2.5E-05	9.3E-06	3.3E-06	1.2E-06
176	4.2E-04	1.2E-04	3.9E-05	1.2E-05	3.7E-06	1.1E-06	3.5E-07
198	3.2E-04	8.2E-05	2.1E-05	5.7E-06	1.5E-06	3.9E-07	1.0E-07
220	2.4E-04	5.3E-05	1.2E-05	2.7E-06	6.1E-07	1.3E-07	3.0E-08
242	1.8E-04	3.4E-05	6.6E-06	1.2E-06	2.4E-07	4.6E-08	8.8E-09
264	1.4E-04	2.2E-05	3.7E-06	6.0E-07	9.8E-08	1.6E-08	2.5E-09
286	1.0E-04	1.4E-05	2.0E-06	2.8E-07	3.9E-08	5.4E-09	7.8E-10
308	8.1E-05	9.4E-06	1.1E-06	1.3E-07	1.6E-08	1.9E-09	2.3E-10
330	6.1E-05	6.1E-06	6.2E-07	6.3E-08	6.4E-09	6.8E-10	7.1E-11
352	4.6E-05	3.9E-06	3.4E-07	3.0E-08	2.5E-09	2.4E-10	2.1E-11
374	3.5E-05	2.5E-06	1.9E-07	1.4E-08	1.0E-09	8.6E-11	7.0E-12
396	2.7E-05	1.6E-06	1.0E-07	6.6E-09	4.5E-10	3.1E-11	1.4E-12
418	2.0E-05	1.0E-06	5.9E-08	3.1E-09	1.8E-10	1.0E-11	1.1E-12
440	1.5E-05	7.0E-07	3.2E-08	1.5E-09	7.9E-11	4.6E-12	5.7E-13
462	1.1E-05	4.5E-07	1.8E-08	7.5E-10	3.3E-11	7.6E-13	3.7E-13

Tableau-1

Algorithme du gradient
Influence de u sur l'EQM
 $N=7$

Nb.it\EQM	U=5E-3	U=2E-3	U=1E-3	U=5E-4	U=2E-4	U=1E-4
22	1.7E-03	2.3E-03	2.5E-03	2.7E-03	2.7E-03	2.8E-03
44	5.2E-04	1.5E-03	2.2E-03	2.6E-03	2.9E-03	3.0E-03
66	1.2E-04	8.8E-04	1.6E-03	2.3E-03	2.8E-03	2.9E-03
88	3.2E-05	5.0E-04	1.2E-03	2.0E-03	2.6E-03	2.9E-03
110	8.0E-06	2.9E-04	9.6E-04	1.7E-03	2.5E-03	2.8E-03
132	1.9E-06	1.6E-04	7.3E-04	1.5E-03	2.3E-03	2.7E-03
154	4.9E-07	9.7E-05	5.5E-04	1.3E-03	2.2E-03	2.6E-03
176	1.2E-07	5.5E-05	4.2E-04	1.1E-03	2.1E-03	2.6E-03
198	3.0E-08	3.2E-05	3.2E-04	1.0E-03	2.0E-03	2.5E-03
220	7.5E-09	1.8E-05	2.4E-04	8.8E-04	1.9E-03	2.4E-03
242	1.8E-09	1.0E-05	1.8E-04	7.7E-04	1.8E-03	2.4E-03
264	4.6E-10	6.1E-06	1.4E-04	6.7E-04	1.7E-03	2.3E-03
286	1.1E-10	3.5E-06	1.0E-04	5.8E-04	1.6E-03	2.2E-03
308	3.4E-11	2.0E-06	8.1E-05	5.1E-04	1.5E-03	2.2E-03
330	1.0E-11	1.1E-06	6.1E-05	4.4E-04	1.4E-03	2.1E-03
352	3.1E-12	6.7E-07	4.6E-05	3.8E-04	1.3E-03	2.0E-03
374	9.4E-13	3.8E-07	3.5E-05	3.3E-04	1.3E-03	2.0E-03
396	3.1E-13	2.2E-07	2.7E-05	2.9E-04	1.2E-03	1.9E-03
418	8.4E-14	1.2E-07	2.0E-05	2.5E-04	1.1E-03	1.9E-03
440	2.5E-14	7.4E-08	1.5E-05	2.2E-04	1.1E-03	1.8E-03
462	3.5E-15	4.2E-08	1.1E-05	1.9E-04	1.0E-03	1.8E-03

Tableau-2

Algorithme du gradient

Influence de R sur l'EQM
 $N=7; u=0.001$

Nb.it\EQM	R(S/B)=25	R(S/B)=50	R(S/B)=80
22	4.9E-03	2.5E-03	2.5E-03
44	2.6E-03	2.2E-03	2.2E-03
66	3.1E-03	1.7E-03	1.6E-03
88	2.2E-03	1.2E-03	1.2E-03
110	2.7E-03	9.7E-04	9.6E-04
132	2.8E-03	7.3E-04	7.3E-04
154	1.4E-03	5.1E-04	5.5E-04
176	1.7E-03	4.5E-04	4.2E-04
198	2.6E-03	3.4E-04	3.2E-04
220	2.4E-03	2.5E-04	2.4E-04
242	1.9E-03	2.1E-04	1.8E-04
264	1.1E-03	1.4E-04	1.4E-04
286	1.9E-03	1.1E-04	1.0E-04
308	1.2E-03	8.2E-05	8.1E-05
330	9.0E-04	6.9E-05	6.2E-05
352	1.4E-03	5.2E-05	4.7E-05
374	2.1E-03	4.7E-05	3.5E-05
396	1.3E-03	3.1E-05	2.7E-05
418	1.2E-03	1.7E-05	2.0E-05
440	1.5E-03	1.5E-05	1.5E-05
462	1.3E-03	1.3E-05	1.1E-05

Tableau-3

Algorithme du gradient

Influence de N.b sur l'EQM
 $N=7; u=0.001$

Nb.it\EQM	N.b=8	N.b=10	N.b=15
22	2.8E-03	2.7E-03	2.5E-03
44	3.0E-03	2.8E-03	2.2E-03
66	2.9E-03	2.6E-03	1.6E-03
88	2.8E-03	2.4E-03	1.2E-03
110	2.6E-03	2.2E-03	9.6E-04
132	2.5E-03	2.0E-03	7.3E-04
154	2.4E-03	1.8E-03	5.5E-04
176	2.3E-03	1.7E-03	4.2E-04
198	2.3E-03	1.6E-03	3.2E-04
220	2.2E-03	1.4E-03	2.4E-04
242	2.1E-03	1.3E-03	1.8E-04
264	2.0E-03	1.2E-03	1.4E-04
286	1.9E-03	1.0E-03	1.0E-04
308	1.8E-03	9.8E-04	8.1E-05
330	1.8E-03	9.0E-04	6.1E-05
352	1.7E-03	8.3E-04	4.6E-05
374	1.6E-03	7.6E-04	3.5E-05
396	1.6E-03	7.0E-04	2.7E-05
418	1.5E-03	6.4E-04	2.0E-05
440	1.4E-03	5.9E-04	1.5E-05
462	1.4E-03	5.5E-04	1.1E-05

Tableau-4

GRAPHES

Algorithme du gradient

Influence de N sur l'EQM : $U=0.001$

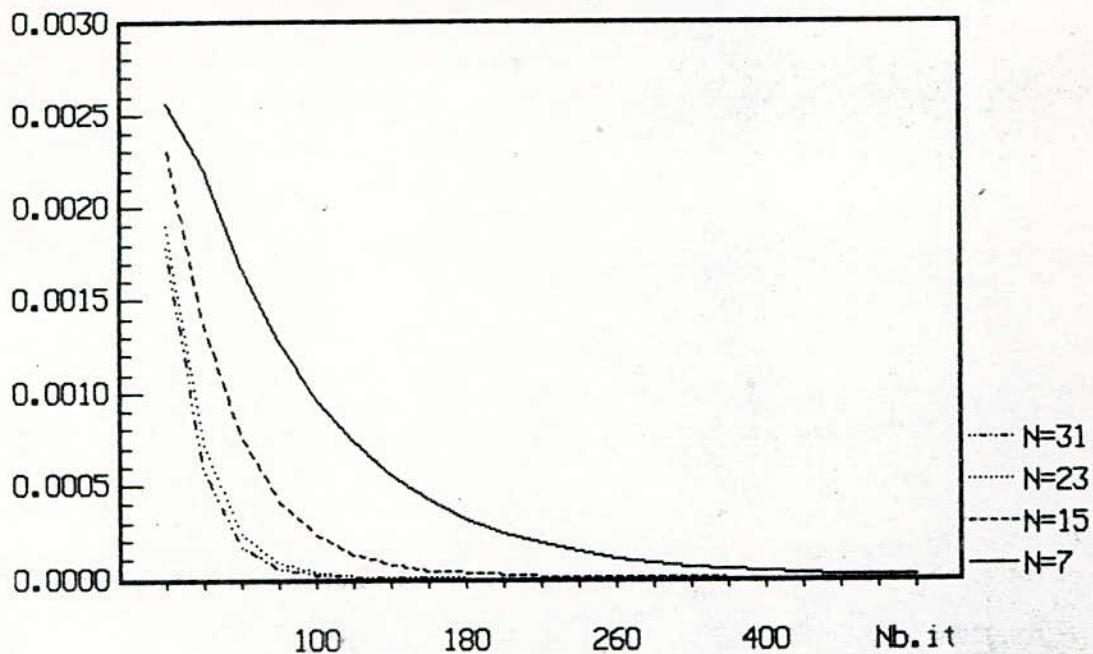


Figure-V.1

Influence de u sur l'EQM: $N=7$

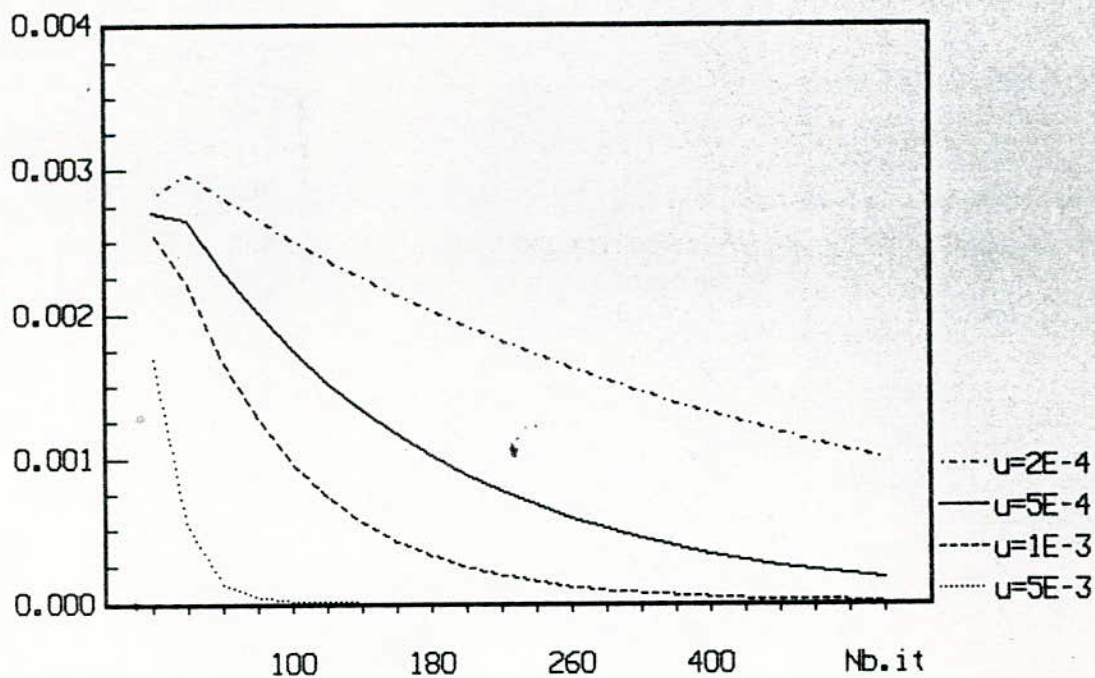
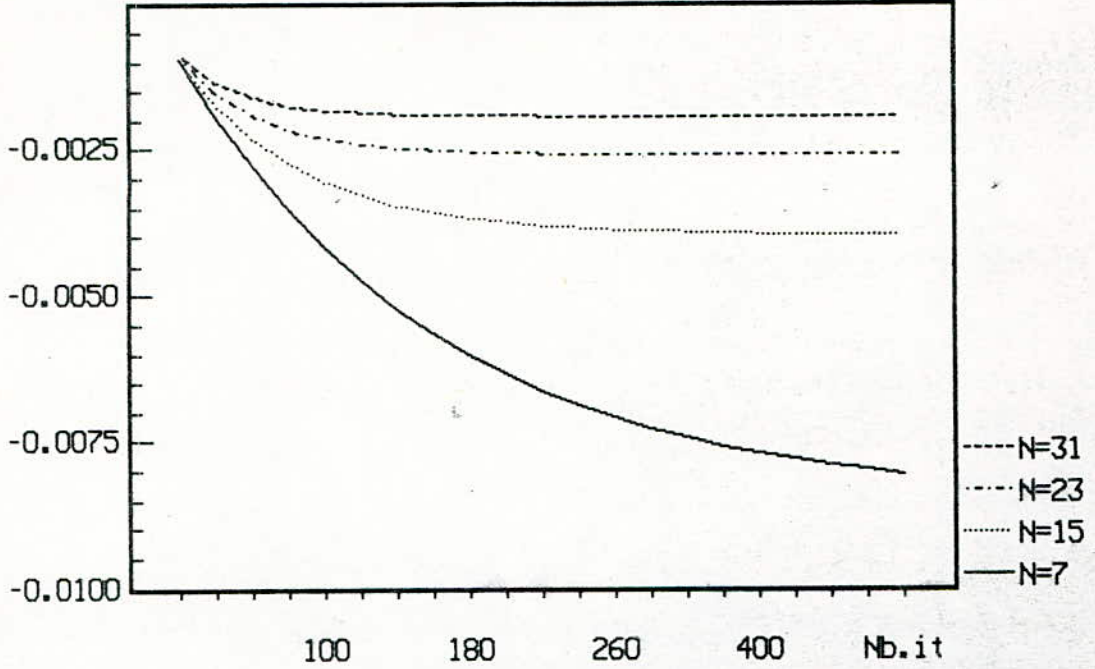


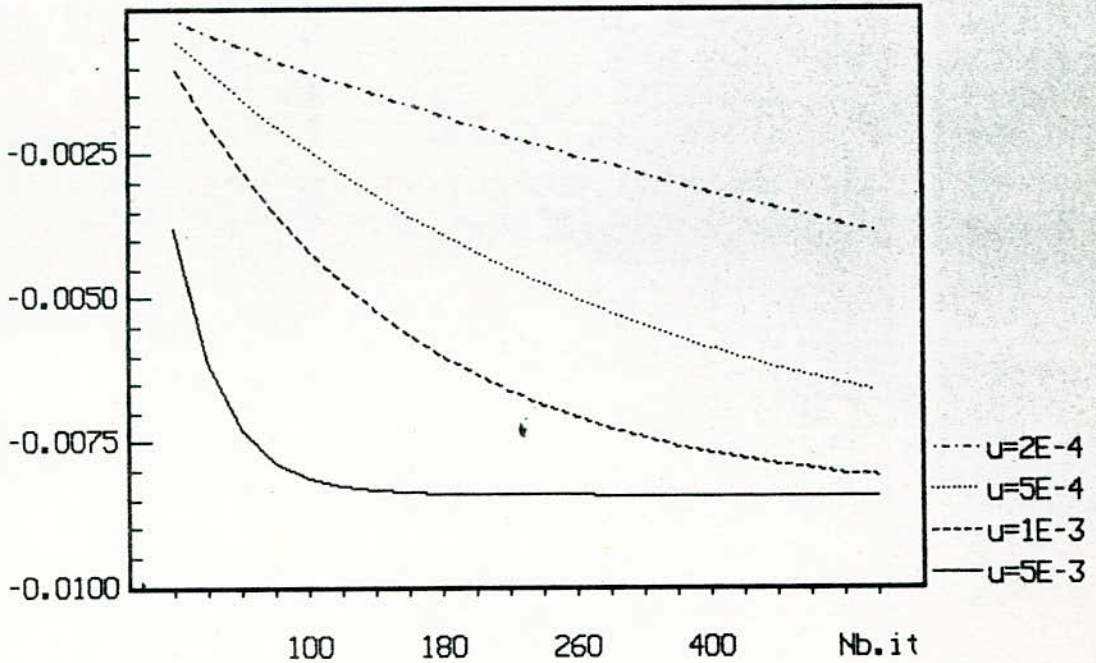
Figure-V.2

Algorithme du gradient

Influence de N sur le coefficient C_1 : $U=0.001$

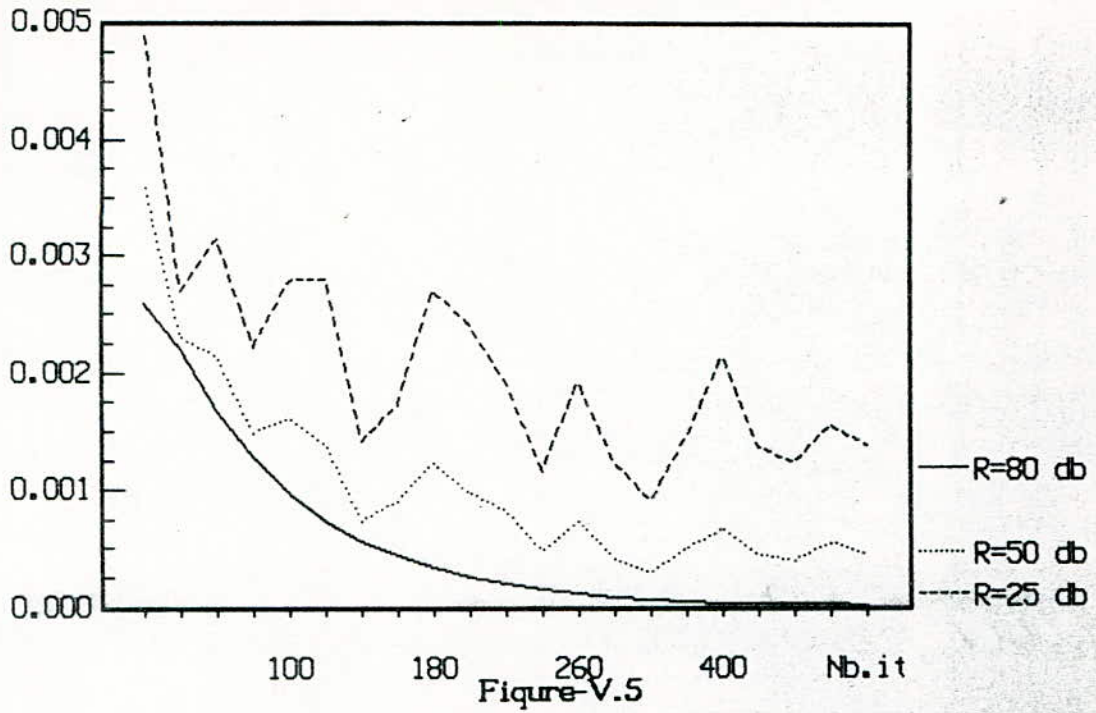


Influence de u sur le coefficient C_1 : $N=7$



Algorithme du gradient

Influence de R sur l'EOM : $N=7$; $U=0.001$



Influence de N.b sur l'EOM : $N=7$; $U=0.001$

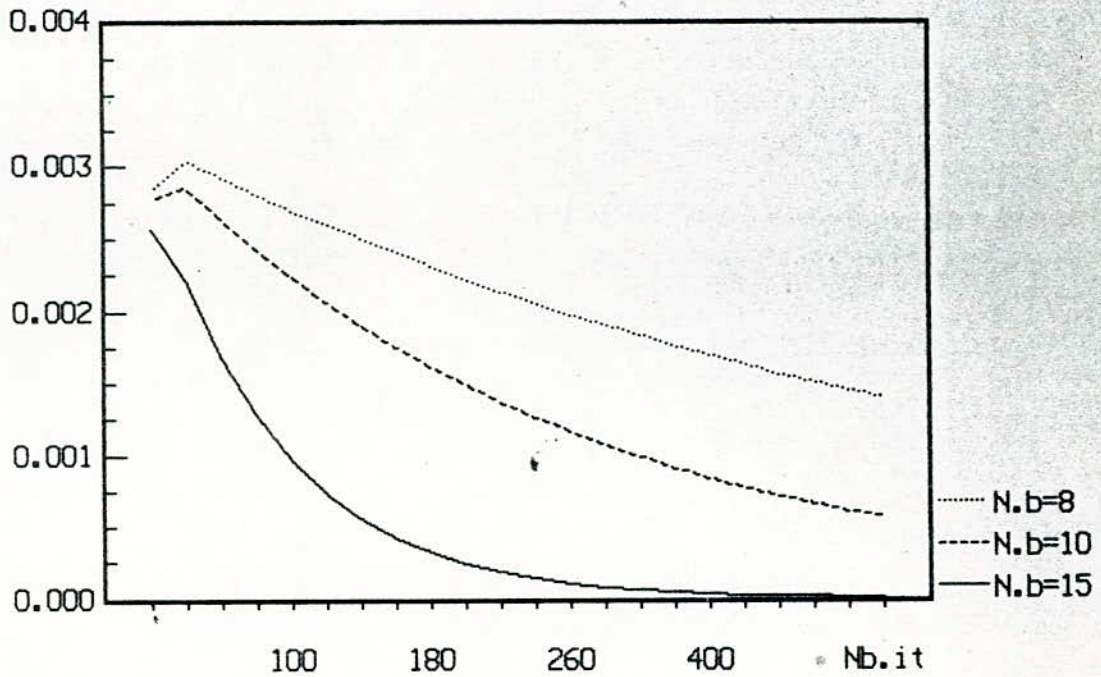


Figure-V.6

Algorithme du gradient

Influence de V.I sur le coefficient C_1 : $N=7$: $U=0.001$

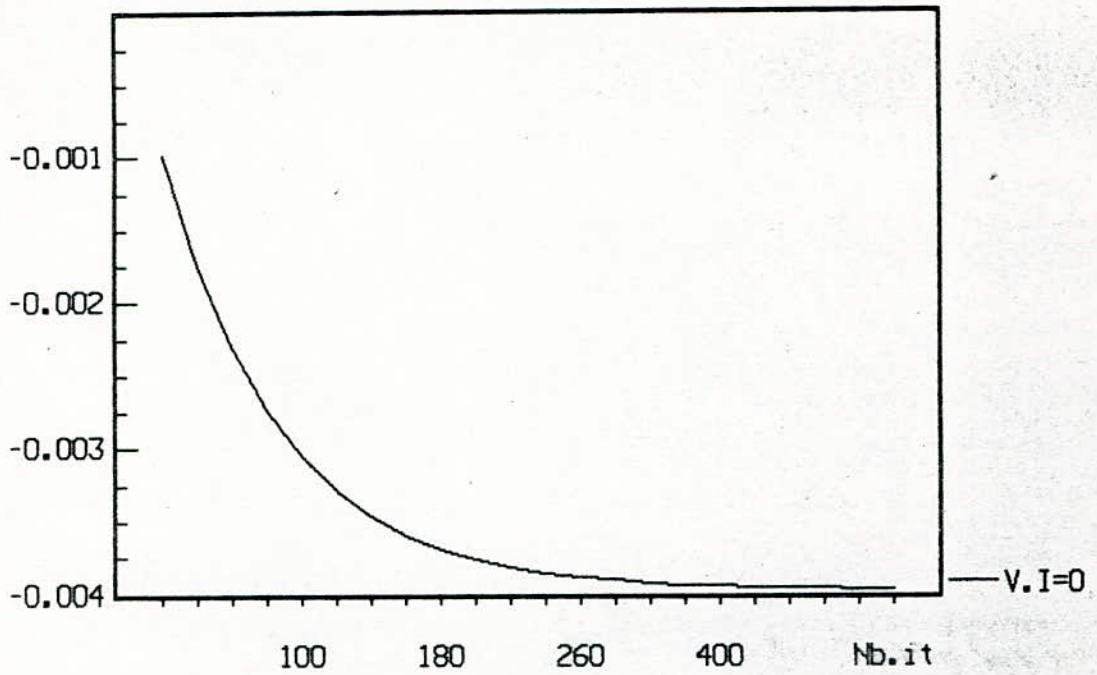


Figure-V.7

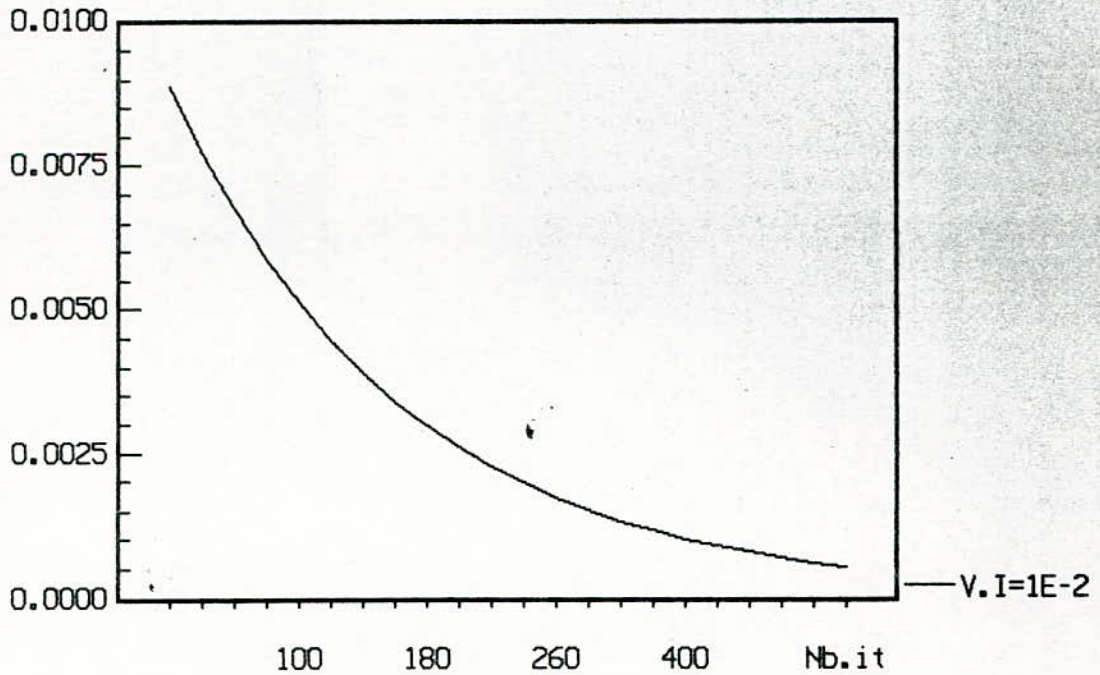
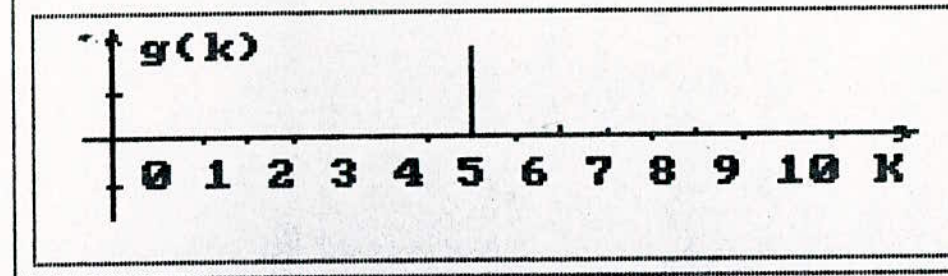
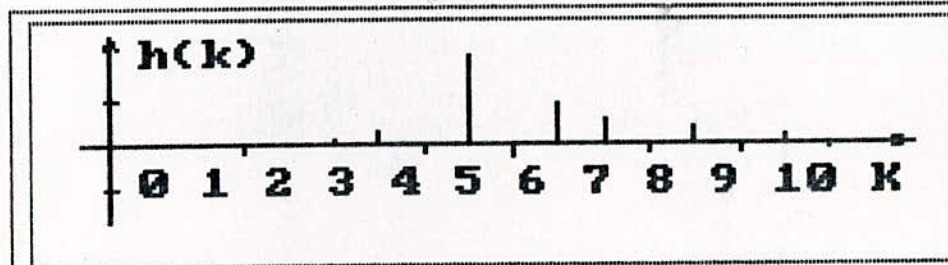


Figure-V.8

Rép-imp avant l'égalisation



Rép-imp après l'égalisation

Figure-V.10

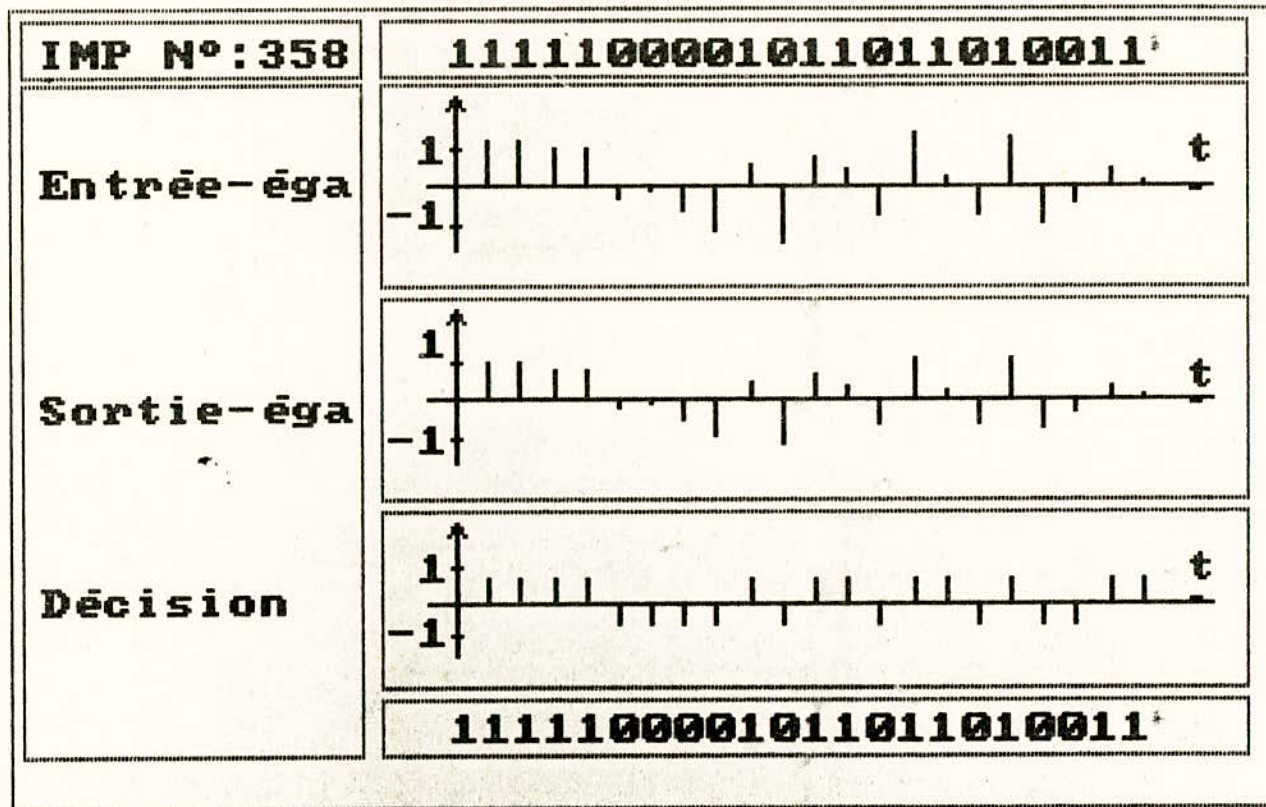


Figure-V.11

Puisqu'il y'a possibilité de faire plusieurs combinaisons entre les différents paramètres ,on a opté pour le cas où l'on varie un paramètre en maintenant les autres fixes.

V.4 Commentaires

La figure V.1 nous montre que l'erreur quadratique moyenne tend vers zéro tant que le nombre d'itérations croit et cela pour différentes valeurs de N.

Autrement,la finesse de la convergence est presque la même pour toutes les valeurs de N choisies,mais la convergence des algorithmes d'adaptation est rapide quand N est grand.

La figure V.2 représente l'influence du pas d'incrémentation U sur l'erreur quadratique moyenne,et nous montre que pour avoir une convergence fine des algorithmes d'adaptation,il faut que le pas d'incrémentation U soit petit.

Mais d'autre part,la convergence de ces algorithmes est d'autant plus lente que U est plus petit.

D'où la nécessité d'un compromis dans le choix du pas d'incrémentation pour concilier rapidité et finesse de convergence.Ce choix peut être facilité si on accepte que U varie au cours des itérations succesives.

La figure V.3 nous donne un aspect de l'influence de l'ordre de l'égaliseur sur le coefficient C1,et on remarque que pour $U=0.001$ et en prenant comme algorithme d'adaptation celui du gradient ,la vitesse de convergence croit pour des valeurs de N décroissantes.C'est-à-dire que pour N petit,la vitesse de convergence est meilleure.

Tandis que la figure V.4,qui représente l'influence du pas d'incrémentation U sur le coefficient C1,l'aspect émergeant est la finesse de convergence ,que reflète ce graphe pour différentes valeurs de U.La croissance de la vitesse de convergence suit la croissance de U.

Le bruit a une grande influence sur la convergence de l'algorithme du gradient, en observant la figure V.5, on constate que lorsque le bruit est considérable l'algorithme perd beaucoup en finesse et en vitesse de convergence. Mais en augmentant le rapport signal sur bruit R , l'algorithme reprend son allure et l'EQM tend rapidement vers zéro.

Ce n'est pas le cas pour la figure V.6, dont la convergence est claire, et l'influence du nombre de bits sur l'erreur quadratique moyenne est visible.

Les figures V.7 et V.8 représentent l'évolution du coefficient $C1$ estimé à l'aide de l'algorithme du gradient, pour deux valeurs différentes de la condition initiale $V.I; V.I = \{0, 0.01\}$.

Comme le montrent ces figures, le choix de $V.I$ n'influe que sur les toutes premières itérations de l'algorithme.

L'influence que peut avoir le choix d'un algorithme sur l'EQM est donnée par la figure V.9, en comparant l'algorithme du gradient à celui du signe. Une hiérarchie tout à fait logique s'établit entre ces deux algorithmes. Tout de même, le comportement de l'algorithme du signe est un peu difficile à expliquer par rapport à celui du gradient. Cette dégradation des performances doit, bien entendu, provenir des propriétés numériques de l'algorithme.

L'effet des erreurs de quantification:

Afin d'étudier de manière expérimentale les erreurs de quantification sur les algorithmes utilisés, des quantificateurs ont été introduits pour simuler la quantification des données. D'autre part, la quantification a été simulée par arrondi, c'est-à-dire que la valeur quantifiée $Q[C]$ de la grandeur C est donnée par :

$$k$$

$$Q[C]_k = \begin{cases} \sigma(C)_k C_{\max} & \text{si } |C|_k > C_{\max} \\ q \sigma(C)_k \text{Int} [|C|_k / q + 0.5] & \text{si } |C|_k < C_{\max} \end{cases}$$

Cette influence peut être remarquée sur la figure V.6. En effet, tant que le nombre de bits diminue les erreurs de quantification augmentent.

Le seul fait nouveau, que peut apporter l'analyse des différents tableaux de valeurs, n'est autre que l'ordre avec lequel les calculs ont été faits. C'est-à-dire que sur le graphe l'EQM tend à être constante, alors qu'en réalité elle varie lentement. C'est ce qu'on remarque sur les tableaux.

La figure V.10 représente la réponse impulsionnelle avant et après l'égalisation. On peut constater, qu'après quelques centaines d'itérations, les coefficients des réponses impulsionnelles subissent des atténuations.

$$\text{avec } g(k) = h(k) * c(k)$$

Autrement, l'égalisation minimise les coefficients secondaires, qui sont la cause principale des interférences intersymboles.

Alors que la figure V.11 met en évidence la correction apportée par l'égalisation au niveau de l'amplitude des impulsions

Conclusion

Dans cette étude, on a analysé le fonctionnement d'un égaliseur constitué par un filtre numérique non récursif suivi d'un détecteur à seuils. Ainsi que les possibilités de réalisations adaptatives sans connaissance préalable du canal.

Il existe des égaliseurs linéaires de structures différentes que celle qu'on a étudié.

Toutefois les égaliseurs effectivement réalisables ont essentiellement la structure que nous avons analysée. Ces égaliseurs linéaires ont une probabilité d'erreur, calculée et mesurée, qui est un peu plus grande que celle du récepteur optimal.

Malgré l'intérêt d'une décision par bloc, et les progrès accomplis pour en faciliter la mise en oeuvre, actuellement tous les systèmes usuels prennent leurs décisions symbole par symbole, c'est-à-dire estiment le symbole a à l'instant jT .

D'après cette analyse, on déduit que l'algorithme du gradient permet la réalisation d'un égaliseur linéaire.

Toutes les simulations et mises en oeuvre ont permis de constater que les algorithmes du gradient et du signe se comportent pratiquement de la même manière lorsque les erreurs sont rares.

Pratiquement, une amélioration des caractéristiques de l'égaliseur est constatée concernant la probabilité d'erreur par exemple. Ainsi, à l'aide d'un égaliseur adaptatif et d'un algorithme du type gradient, on peut rendre la probabilité d'erreur initiale aussi petite que possible, qu'au début elle était de l'ordre de 0.3. Ce qui donne une mesure de fréquence d'erreur quasiment nulle pendant la phase d'acquisition. La phase d'apprentissage permanent permet ensuite d'affirmer la convergence de C vers C_{opt} .

La complexité et les performances numériques des algorithmes d'adaptation ont été comparées tant en simulation que d'un point de vue théorique.

Le problème de l'étude des effets de quantification dans les algorithmes d'adaptation a été abordé d'un point de vue algorithmique en indiquant comment les formulations classiques peuvent être modifiées de manière à assurer une meilleure robustesse numérique pour ces algorithmes.

Les résultats présentés dans ce mémoire ne constituent bien entendu qu'une étape dans l'important



Annexe



MANUEL
D'UTILISATION

Choix du langage

Le choix du TURBO_BASIC a été effectué vu les performances offertes. En effet avec ce logiciel, on a dans la mémoire de travail de l'ordinateur, à la fois l'éditeur pour entrer le programme, et aussi le compilateur pour la traduction en version exécutable.

Si bien que la programmation modulaire en TURBO_BASIC est très agréable à lire et à mettre au point.

Le compilateur TURBO_BASIC traduit, promptement le texte en un langage machine, qui est beaucoup plus rapide que ce que l'on connaît comme l'interpréteur GWBASIC.

Aide

Voici les étapes à suivre pour lancer l'exécution du programme élaboré.

-Charger le TURBO-BASIC sous système en entrant:

C>TB

-Selectionner l'option FILES, puis LOAD.

-Entrez le nom du programme "EGALIS.BAS".

-Pour exécuter, le programme choisir l'option RUN.

-Alors l'ordre du filtre du canal est introduit dès l'apparition de

Introduire le nombre de coefficients N= ?

-Le menu principal apparait:

CHOIX

[1]--Votre propre reponse

[2]--Autre

- Si vous selectionner à introduire votre propre réponse il faut
faut introduire les coefficients .
- Si vous choisissez l'option "2", il faut introduire le coefficient
d'arrondi α , puis la fréquence de coupure f_c .
- Le filtre est choisi dès l'apparition du menu suivant:

MENU
[1]--Filtre idéal
[2]--Filtre idéal + Distorsions d'amplitude
[3]--Filtre idéal + Distorsions de phase
[4]--Filtre idéal + Distorsions d'amplitude et de phase

- Pour tracer la réponse fréquentielle du filtre choisir l'option 1

VOULEZ-VOUS VISUALSER
[1]--LE TRACE DE LA REPONSE FREQUENCIELLE
[2]--SUITE

- Pour visualiser la réponse impulsionnelle impulsionnelle soit sous
forme graphique, soit sous forme de tableau selectionner 1 ou 2 res-
pectivement.

VOULEZ VOUS VISUALISER
[1]--Le Trace De La Reponse Impulsionnelle
[2]--Les Coefficients H(K)
[3]--Sortir du Menu

-On générera le bruit correspondant à l'application si l'on obtient menu suivant.

VOULEZ-VOUS INTRODUIRE LE BRUIT [1]--OUI [2]--NON

NB:dans 1 introduire le rapport signal sur bruit en db.

-La séquence est soit alternée, soit pseudo aléatoire.

CHOISISSEZ UNE DES FONCTIONS [1]--SIGNAL RECTANGULAIRE 1/1 [2]-- " " " 1/2 [3]-- " " " 1/3 [4]--SEQUEUNCE BINAIRE PSEUDO-ALEATOIRE
--

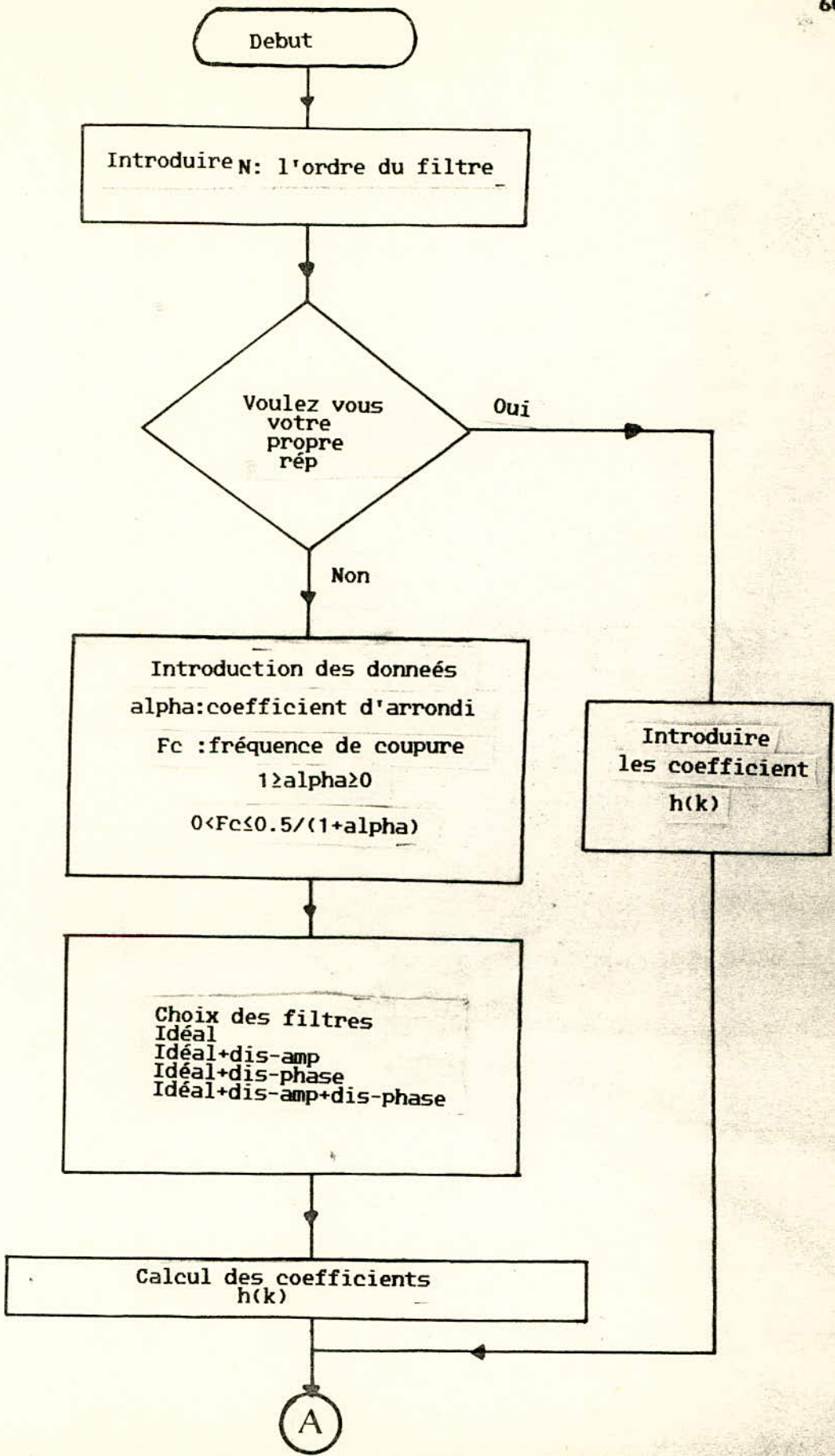
-Enfin pour le menu d'égalisation, on aura les deux menus suivant:

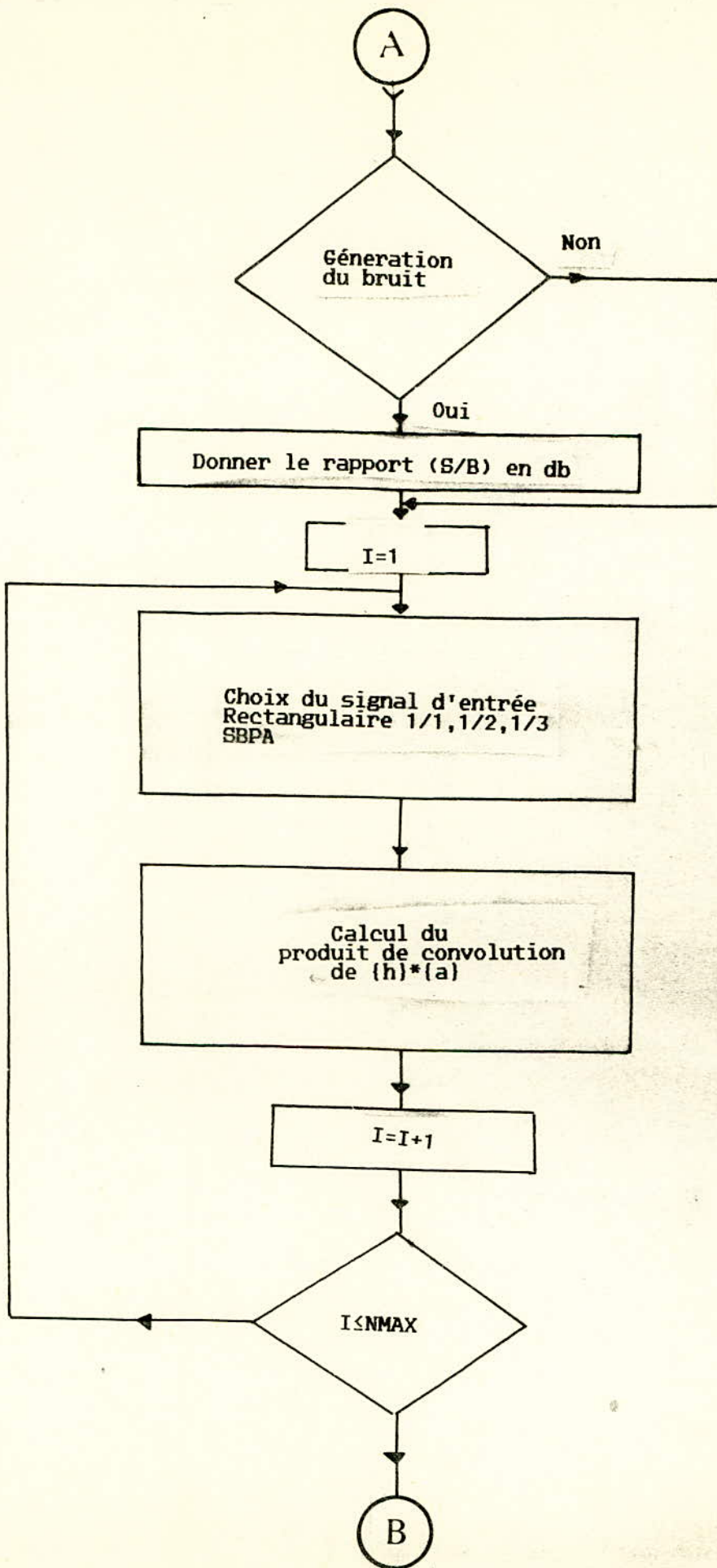
CHOIX [1]--ALGORITHME [2]--PAS D'INCREMENTATION [3]--L'ORDRE DE L'EGALISEUR [4]--NOMBRE DE BITS [5]--SUITE

ALGORITHME DE [1]--GRADIENT [2]--SIGNE DE L'ERREUR [3]-- " " L'ENTREE
--

NB:le menu 2 correspond au choix de l'option 1.

Organigramme





B

Saisi
Introduire
NE :ordre de l'égalisuer
u :pas d'incrementation
N.b :nbre de bits
N.S :nbre de symbole
pendant la phase d'acguisition

Choix de l'algorithme

Initialisation
K=1
I=1
EQM=0

Initialisation du vecteur C
de l'égaliseur
C=(0,0,0,1,0,0,0)

D

Convolution
{Cn}*{Sn}
Som=0
J=1

SOM=SOM+C(J)*S(K-J)

J=J+1

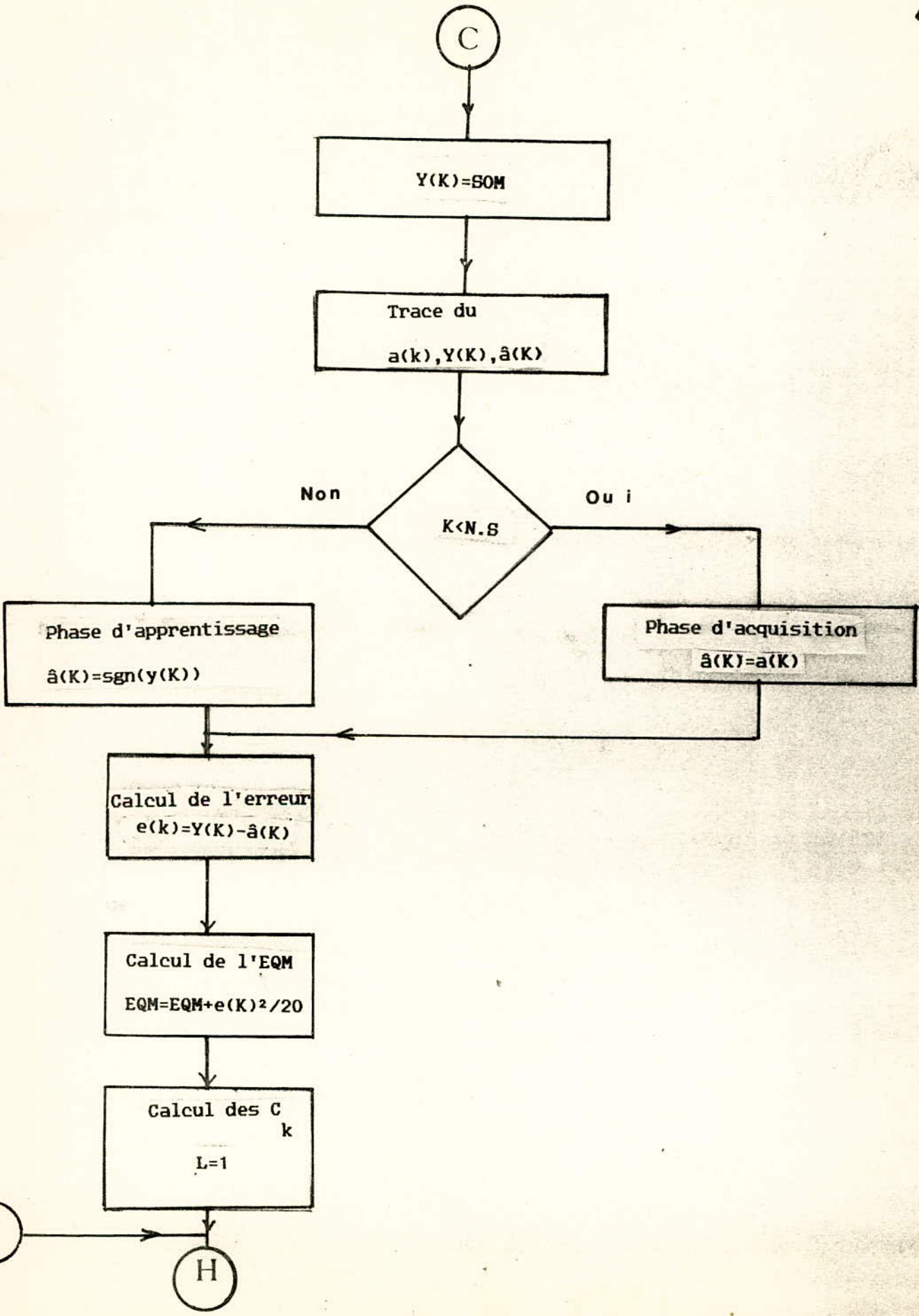
J<=NE ?

Oui

Non

C

C



C

Y(K)=SOM

Trace du
a(k), Y(K), â(K)

Non
K < N.S
Ou i

Phase d'apprentissage
â(K)=sgn(y(K))

Phase d'acquisition
â(K)=a(K)

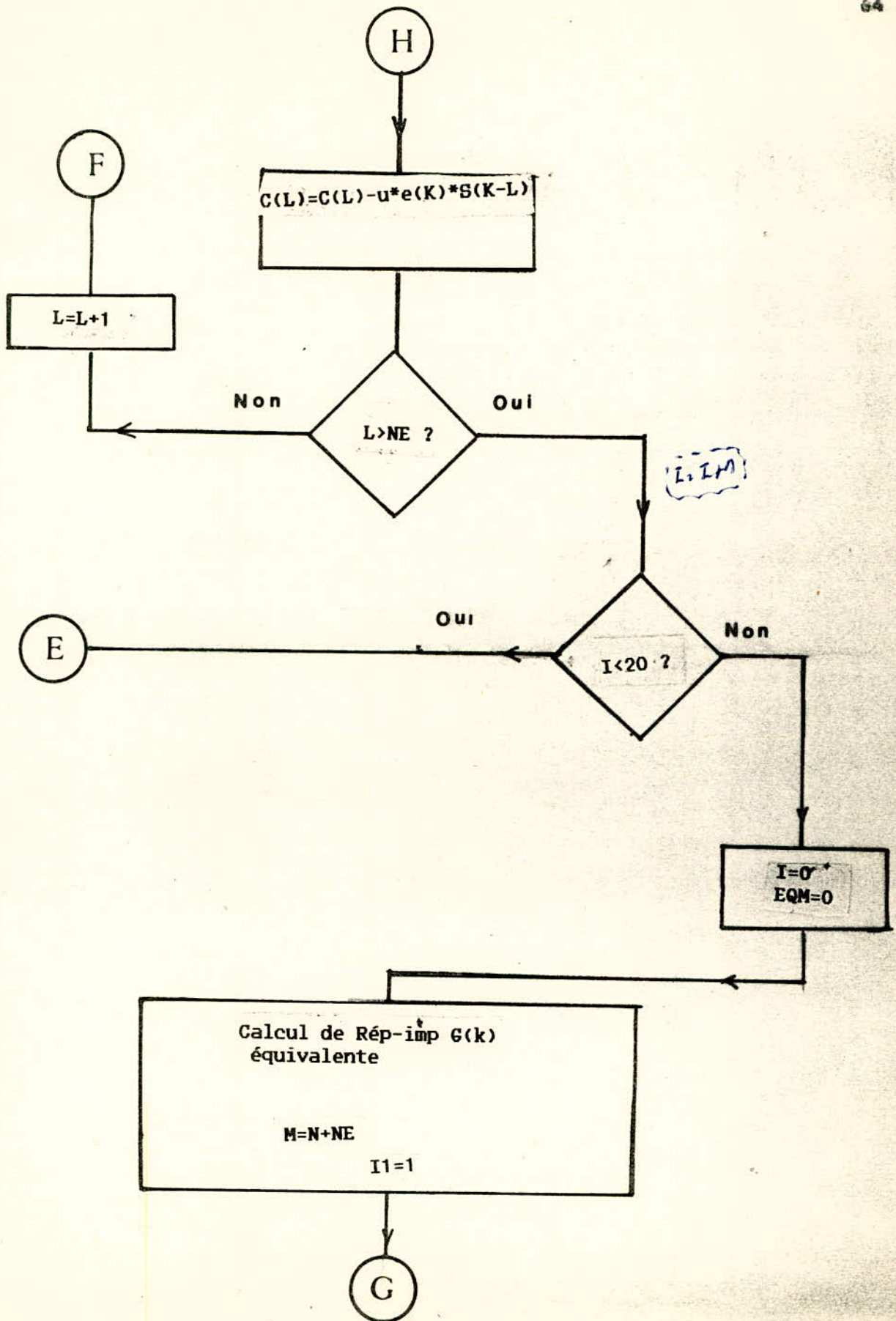
Calcul de l'erreur
e(k)=Y(K)-â(K)

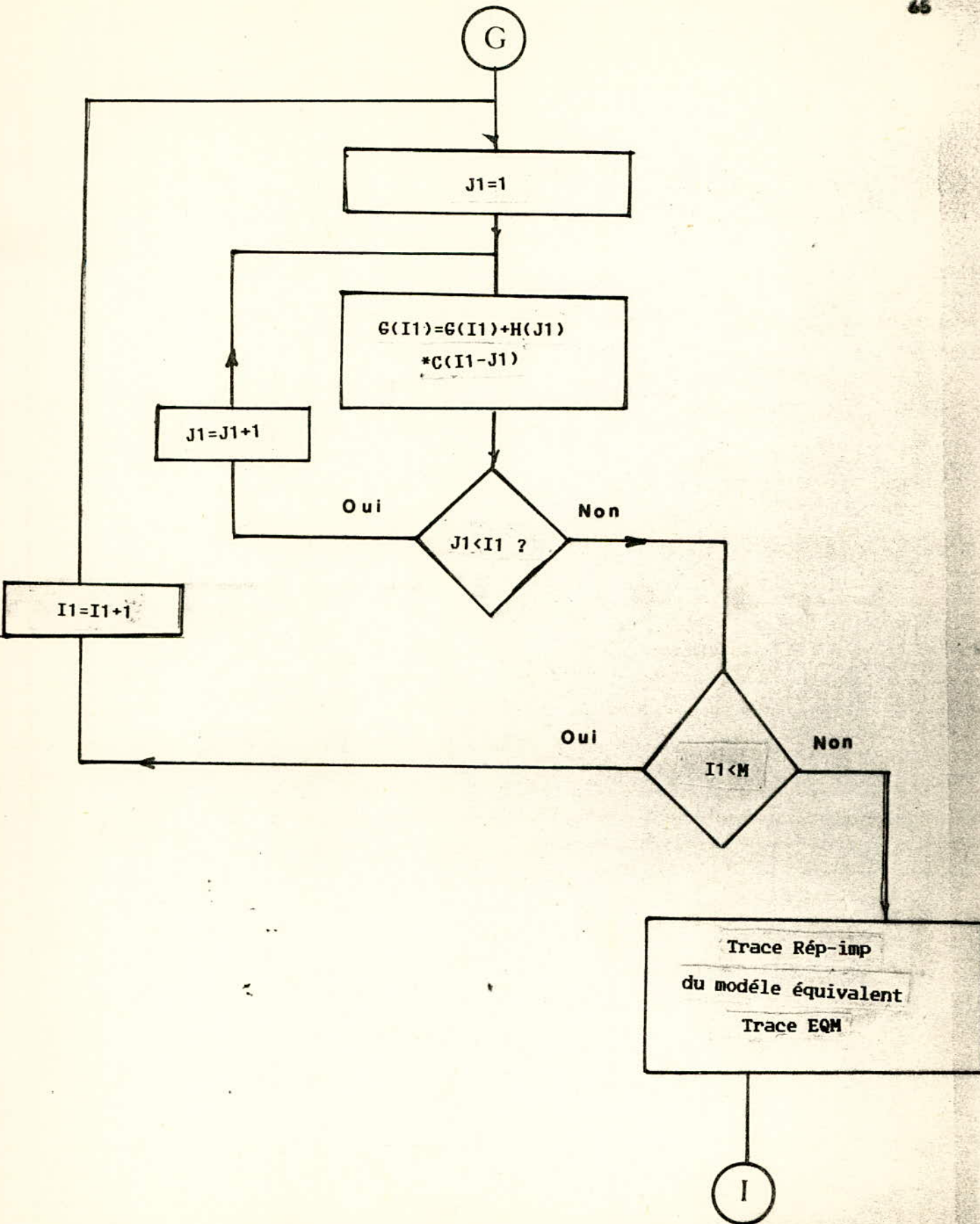
Calcul de l'EQM
EQM=EQM+e(K)²/20

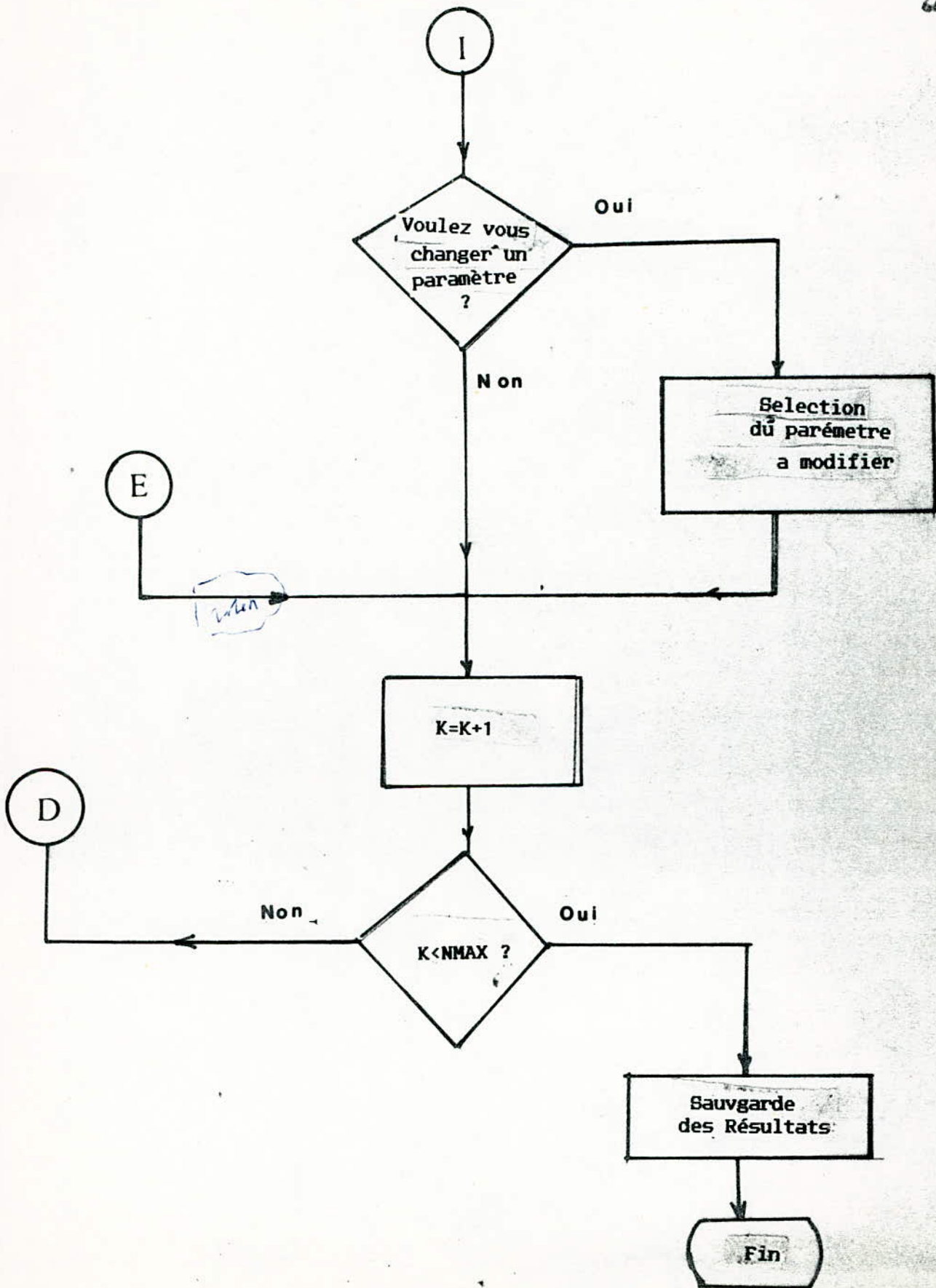
Calcul des C_k
L=1

F

H







BIBLIOGRAPHIE

- [1]_C.MACCHI, J-F.GUILBERT;"Téléinformatique:transport et traitement de l'information dans les réseaux et systèmes téléinformatiques";Dunod 1987
- [2]_M.BELLANGER;"Traitement numérique du signal";
Masson 1987
- [3]_Dr.J.GORALSKI;"Pomoce dynaktyczne zeszyt 72";1986
- [4]_M.METIVIER,P.PRIOURET;"Analyse théorique des algorithmes adaptatifs avec quantification";
Annales des télécommunications,
CNET,Tome 41,n°5-6, 1986
- [5]_O.MACCHI,E.EWEDA;"Bases théoriques pour l'égalisation adaptative en mode autodidacte";
Annales des télécommunications,CNET,
Tome 41,n°5-6,1986
- [6]_N.LABARBERE,J-P.KRIFF,B.GIMONET;"Le filtrage et ses applications";Cepdues 19 83
- [7]_K.ARBENZ;"Transmission de l'information";Masson 1983
- [8]_J.CLAVIER,M.NIQUIL,G.COFFINET,F.BEHR;"Théorie et technique de la transmission des données", tome I,Masson 1977
- [9]_C.MACCHI,J-P.JOUANNAUD,O.MACCHI;"Récepteurs adaptatifs pour la transmission de données à grande vitesse";Annales de télécommunications,CNET,Tome 30,n°9-10,1975
- [10]_M.KUNT;"Traitement numérique de signaux";Dunod 1981
- [11]_A.SPATARU;"Théorie de la transmission de l'information";
Tome I,Masson 1970

[12]_P.FONDANECHÉ;"Filtres numériques",Masson 1981

[13]_Ch.V.FEUVRIER;"La simulation des systèmes";Dunod 1971

[14]_M.HASLER,J.NEIRYNCK;"Filtres électriques";Dunod 1985

[15]_AZZOUZ,LATARI;"Simulation d'une voie de transmission
numérique en bande de base";Projet de
fin d'études;Janvier 1988