

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

6/88

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE - المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

SIMULATION D'UNE VOIE DE
TRANSMISSION NUMERIQUE
EN BANDE DE BASE

Proposé par :

Mr J. GORALSKI

Etudié par :

N. AZZOUZ

H. LATTARI

Dirigé par :

Mr J. GORALSKI

PROMOTION : JANVIER 88

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

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

1
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

SIMULATION D'UNE VOIE DE
TRANSMISSION NUMERIQUE
EN BANDE DE BASE

Proposé par :
Mr J. GORALSKI

Etudié par :
N. AZZOUZ
H. LATTARI

Dirigé par :
Mr J. GORALSKI

PROMOTION : JANVIER 88

D E D I C A C E S

Je dédie ce travail

- A ma mère qui m'a soutenu durant toute ma carrière scolaire et universitaire .
- A mon cher père pour tout ce qu'il m'a donné .
- A mes frères et soeurs et à toute ma famille .
- A GHALIA et à son mari pour leur soutien moral .
- A tous ceux que j'estime .

N O U R E D I N E .

Je dédie ce modeste travail

- A mes chers parents pour tout ce qu'ils m'ont donné .
- A mes frères et soeurs .
- A toute ma famille et particulièrement à SYPHAX et MASSISSILIA .
- A tous mes amis (ies) .
- A tous ceux qui me sont chers .

H A S S E N .

S O M M A I R E



INTRODUCTION

PREMIERE PARTIE : GENERALITES

I - Contexte	I
II - Hypothèses	I
II . 1 - Le système de transmission	I
II . 2 - Les symboles d'information	I
II . 3 - Le canal	2
III - Position du problème	3

DEUXIEME PARTIE : MODELISATION

I - Modelisation d'une liaison de transmission de données . .	6
I . 1 - Présentation	6
I . 2 - Modèle équivalent en bande de base	8
II - Mise en oeuvre	II
II . 1 - Structure détaillé du modèle	II
II . 2 - Synthèse du filtre utilisé	13
II . 2 . 1 - Filtre idéal	13
II . 2 . 2 - Filtre avec distorsions en amplitude seule	17
II . 2 . 3 - Filtre avec distorsions de la phase seule	20

Sommaire (suite)

TROISIEME PARTIE : SIMULATION

INTERET ET BUT

I - Générateur de bruit blanc gaussien	26
II - Générateur de séquences binaires pseudo-aléatoires	27
III - Présentation et interprétation des résultats	29

<u>CONCLUSION</u>	48
-----------------------------	----

- ANNEXE :
- Organigrammes
 - Programme de simulation

REFERENCES

Liste des figures

<u>figures</u>	<u>page</u>
I - Impulsions polaires	2
2 - Liaison de transmission de données	2
3a - Canal dispersif	4
3b - Chevauchement des impulsions à la sortie d'un canal	4
4a - Système de transmission de données en bande de base	7
4b - Schéma équivalent en bande de base	10
5 - Schéma détaillé du modèle	12
6 - Réponse fréquentielle d'un filtre idéal	13
7 - Filtrage	16
8 - Distorsions d'amplitude en cosinus	18
9a - Réponse impulsionnelle du filtre idéal	19
9b - Réponse impulsionnelle du filtre avec distorsions d'amplitude	19
10 - Distorsions de phase en sinus	20
II - Réponse impulsionnelle du filtre avec distorsions de phase	22
S0 , S1 , S2 , , S1 - Résultats obtenus	30

INTRODUCTION

Dans un système de transmission de données , une suite d'impulsions ou de symboles , émise par une source discrète , est transmise au destinataire à travers un canal . Pour tirer le meilleur parti d'un canal donné , l'ingénieur cherche à transmettre une quantité d'information par unité de temps aussi grande que possible , tout en respectant un seuil de fiabilité. Celui-ci est défini par une borne supérieure limitant la probabilité d'erreur sur les symboles reçus .

L'augmentation du débit d'information sur un canal présente des difficultés qui préoccupent les chercheurs depuis Nyquist (1928) . La source de ces difficultés est le canal lui-même .

En effet , celui-ci en tant que système physique , est caractérisé par une réponse impulsionnelle qui n'est pas une distribution de Dirac . Ceci signifie qu'il modifie la forme de l'impulsion appliquée à son entrée, de sorte que l'énergie de cette impulsion qui était concentré à l'entrée sur un court intervalle de temps , se trouve répartie à la sortie sur un intervalle plus long .

Notre travail se divise en trois parties : la première traite des généralités sur la transmission numérique où on posera les problèmes rencontrés . La deuxième est consacrée à la modélisation du canal . Elle comprend deux chapitres : Le premier décrit le modèle de base , le second s'étale sur la mise en oeuvre du modèle , en détaillant la synthèse du filtre (canal) utilisé . La synthèse du générateur de nombres aléatoires , la génération de séquences binaires pseudo-aléatoire (SBPA) , la présentation et l'interprétation des résultats seront l'objet de la troisième partie : la simulation . Et enfin on termine notre travail par une conclusion .

GENERALITES

I . CONTEXTE

La croissance de la télé-informatique requiert l'établissement de 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 et 4800 bits/s sont apparues , tandis que ce sont développées les liaisons à 9600 bits/s sur lignes spécialisées .

L'accroissement des débits sur un même support de transmission n'a pu être réalisé qu'en élaborant des équipements d'extrémités (les modems) de plus en plus sophistiqués , susceptibles de corriger les imperfections des canaux de transmission utilisés .

II . HYPOTHESES

II - 1 . Le système de transmission

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

II - 2 . Les symboles d'information

La source d'information engendre une suite de symboles a_n séparés par des intervalles de temps égaux à T . Les a_n prennent des valeurs réelles entières $-I$ et $+I$ ($a_n \in \{-I, +I\}$) . Ces impulsions sont appelées impulsions polaires (fig. I .)

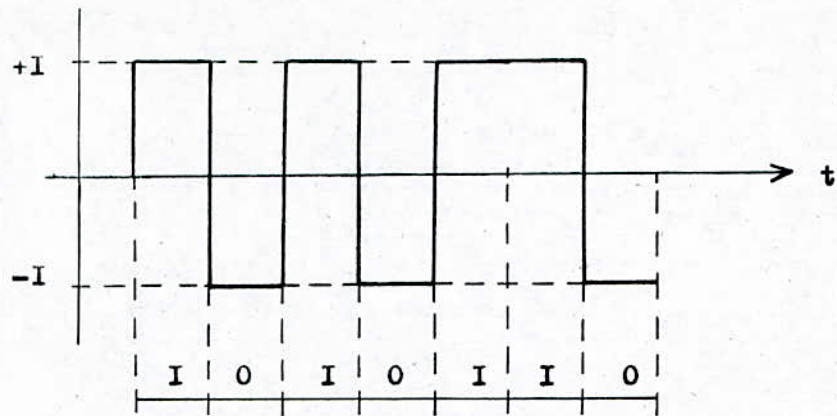


fig- I - Impulsions polaires

II - 3 . Le canal

Le terme " canal " désigne ici la partie de la chaîne de transmission qui contient l'émetteur , le milieu de transmission et le récepteur (fig.2.).

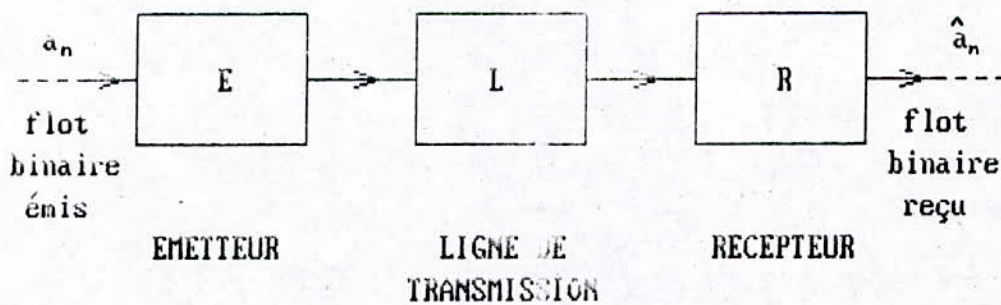


fig- 2 - liaison de transmission de données

III . POSITION DU PROBLEME

Une voie de transmission numérique peut être assimilée à un filtrage linéaire C , caractérisé par une réponse impulsionnelle c(t) . Elle fait passer d'un message en bande de base

$$x(t) = \sum_i a_i \delta(t - it) \quad (I)$$

qui existe implicitement au niveau de l'émetteur , au message présent à la sortie qui peut s'écrire par filtrage de (I) et addition du bruit :

$$s(t) = \sum_i a_i c(t - iT) + b(t) \quad (2)$$

L'expression (2) montre que le signal reçu s(t) est constitué d'une suite d'impulsions . Si la durée d'une impulsion n'excède pas l'intervalle de temps affecté à un symbole , la décision concernant le $i^{\text{ème}}$ symbole peut être prise en tenant compte uniquement de l'observation de s(t) sur un intervalle de durée T . En pratique , cette condition n'est jamais réalisée . En effet , la largeur de bande du filtre C équivalent au système de transmission est nécessairement limitée , ce qui a pour effet d'étaler dans le temps sa réponse impulsionnelle comme le montre la figure 3a.

Les impulsions successives se chevauchent alors , créant des interférences entre symboles . L'élimination de ces interférences constitue le problème essentiel de la transmission numérique (fig. 3b .) .

Dans le signal reçu (2) apparaissent trois termes :

$$s(t) = a_i c(t - iT) + b(t) + \sum_{j \neq i} a_j c(t - jT)$$

Le premier terme porte l'information concernant le symbole a_i . Le dernier terme représente le bruit d'interférences apporté par les symboles voisins. [5]

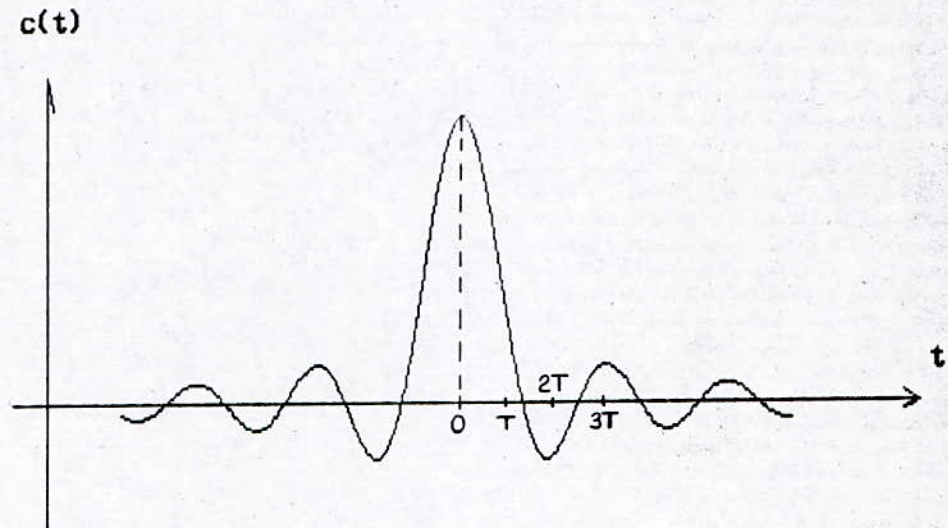


fig- 3a - Canal dispersif

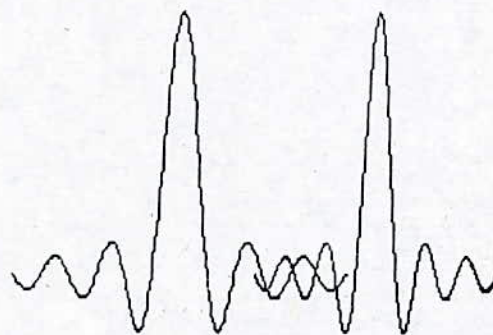


fig- 3b - Chevauchement des impulsions à la sortie d'un canal

MODELISATION

I . MODELISATION D'UNE LIAISON DE TRANSMISSION DE DONNEES

I - . Présentation

La structure globale d'une liaison de transmission de données a été présentée sur la figure 2 .

On montre que chaque système à modulation linéaire peut être représenté par un modèle approprié en bande de base (fig .4a.) .

Nous allons décrire ci-dessous les différentes parties constituant le système de transmission numérique : [5]

a) Emetteur

Le filtre d'émission est un filtre passe-bas , de réponse impulsionnelle $e(t)$, utilisé pour limiter la largeur de bande du système , il élimine les composantes hautes fréquences du spectre des impulsions d'entrée. Il peut également permettre d'utiliser la voie pour d'autres transmissions situées dans des bandes de fréquences plus élevées sans entraîner de diaphonie avec le système .

b) La ligne

En première approximation , la ligne de transmission se comporte comme un filtre linéaire réel (L) , de réponse impulsionnelle $L(t)$ et de gain en fréquence $L(w)$. Un bruit additif $b(t)$ que l'on suppose gaussien centré et stationnaire est ajouté au signal filtré par (L) .

c) Le récepteur

Le filtre de réception a une largeur de bande juste suffisante pour capter les signaux utiles afin de diminuer le plus possible à la réception les bruits apportés par la ligne de transmission .

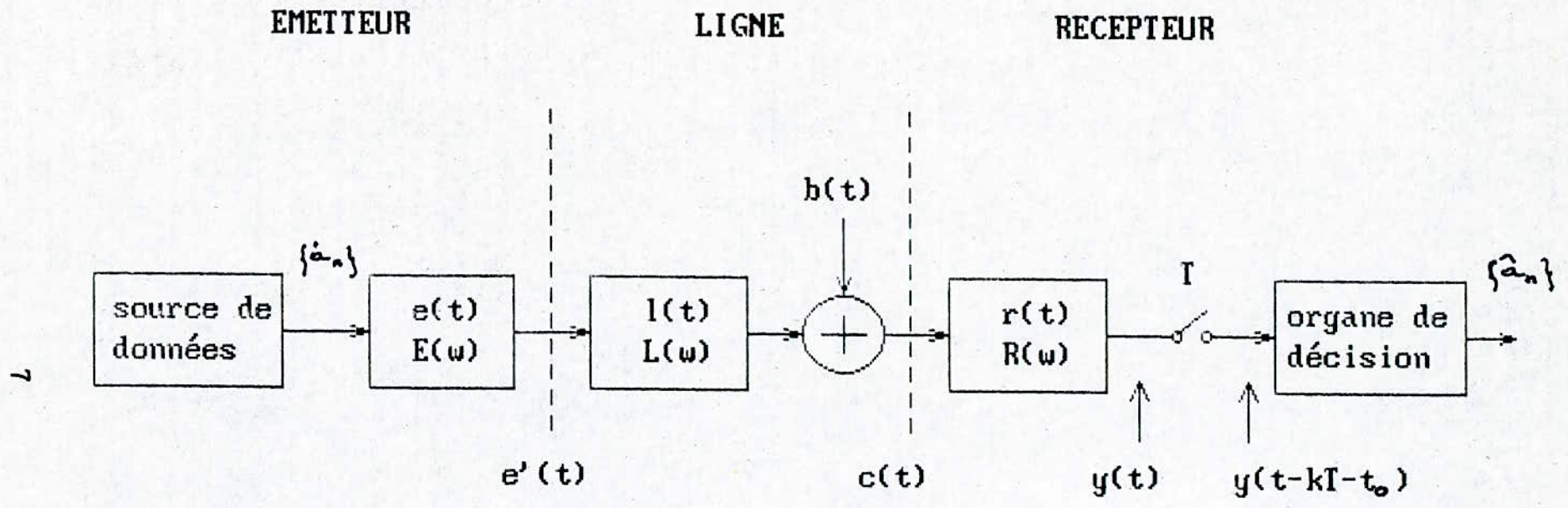


fig- 4a - système de transmission de données en bande de base

d) Organe de décision

Cet organe effectue la décision binaire , en échantillonnant l'impulsion au milieu de sa durée et en comparant sa valeur à un seuil convenable . Si cette valeur est supérieure au seuil , un " 1 " a été émis , sinon un " 0 " . L'organe régénère donc des impulsions identiques à la source de données (aux erreurs près) .

I - 2 . Modèle équivalent en bande de base

Nous allons montrer que la suite des opérations qui fait passer du signal $x(t) = \sum_n a_n \delta(t - nT)$, suite de symboles complexes , au signal complexe $y(t)$ est équivalent à un filtrage linéaire complexe .

Revenons à la figure 4a :

La suite des symboles complexes a_n est filtrée par le filtre d'émission , de réponse impulsionnelle $e(t)$ et de gain en fréquence $E(\omega)$ transformée de fourier de $e(t)$, ce qui fournit le signal complexe $e'(t)$

$$e'(t) = \sum_n a_n e(t - nT) \quad I/T \text{ étant la fréquence du rythme}$$

à la sortie de la ligne , le signal devient :

$$\begin{aligned} c(t) &= e'(t) * L(t) + b(t) \\ &= \sum_n a_n [e(t - nT) * L(t)] + b(t) \\ &= \sum_n a_n h'(t - nT) + b(t) \end{aligned}$$

avec : $h'(t) = e(t) * L(t)$

Après passage à travers le filtre de réception de réponse impulsionnelle $r(t)$, le signal redevient :

$$\begin{aligned}
 y(t) &= c(t) * r(t) \\
 &= [e'(t) * L(t) + b(t)] * r(t) \\
 &= e'(t) * L(t) * r(t) + b(t) * r(t) \\
 &= \sum_n a_n [r(t) * h'(t - nT)] + b(t) * r(t)
 \end{aligned}$$

finalement :

$$y(t) = \sum_n a_n h(t - nT) + b'(t)$$

avec :

$$\begin{aligned}
 h(t) &= r(t) * h'(t) \\
 &= e(t) * L(t) * r(t)
 \end{aligned}$$

et

$$b'(t) = b(t) * r(t)$$

$h(t)$ dont la transformée de fourier est $H(w)$ est la réponse impulsionnelle complexe en bande de base du système de transmission modélisé . Le schéma équivalent est représenté sur la figure 4b.

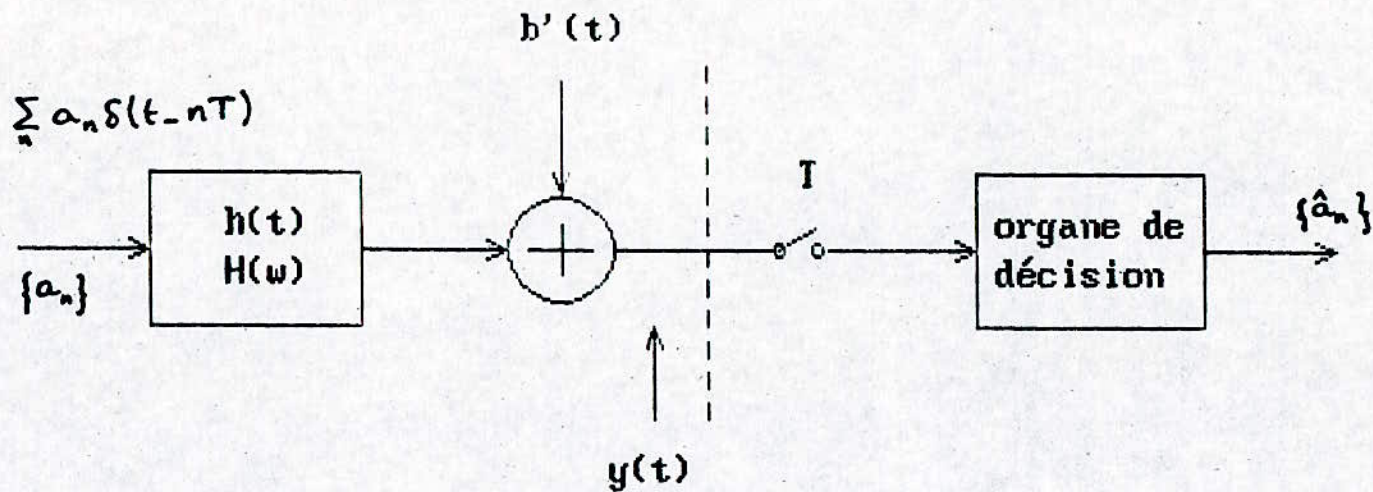


fig- 4b- Schéma équivalent en bande de base

II . MISE EN OEUVRE

II - 1 . Structure détaillé du modèle

Dans une chaîne de transmission réelle , la fonction de transfert du filtre est perturbée par certaines distorsions , si bien que , au lieu de $H(w)$, on obtient une fonction de transfert perturbée :

$$H'(w) = H(w) . \Delta H(w)$$

$\Delta H(w)$ est complexe , ce qui traduit que l'affaiblissement et la phase sont tous les deux perturbés . [10]

Le modèle décrit précédemment est très simplifié . Cependant, l'objet de cette simulation n'était pas de donner des résultats quantitatifs sur la capacité d'écoulement du trafic de la chaîne de transmission , mais de mettre en évidence les tendances de réaction de celle-ci face à la surcharge (grand débit) . Nous avons préféré adopter alors une nouvelle structure pour le modèle de simulation (fig. 5 .) de telle manière à rendre la manipulation des distorsions plus aisée sur ordinateur .

Cette structure nous offre plusieurs possibilités pour le choix du filtre modèle . On peut soit considérer le filtre de simulation comme étant idéal en supprimant les perturbations , soit introduire les distorsions d'affaiblissement ou de phase seul ou à la fois selon le désir .

Le filtre que nous allons élaborer est un filtre numérique passe-bas non récursif . Il est d'ordre N ayant pour fréquence d'échantillonnage F_e et pour fréquence de coupure F_c .

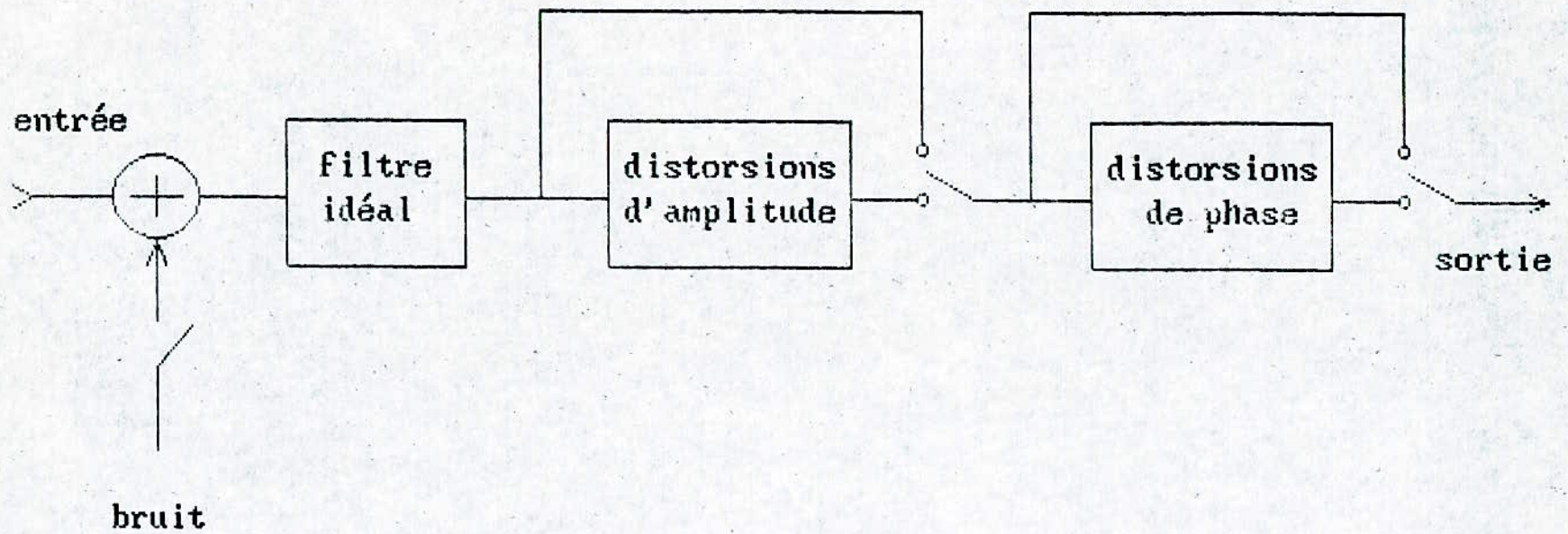


fig- 5 - SCHEMA DETAILLE DU MODELE

II - 2 . Synthèse du filtre utilisé

II - 2 - 1 . Filtre idéal

Nous entendons par filtre idéal , un filtre qui n'introduit pas d'interférences entre symboles . L'exemple de filtre choisi est représenté par sa réponse fréquentielle sur la figure 6 , où la zone de transition est du type cosinus surélevé . [3]

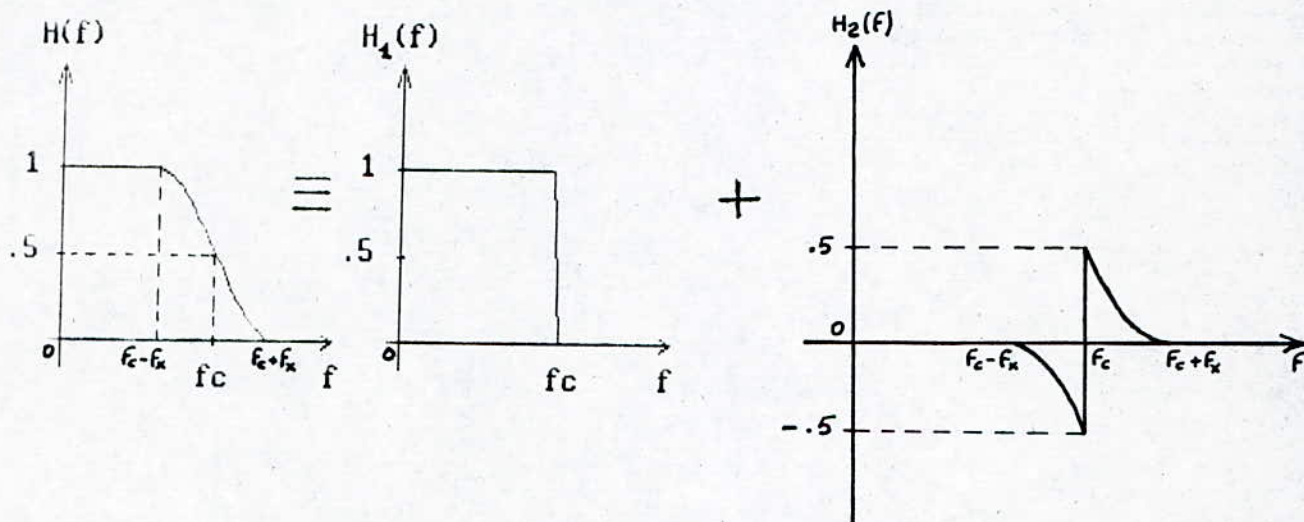


Fig- 6 - Réponse fréquentielle d'un filtre idéal

Sa fonction de transfert est définie entre $-f_c/2$ et $+f_c/2$. Elle est périodique, de période f_c .

$$H(f) = \begin{cases} I & |f| < f_c - f_x \\ I/2 \left[I + \cos \pi/2 f_x (f - f_c + f_x) \right] & f_c - f_x \leq |f| \leq f_c + f_x \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

où $2f_x$ est l'écart fréquentiel de la zone de transition

Calcul de la réponse impulsionnelle $h(t)$

La transformée de fourier de $H(f)$ s'écrit :

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) \exp(j2\pi ft) df$$

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) [\cos 2\pi ft + j \sin 2\pi ft] df$$

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) \cos 2\pi ft df + j \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) \sin 2\pi ft df$$

$H(f)$ étant une fonction paire
 et
 la fonction sinus, une fonction impaire

} $\Rightarrow H(f) \sin 2\pi ft = 0$

On peut écrire alors :

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) \cos 2\pi ft \, df$$

$$h(t) = 2 \int_0^{(f_c + f_x)} H(f) \cos 2\pi ft \, df$$

$$h(t) = 2 \int_0^{(f_c - f_x)} \cos 2\pi ft \, df + \int_{(f_c - f_x)}^{(f_c + f_x)} \left[I + \cos \pi/2 f_x (f - f_c + f_x) \right] df$$

après développement du calcul on trouve :

$$h(t) = \frac{I}{\pi t - I6\pi\alpha^2 f_c^2 t^3} \cos 2\pi\alpha f_c t \sin 2\pi f_c t$$

où $\alpha = f_x/f_c$ est appelé coefficient d'arrondi (roll-off) .

Avant d'entamer une étude détaillée de l'effet des distorsions $\{\Delta H(w)\}$ sur le filtre , nous allons tout d'abord mentionner l'effet d'un filtre idéal sur un signal d'entrée quelconque .

Pour cela , considérons le système suivant représenté par la figure 7 , où $H(w)$ représente la réponse fréquentielle du filtre idéal .

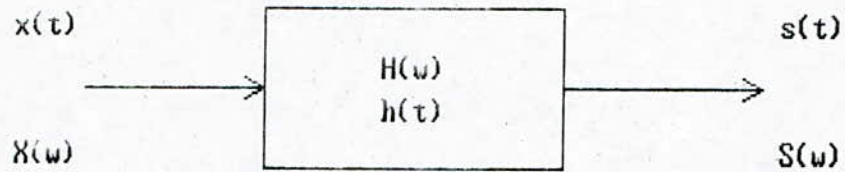


fig- 7 - Filtrage

On remarque tout de suite que ce filtre ne laisse passer que les composantes du signal ayant une fréquence angulaire ω inférieure à la fréquence de coupure $\omega_c = 2\pi f_c$ et nous allons montrer que si on applique à l'entrée du filtre un signal de largeur de bande inférieure à ω_c , le signal de sortie est égal au signal d'entrée mais retardé d'un temps τ . Pour cela, on remarque que le signal d'entrée $x(t)$ a pour transformée de fourier ou pour spectre $X(\omega)$. Alors on peut à l'aide de la transformée de fourier inverse écrire le signal sous la forme :

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{+\omega_c} X(\omega) \exp(j\omega t) d\omega$$

Cette égalité montre que le signal n'est en fait que la juxtaposition de signaux sinusoïdaux dont la fréquence angulaire varie entre $-\omega_c$ et ω_c . En faisant passer chaque composante sinusoïdale $X(\omega) \exp(j\omega t)$ dans le filtre dont la réponse en fréquence est $H(j\omega) = \exp(-j\omega\tau)$ et comme le filtre est linéaire, on a, d'après le principe de superposition, la sortie définie par :

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{+\omega_c} X(\omega) \exp(j\omega t) \cdot \exp(-j\omega\tau) d\omega$$

$$s(t) = \frac{I}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{+\omega_c} X(\omega) \exp(j\omega(t-\tau)) d\omega ,$$

ou bien :

$$s(t) = x(t - \tau)$$

Ce qui montre que le signal de sortie correspond au signal d'entrée retardé du temps τ .

Nous allons examiner maintenant le cas où le filtre présente des distorsions oscillatoires en amplitude ou en phase (théorie de "double échos"), bien qu'ils ne se rencontrent jamais seuls dans la réalité .

Nous avons opté pour ce type de distorsions afin de faciliter l'analyse de leur influence sur la réponse impulsionnelle du filtre (canal) .

II - 2 - 2 . Distorsions en amplitude seule

La perturbation se traduit par un terme additionnel , de telle façon que la fonction de transfert du filtre devient :

$$H(f) = H_I(f) [I + a(f)]$$

où :

$H(f)$ est la fonction de transfert du filtre idéal .

Avec :

$$a(f) = A \cos 2\pi T_a f$$

$$T_a = I/fa$$

où A et T_a sont respectivement l'amplitude et la période des distorsions.

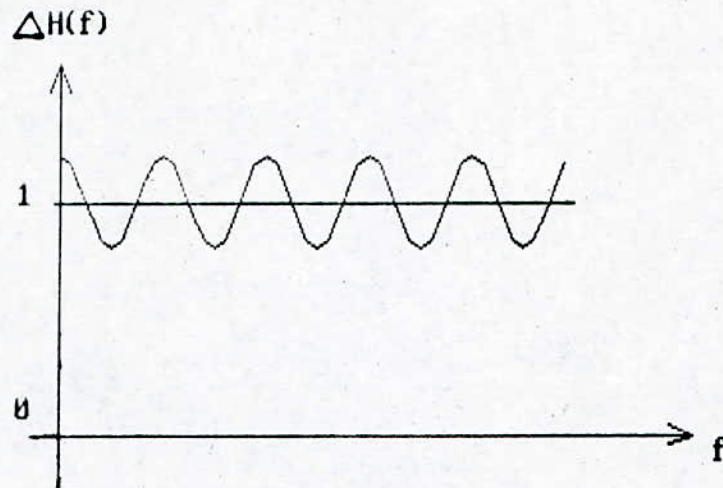


fig- 8 - Distorsions d'amplitude en cosinus

Calcul de la réponse impulsionnelle

$$\begin{aligned}
 h(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) \exp(j2\pi ft) \, df \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} H_I(f) [1 + a(f)] \exp(j2\pi ft) \, df \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} H_I(f) \exp(j2\pi ft) \, df + \int_{-\infty}^{+\infty} H_I(f) \cdot a(f) \exp(j2\pi ft) \, df \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} H_I(f) \exp(j2\pi ft) \, df + \int_{-\infty}^{+\infty} H_I(f) \cdot A \cos 2\pi Taf \exp(j2\pi ft) \, df
 \end{aligned}$$

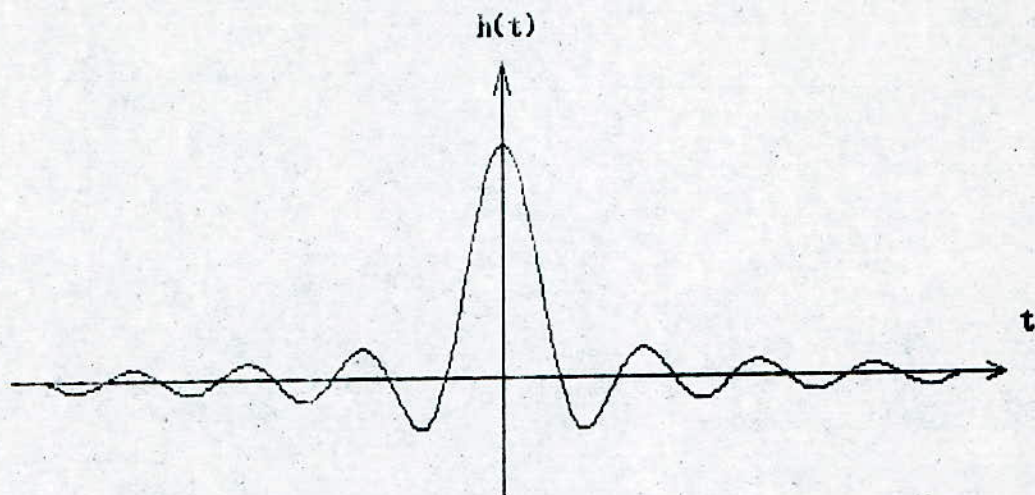


fig- 9a - Réponse impulsionnelle du filtre idéal

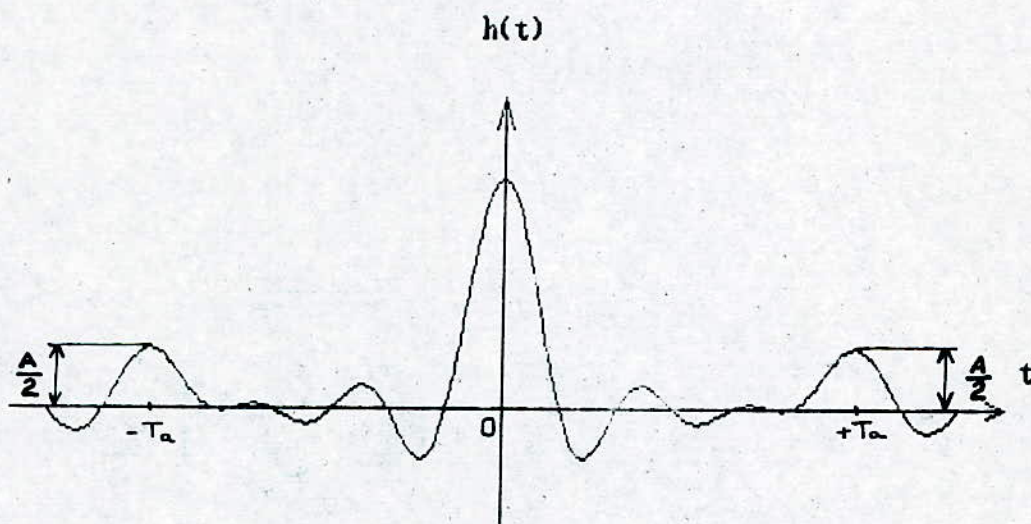


fig- 9b - Réponse impulsionnelle du filtre avec distorsions d'amplitude

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H_I(f) \exp(j2\pi ft) df + \\ + \frac{A}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} H_I(f) \cdot [\exp(j2\pi Taf) + \exp(-j2\pi Taf)] \exp(j2\pi ft) df$$

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H_I(f) \cdot \exp(j2\pi ft) df + \frac{A}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} H_I(f) \cdot \exp [j2\pi f(t + Ta)] df + \\ + \frac{A}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} H_I(f) \cdot \exp [j2\pi f(t - Ta)] df$$

$$h(t) = h_I(t) + \frac{A}{2} h_I(t + Ta) + \frac{A}{2} h_I(t - Ta)$$

où $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre idéal (fig. 9a .) .

La réponse impulsionnelle $h(t)$ se traduit alors par une paire d'échos symétriques d'amplitude $A/2$; l'un en retard , l'autre en avance de Ta (s) sur le pic principal (fig. 9b .) .

II - 2 - 3 . Distorsions de la phase seule

Elle se traduit par un terme de perturbation $b(f)$ défini par :

$$\phi(f) = \phi_1(f) + b(f)$$

Avec :

$$b(f) = B \sin 2\pi T_p f$$

$$T_p = 1/f_p$$

où B et T_p sont respectivement l'amplitude et la période des distorsions.

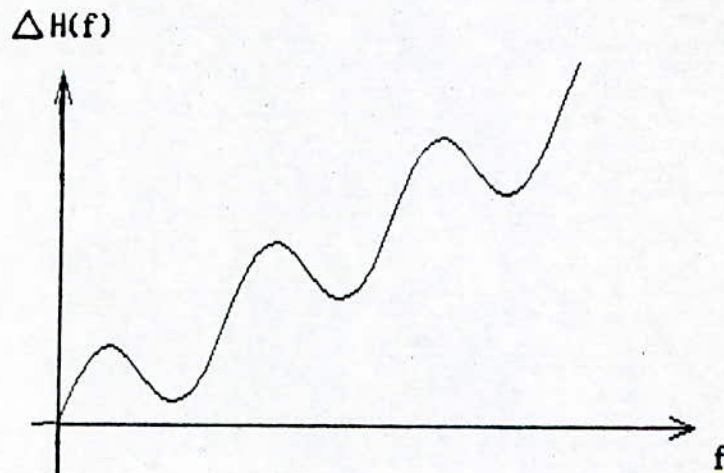


fig- 10 - Distorsions de phase en sinus

L'affaiblissement reste inchangé ;

$$|H(f)| = A_1(f)$$

Calcul de la réponse impulsionnelle

$$\begin{aligned}
 h(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} A_I(f) \exp j \left[\phi_I(f) + B \sin 2\pi T_p f \right] \cdot \exp (j2\pi ft) \, df \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} A_I(f) \exp j\phi_I(f) \cdot \exp(jB \sin 2\pi T_p f) \cdot \exp(j2\pi ft) \, df \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} A_I(f) \exp j\phi_I(f) \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \exp(j2\pi T_p f k) \cdot J_k(B) \cdot \exp(j2\pi ft) df
 \end{aligned}$$

où J_k est la fonction de Bessel d'ordre k .

En première approximation ($B < 0,5$), on peut écrire :

$$h(t) \approx \int_{-\infty}^{+\infty} A_I(f) \exp j\phi_I(f) \cdot \left[1 - \frac{B}{2} \exp(j2\pi T_p f) + \frac{B}{2} \exp(-j2\pi f T_p) \right] \cdot \exp(j2\pi ft) \, df$$

$$\begin{aligned}
 h(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} A_I(f) \exp j\phi_I(f) \cdot \exp(j2\pi ft) \, df + \\
 &+ \frac{B}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} A_I(f) \exp j\phi_I(f) \cdot \exp \left[j2\pi f(t - T_p) \right] \, df - \\
 &- \frac{B}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} A_I(f) \exp j\phi_I(f) \cdot \exp \left[j2\pi f(t + T_p) \right] \, df
 \end{aligned}$$

$$h(t) = h_I(t) + \frac{B}{2} h_I(t - T_p) - \frac{B}{2} h_I(t + T_p)$$

La réponse impulsionnelle d'un tel filtre s'est traduit par une paire d'échos non symétriques d'amplitude $B/2$; l'un en retard , l'autre en avance de T_p (s) sur le pic principal (fig. II .) .

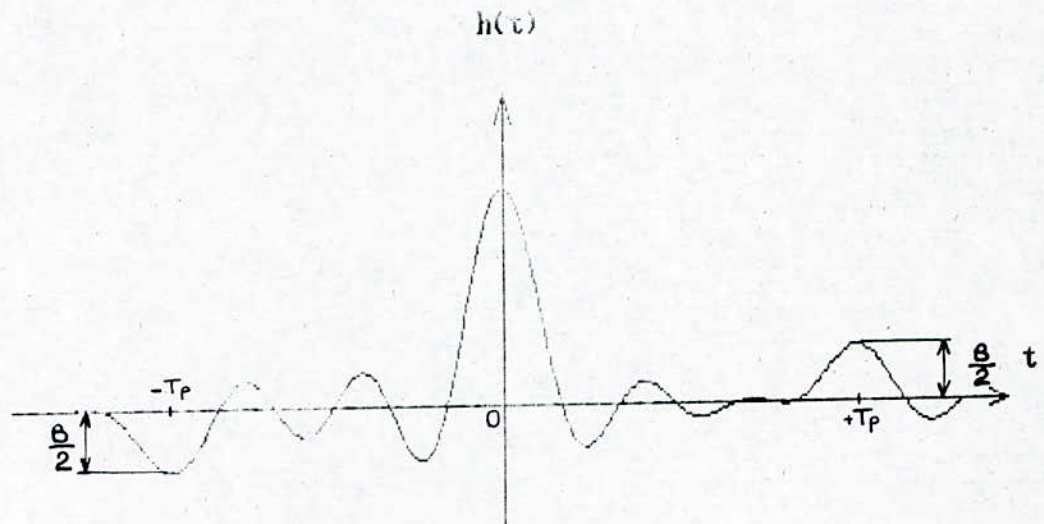


Fig- 11 - Réponse impulsionnelle du filtre avec distorsions de phase

N.B : On définit aussi le temps de propagation du groupe τ qui est une quantité accessible à la mesure .

$$\tau = \frac{d\phi}{d\omega} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{df}$$

Remarque

Pour chacun de ces deux cas , les distorsions introduites sont du types cosinusoidales ou sinusoidales :

$$a(f) = A \cos 2\pi T_a f \quad (\text{ amplitude })$$

$$b(f) = B \sin 2\pi T_p f \quad (\text{ phase })$$

D'autres formes de distorsions auraient pu être envisagées , mais nous avons pensé qu'il ne serait pas d'une grande utilité d'étudier une foule de situations et avons préféré nous limiter à ce type de distorsions. Le tableau I résume quelques formes possibles de distorsions . [10]

types de dist	Distorsions d'amplitude		Distorsions de temps de prop	
	expression	paramètres	expression	paramètres
Linéaire	$a_m (2f/B)$	a_m (db)	$\tau_m (2f/B)$	τ_m (u.t.r)
Quadratique	$a_m (2f/B)^2$	a_m (db)	$\tau_m (2f/B)^2$	τ_m (u.t.r)
En cosinus	$a_m \cos 2\pi f T_a$	a_m (db) T_a (u.t.r)	$\tau_m^{\cos 2\pi f T_p}$	τ_m (u.t.r) T_p (u.t.r)
En sinus	$a_m \sin 2\pi f T_a$	a_m (db) T_a (u.t.r)	$\tau_m^{\sin 2\pi f T_p}$	τ_m (u.t.r) T_p (u.t.r)

u.t.r : unité de temps réduit ; B : bande passante du filtre à 3db .

Tableau I . Quelques types de distorsions

SIMULATION

INTERET ET BUT

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 un 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 .

I . GENERATEUR DE BRUIT BLANC GAUSSIEN

Il est possible de générer à partir d'un signal pseudo-aléatoire $y(k)$ possédant une distribution de Rayleigh et d'un signal $x(k)$ à distribution uniforme , un signal pseudo-aléatoire ayant une densité de probabilité gaussienne en utilisant la relation suivante : [1 2]

$$z(k) = y(k) \cos (2\pi x(k + 1)) + \text{moy}$$

où

$x(k)$ est définie par la relation de récurrence ,

$$x(k + 1) = [A x(k)] \text{ mod } P$$

avec

$$y(k) = \sqrt{2 \sigma^2 \ln I/x(k)}$$

σ : écart-type

moy : moyenne

et où

$$P = b^k \quad (k \leq N)$$

N étant le nombre de bits du calculateur et b sa base .

Choix des paramètres du générateur

Notre calculateur travaille sur 16 bits et sa base est 2 :

$$N = 16 \quad ; \quad b = 2$$

Pour avoir une périodicité maximale de la période T de la suite aléatoire $z(k)$, on choisira le coefficient A de la manière suivante :

$$A = \pm 3 \pmod{8} \text{ et de même ordre que } \sqrt{P} .$$

$$P = b^k = 2^{45} \Rightarrow \sqrt{P} \approx 181$$

$$A = \pm 3 \pmod{8} = 181 = 23 \cdot 8 - 3$$

Le premier terme de la suite $x(k)$ doit être premier avec P . Soit $x(0)$ impair. [6]

La période T sera alors égale à $2^{k-2} = 8192$

En divisant chaque nombre de la suite $x(k)$ par 2^{N-1} on obtient une variable aléatoire uniformément répartie sur l'intervalle $[0, 1]$.

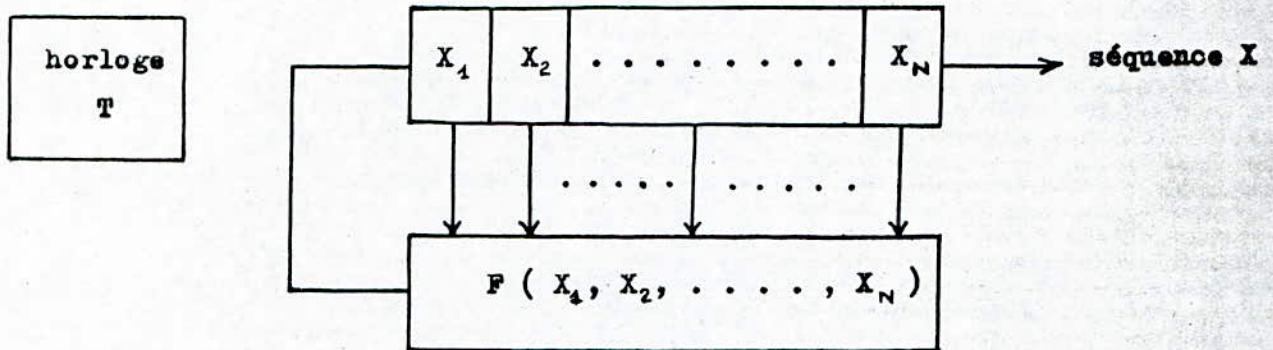
Les valeurs de référence du bruit généré sont prises aléatoirement (R.N.D) afin de garder son caractère pseudo-aléatoire.

II . GENERATEUR DE SEQUENCES BINAIRES PSEUDO-ALEATOIRES (SBPA)

De façon analogique, on peut facilement générer une SBPA de niveau 0 ou 1. Il suffit de rétroalimenter un registre à décalage de N digits à travers une fonction booléenne qu'on choisit très généralement comme la disjonction (addition modulo 2). La période de l'horloge qui commande le décalage est T . [9]

La séquence ainsi obtenue est périodique ; la longueur de la période est $L = 2^N - 1$ bits, soit LT secondes. Toutes les combinaisons existent sauf $X_i = 0 \quad \forall i$ qui impliquerait une sortie constamment nulle. Pour que la séquence soit de longueur maximale, la fonction $F(X_i)$ ne peut être

quelconque : L'addition modulo 2 doit porter sur certains bits particuliers.



N.B : Un organigramme pour la génération de SBPA $S(I)$ de niveau t est donné en annexe .

III . PRESENTATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

Le modèle sur lequel repose notre étude est un filtre numérique passe-bas non récursif d'ordre N , de fréquence d'échantillonnage $f_e = I$ normalisée , de fréquence de coupure f_c et de coefficient d'arrondi α .

La réponse impulsionnelle du filtre de base est calculée directement (transformée de fourier) par la donnée de la fonction de transfert $H(f)$ (fig. 6 .) . Elle a pour expression :

$$h(t) = \frac{I}{\pi t - 16\pi\alpha^2 f_c^2 t^3} \sin 2\pi f_c t \cos 2\pi\alpha f_c t$$

Cette fonction s'annule pour les valeurs de t suivantes :

$$t = kT \quad (k \text{ entier}) \quad ;$$

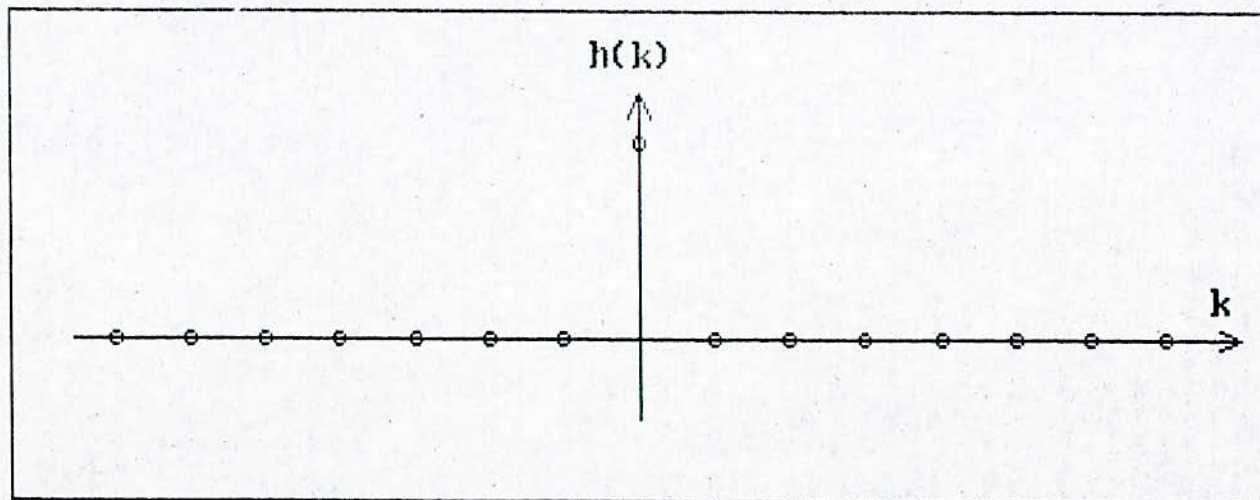
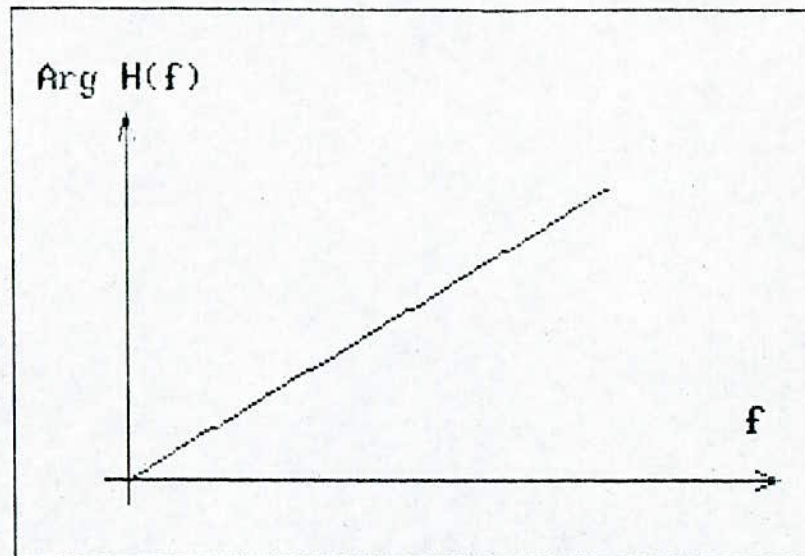
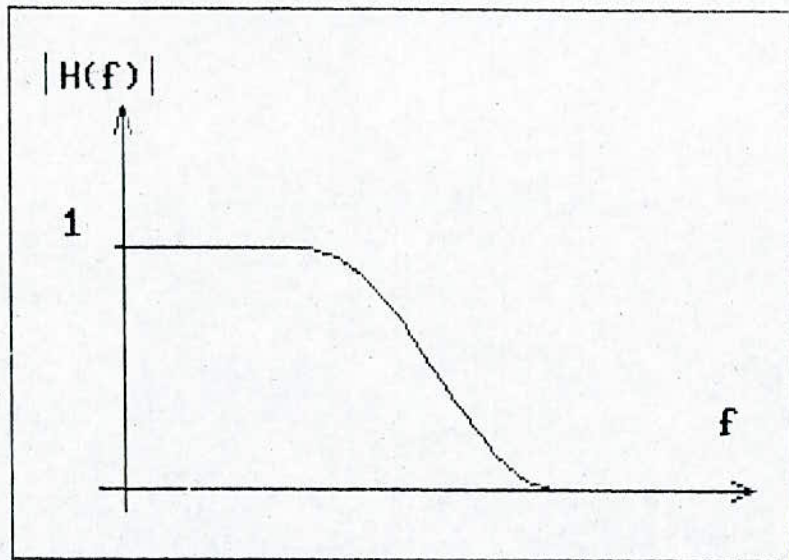
$$\text{et} \quad t = \frac{I}{2\alpha} (2k + I)T \quad (k \text{ entier}) \quad \text{avec :} \quad T = \frac{I}{2f_c}$$

III - 1. Filtre idéal

Pour s'affranchir des interférences , il suffit que la réponse impulsionnelle $h(t)$ soit justement nulle aux instants d'échantillonnage .

C'est dans ce sens que le choix de $H(w)$ a été entrepris .

Les zéros de $h(t)$ étant réparties uniformément dans le temps à des intervalles égaux à T , les coefficients $h(k)$ du filtre sont prélevés aux instants d'échantillonnage iT (fig. 50 .) .



$N = 7$
 $\text{ALPHA} = 0.4$
 $F_c = 0.3$

Fig- S0 -

III - 2 . Introduction des distorsions

III - 2 - 1 . Distorsions d'amplitude (en cosinus)

La réponse impulsionnelle dans ce cas s'écrit :

$$h_1(t) = h(t) + \frac{A}{2} h(t - T_a) + \frac{A}{2} h(t + T_a)$$

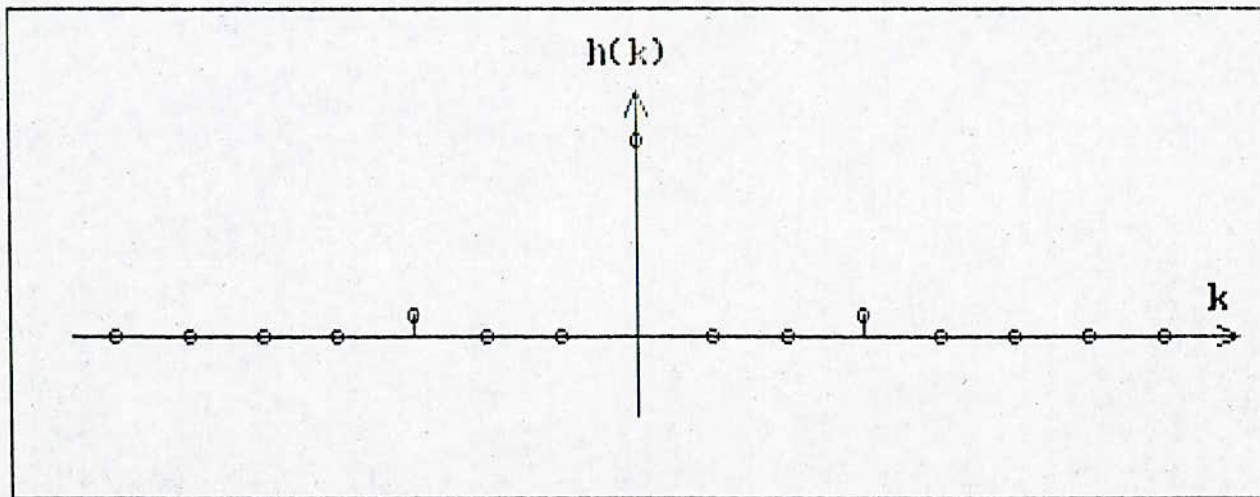
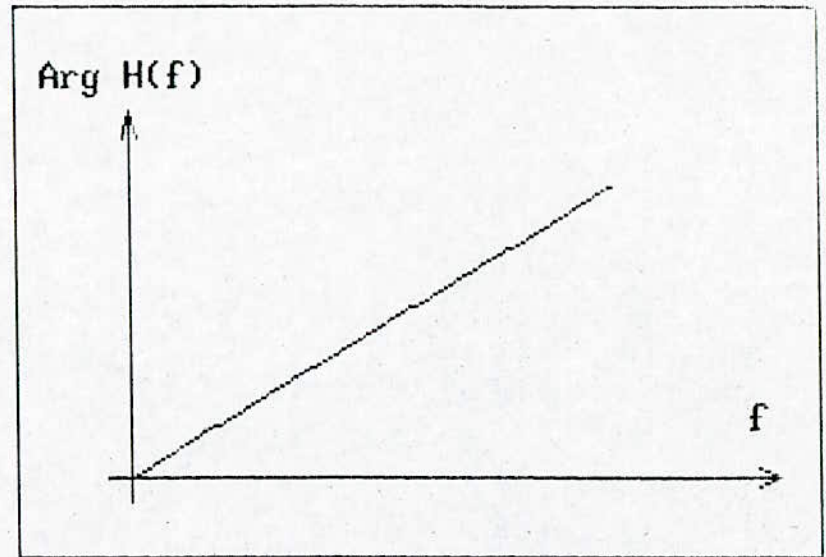
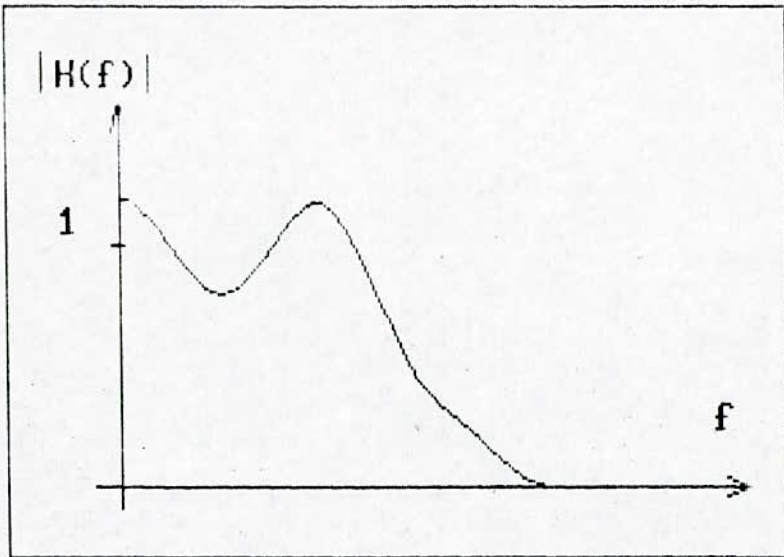
où A et T_a sont l'amplitude et la fréquence des distorsions .

Les coefficients $h(k)$ du filtre sont prélevés sur $h'(t)$ aux mêmes instants iT .

Nous présenterons sur les figures S1, S2, S3, S4, S5, S6 les caractéristiques d'amplitude et de phase de la fonction de transfert $H(f)$ ainsi que le tracé de la réponse impulsionnelle discrète $h(k)$ pour différentes valeurs de l'amplitude A et de la fréquence F_a .

L'examen des courbes fait ressortir plusieurs points intéressants :

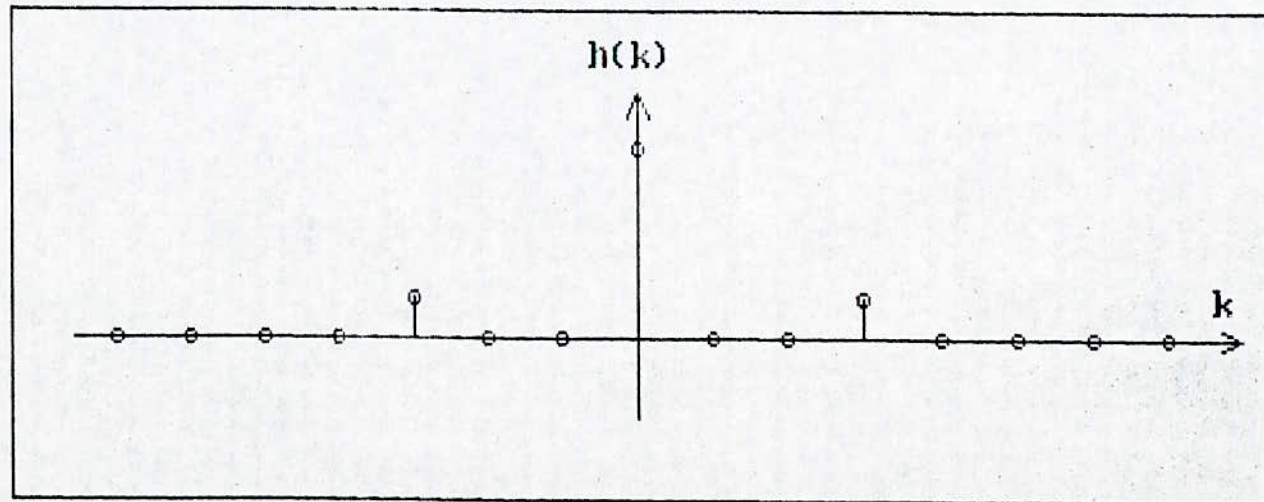
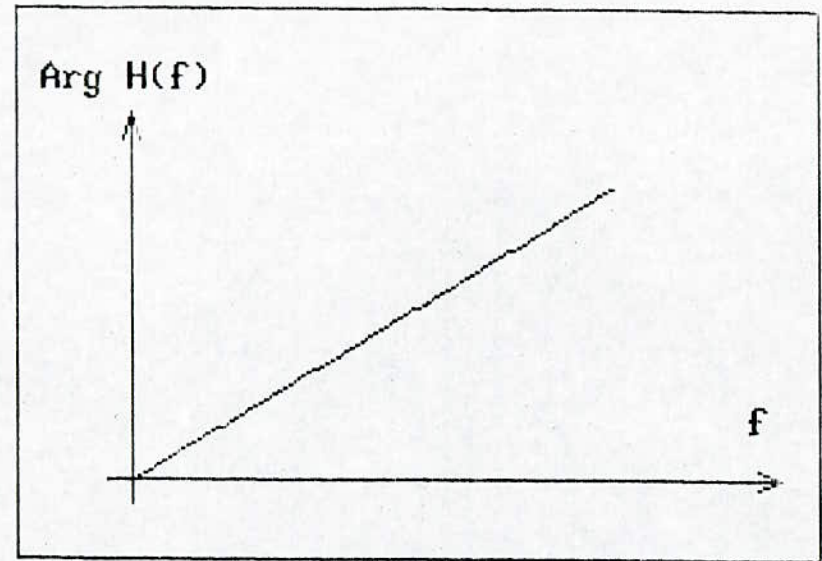
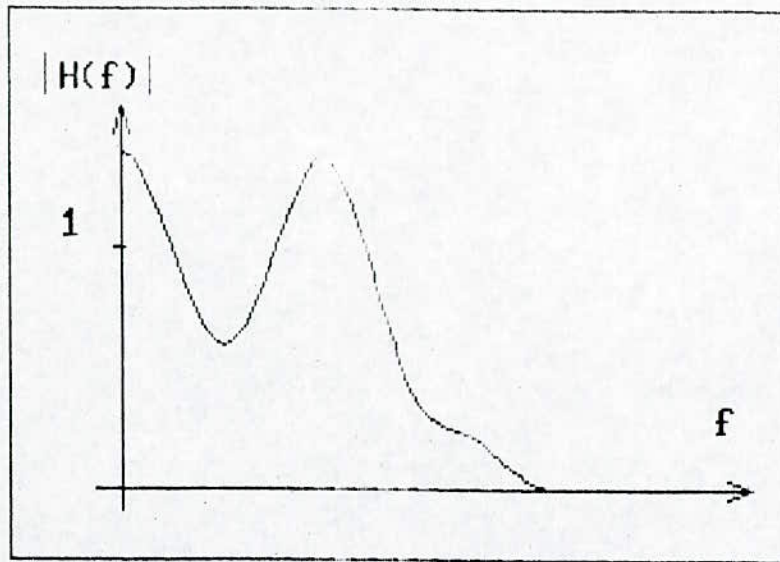
- L'apparition d'une paire d'échos symétriques .
- L'augmentation de l'amplitude A des distorsions se traduit par une augmentation de l'amplitude des échos .
- L'effet de la distorsion est moins sensible que sa période est faible .
- La diminution de la fréquence T_a des distorsions se traduit par un éloignement des échos du pic principal .



$N = 7$
 $\text{ALPHA} = 0.4$
 $F_c = 0.3$
 $A = 0.2$
 $F_a = 0.2$

Fig- S1 -

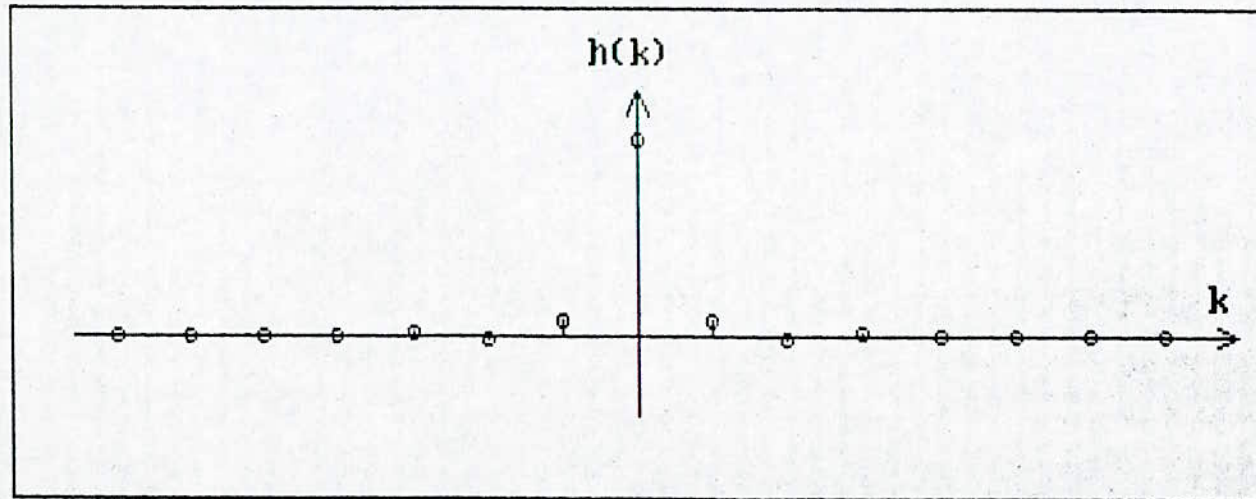
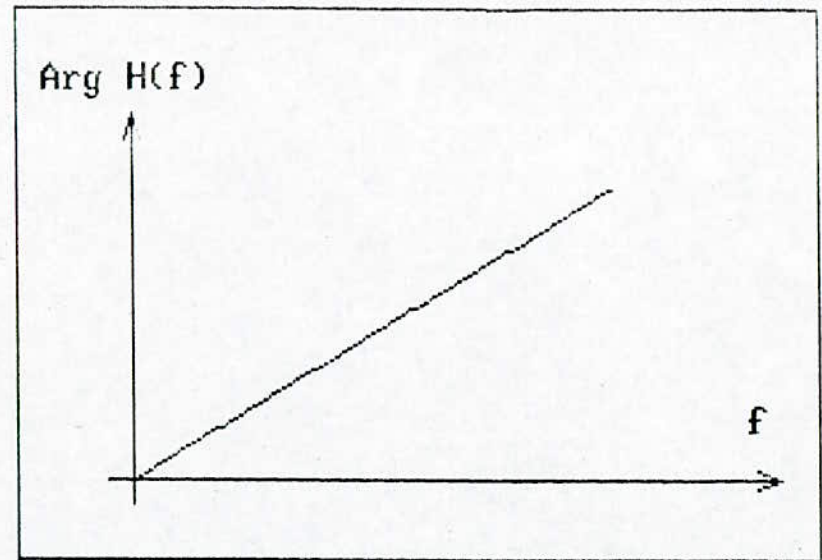
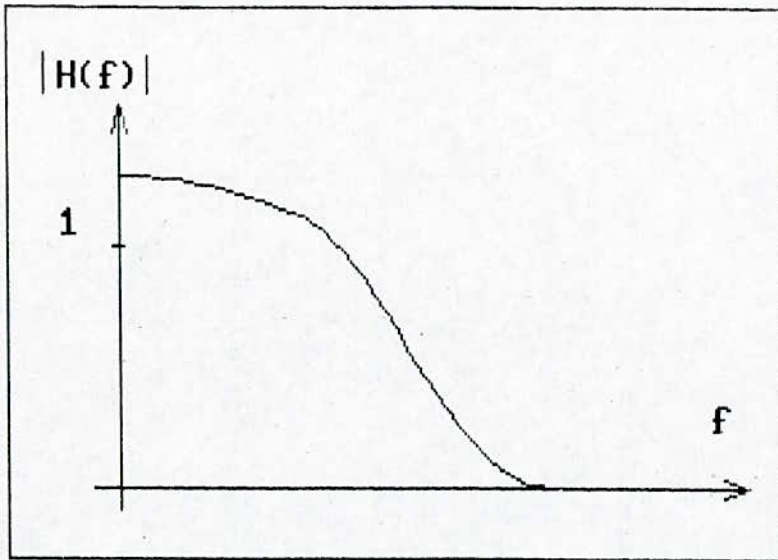
23



$$\begin{aligned}
 N &= 7 \\
 \text{ALPHA} &= 0.4 \\
 F_c &= 0.3 \\
 A &= 0.4 \\
 F_a &= 0.2
 \end{aligned}$$

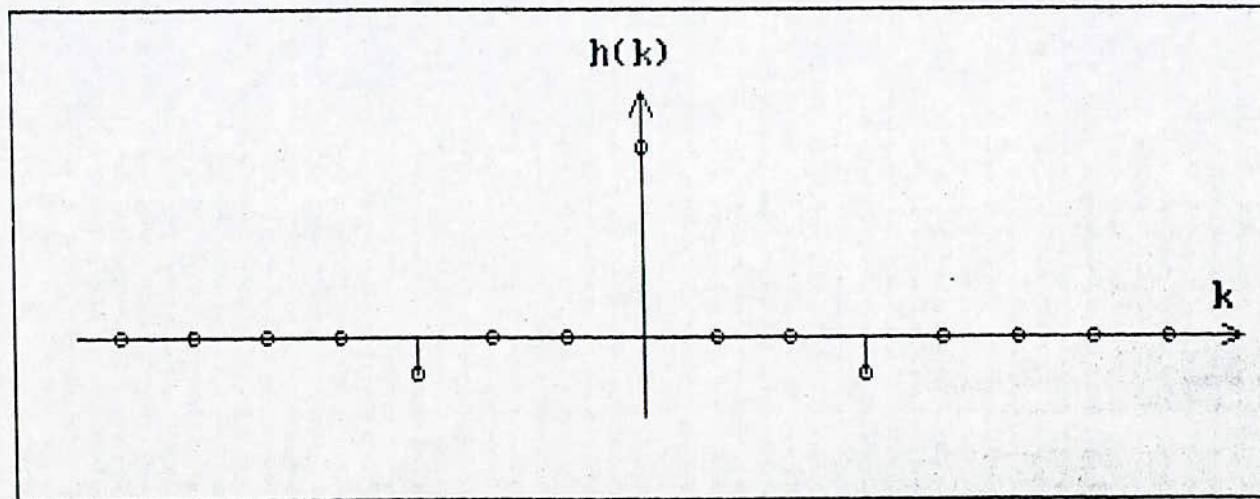
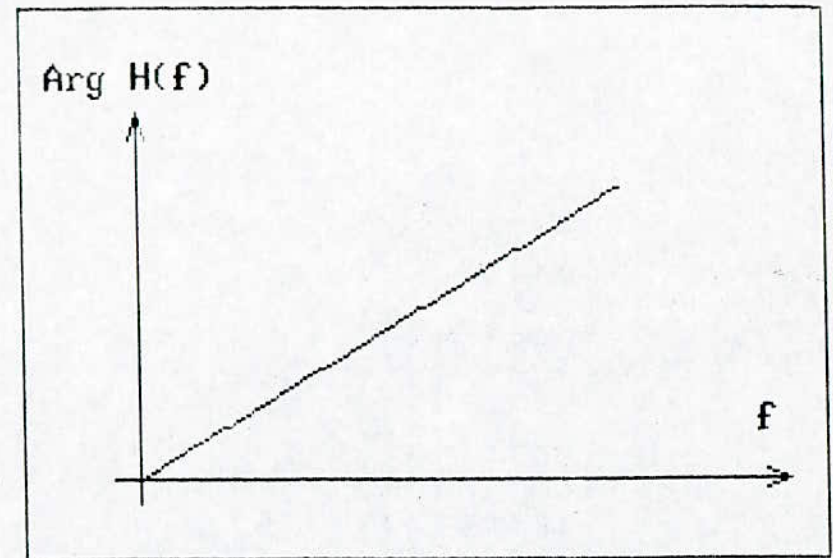
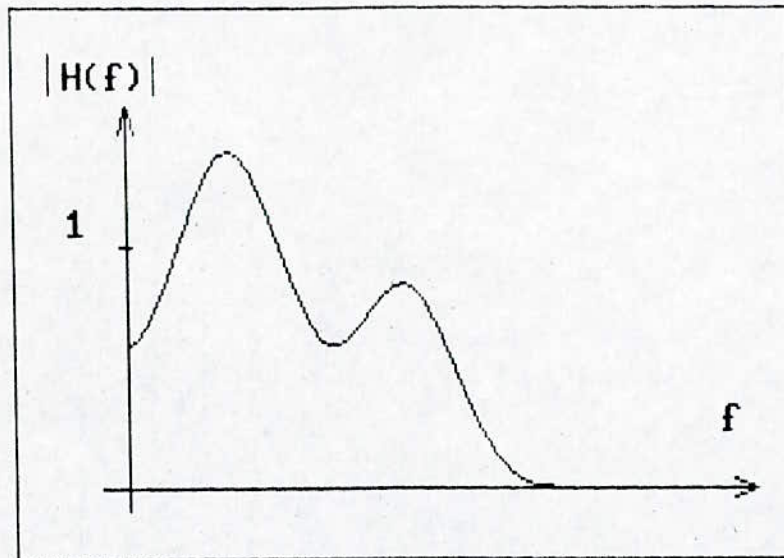
Fig- S2 -

34



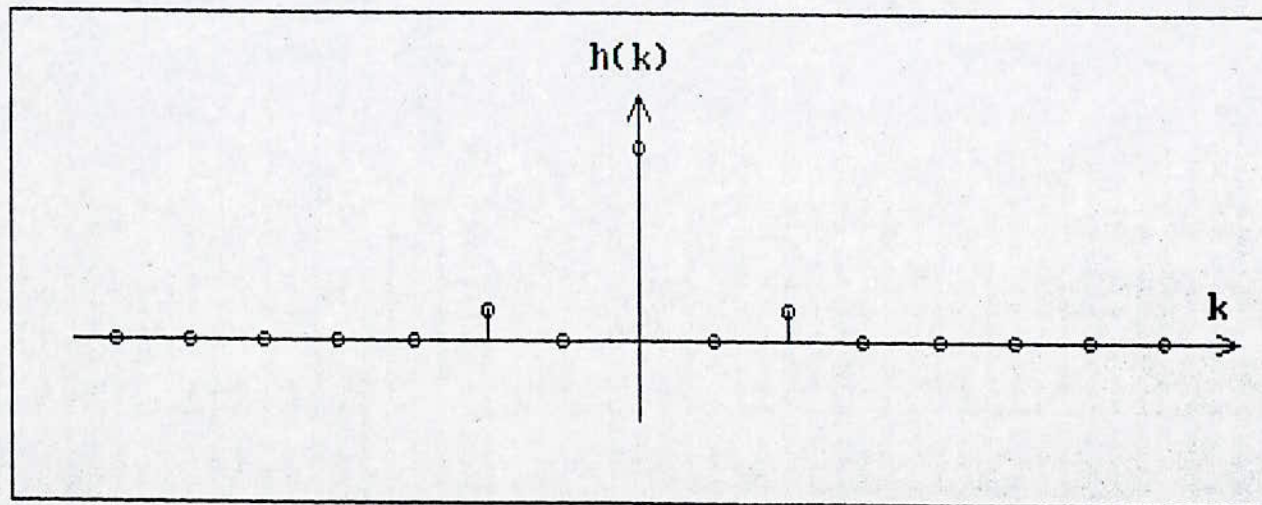
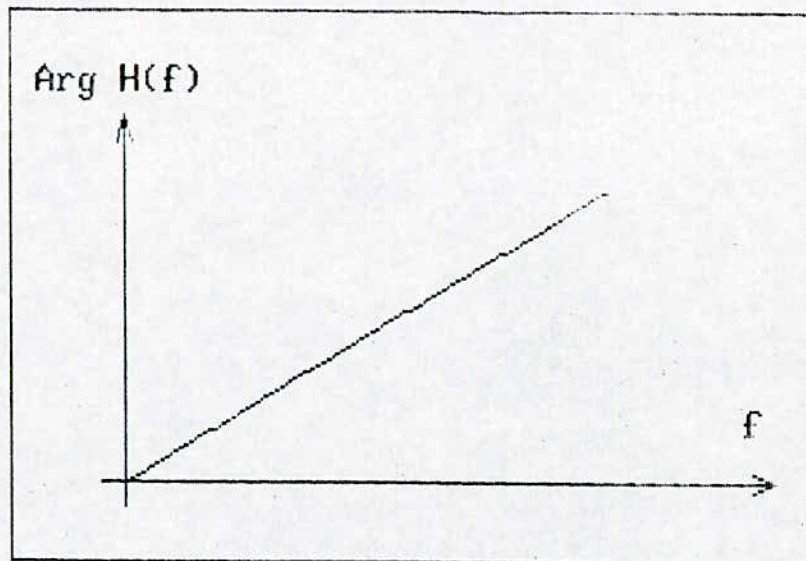
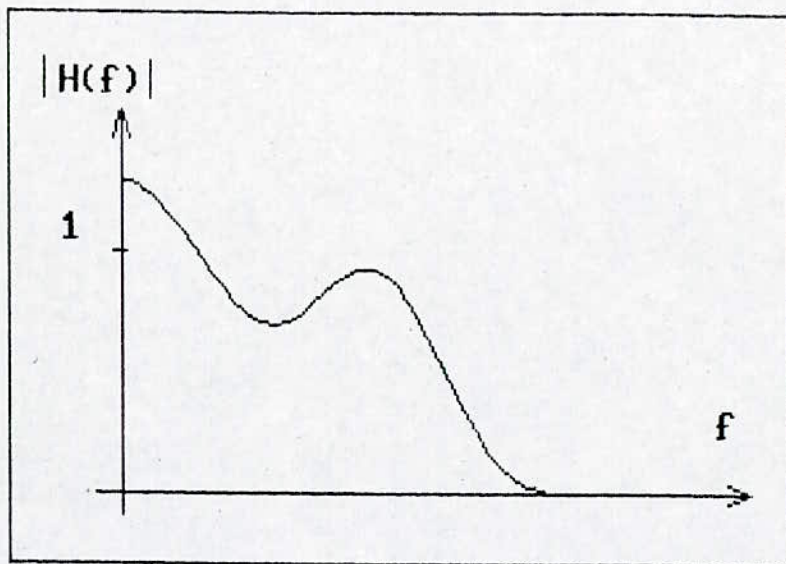
$N = 7$
 $\text{ALPHA} = 0.4$
 $F_c = 0.3$
 $A = 0.3$
 $F_a = 1$

Fig- S3 -



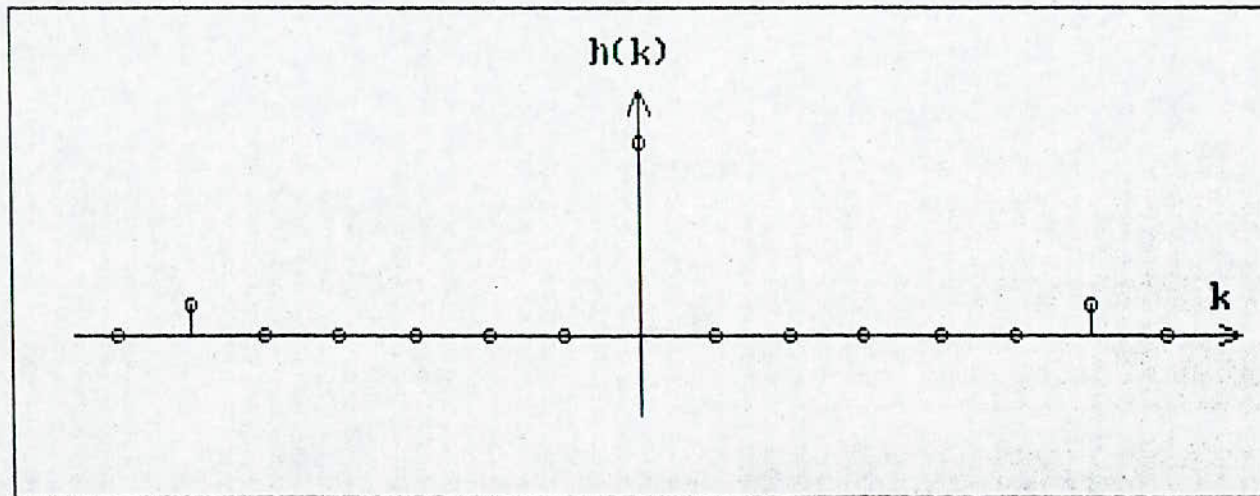
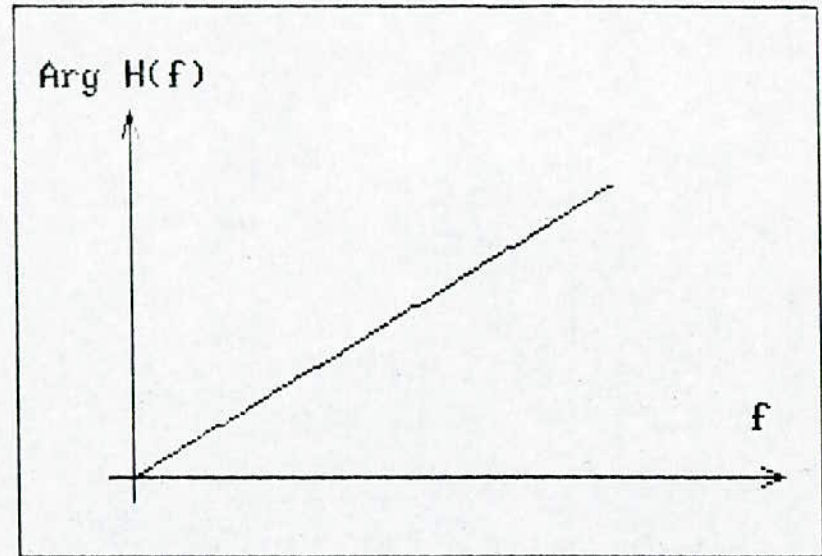
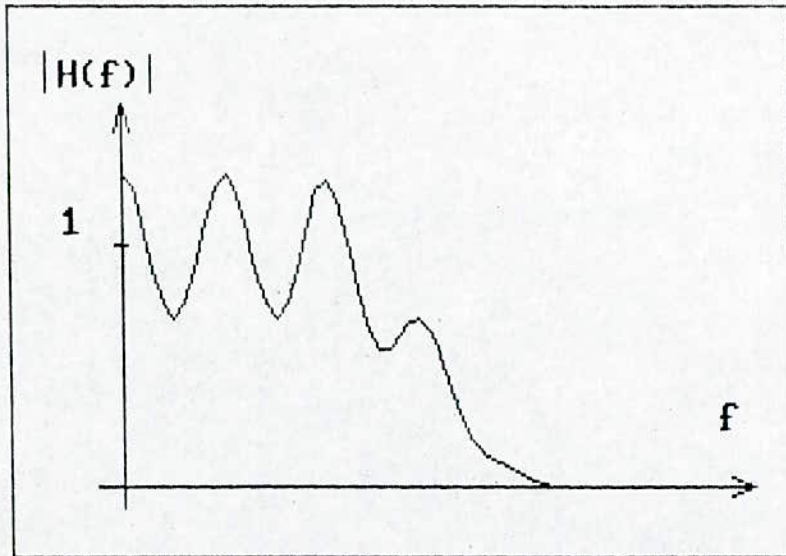
$$\begin{aligned}
 N &= 7 \\
 \text{ALPHA} &= 0.4 \\
 F_c &= 0.3 \\
 A &= -0.4 \\
 F_a &= 0.2
 \end{aligned}$$

Fig- S4 -



$N = 7$
 $\text{ALPHA} = 0.4$
 $F_c = 0.3$
 $A = 0.3$
 $F_a = 0.3$

Fig- S5 -



$N = 7$
 $\text{ALPHA} = 0.4$
 $F_c = 0.3$
 $A = 0.3$
 $F_a = 0.1$

Fig- S6 -

III - 2 - 2 . Distorsions de phase (en sinus)

La réponse impulsionnelle dans ce cas s'écrit :

$$h_2'(t) = h(t) + \frac{B}{2} h(t - T_p) - \frac{B}{2} h(t + T_p)$$

où B et T_p sont l'amplitude et la fréquence des distorsions .

Les coefficients $h(k)$ du filtre sont prélevés sur $h'(t)$ toujours aux mêmes instants d'échantillonnage iT .

Les dégradations de la réponse impulsionnelle discrète $h(k)$ sont représentées sur les figures S7 , S8 , S9 , S10 , S11 pour différentes valeurs de B et T_p .

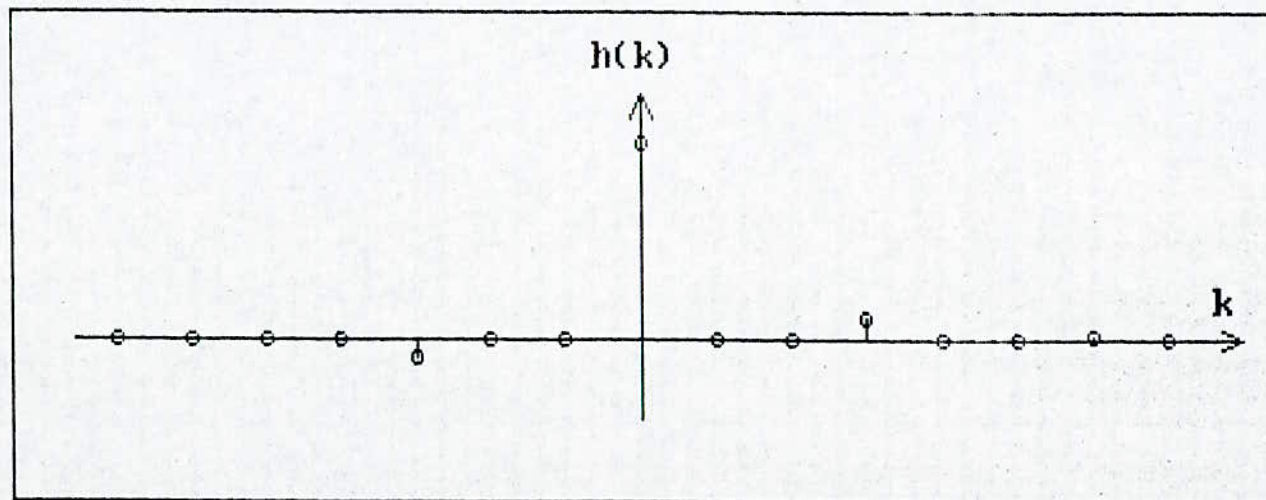
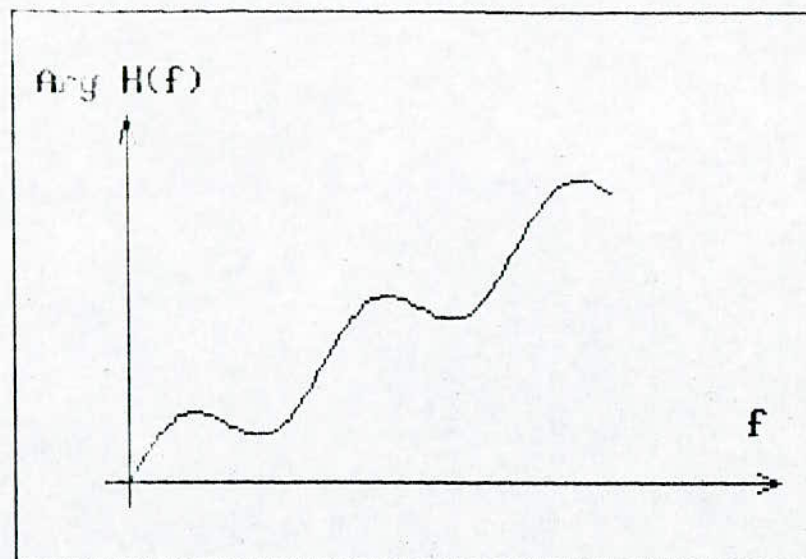
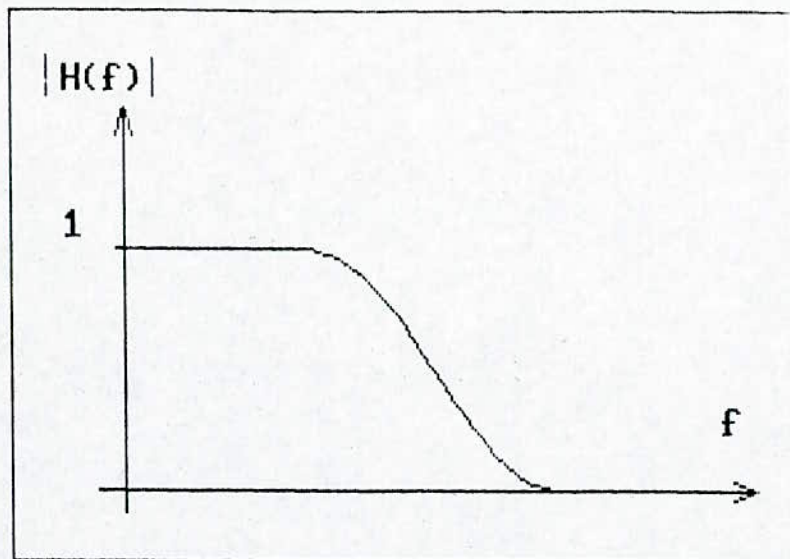
Les mêmes constatations sont observées , seulement la réponse impulsionnelle discrète n'est pas symétrique .

III - 2 - 3 . Distorsions d'amplitude et de phase

La réponse impulsionnelle s'écrit dans ce cas :

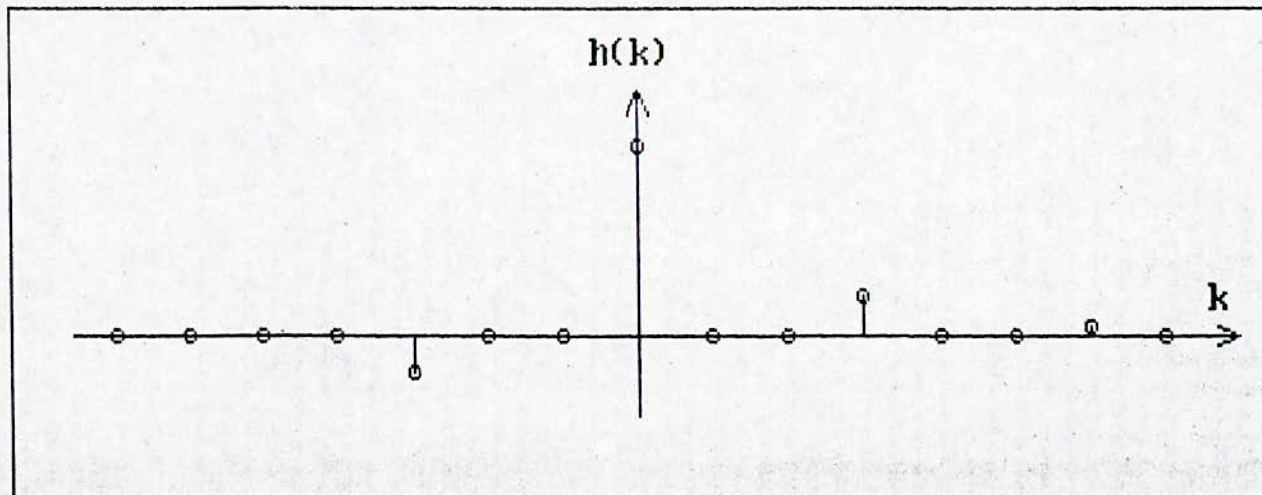
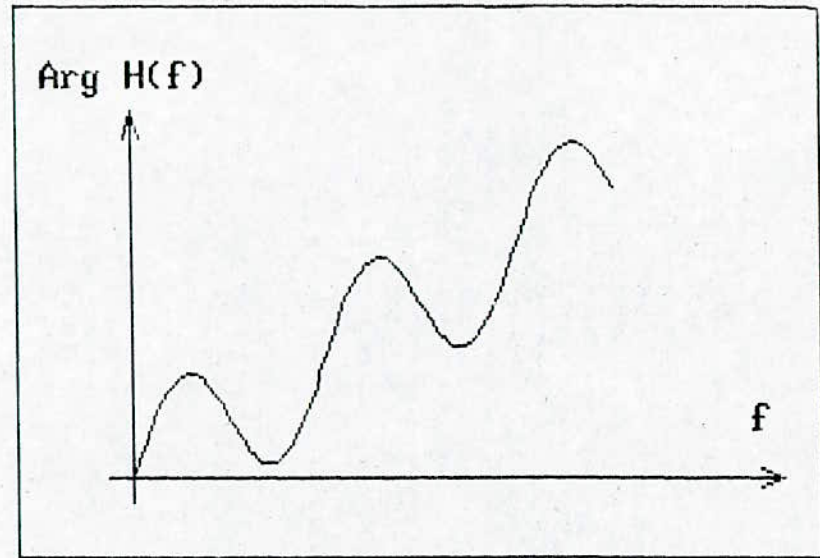
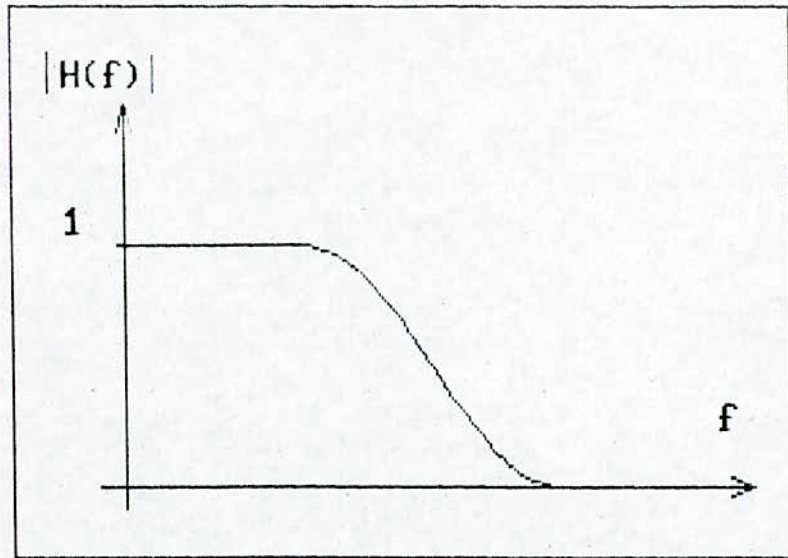
$$h''(t) = h_1'(t) + \frac{B}{2} h_1'(t - T_p) - \frac{B}{2} h_1'(t + T_p)$$

Un exemple est illustré sur la figure S12 .



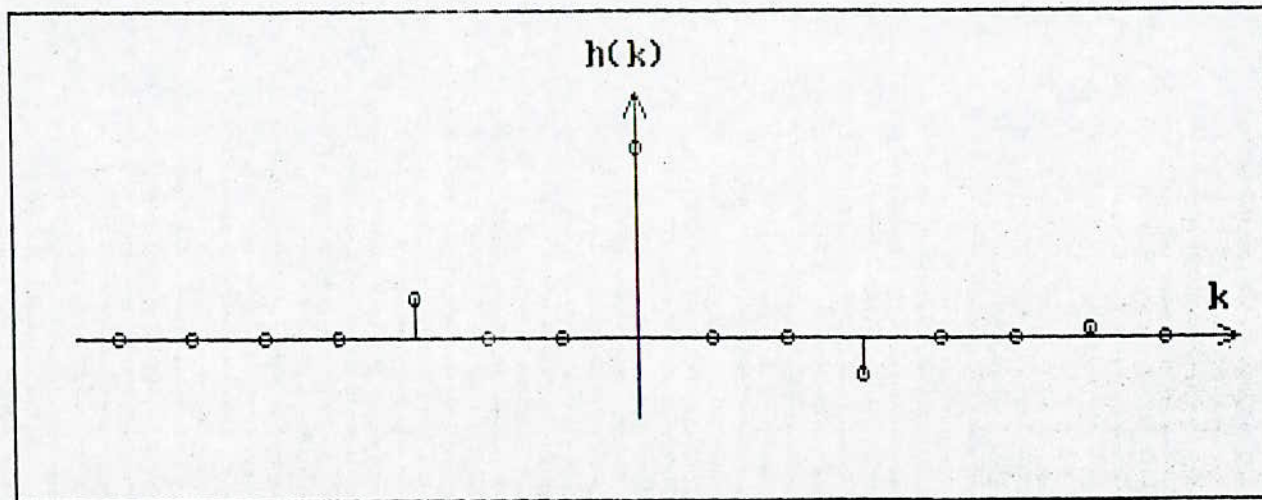
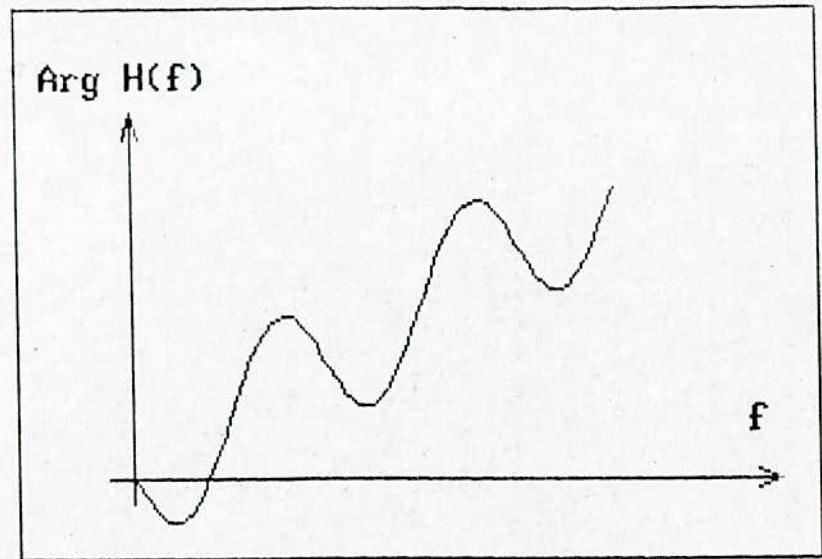
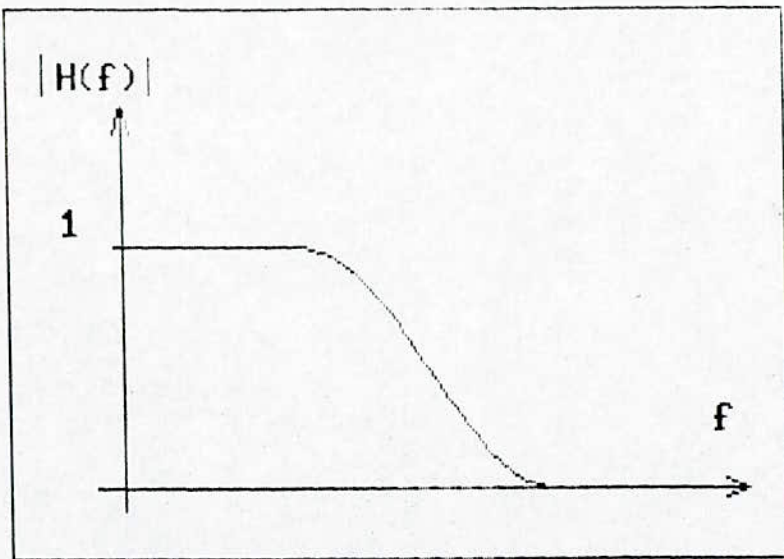
$$\begin{aligned}
 N &= 7 \\
 \text{ALPHA} &= 0.4 \\
 F_c &= 0.3 \\
 B &= 0.2 \\
 F_p &= 0.2
 \end{aligned}$$

Fig- S7 -



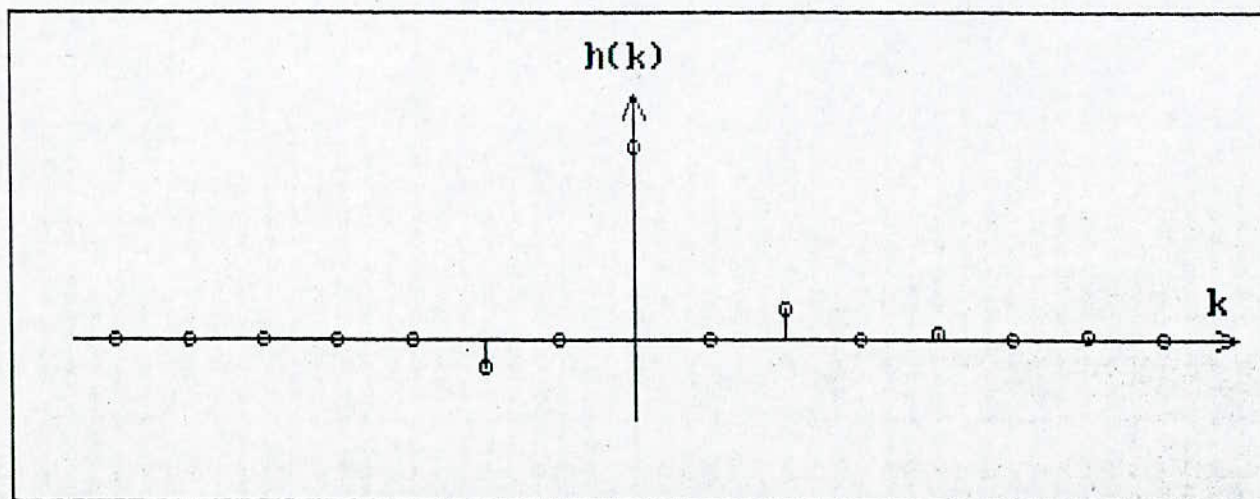
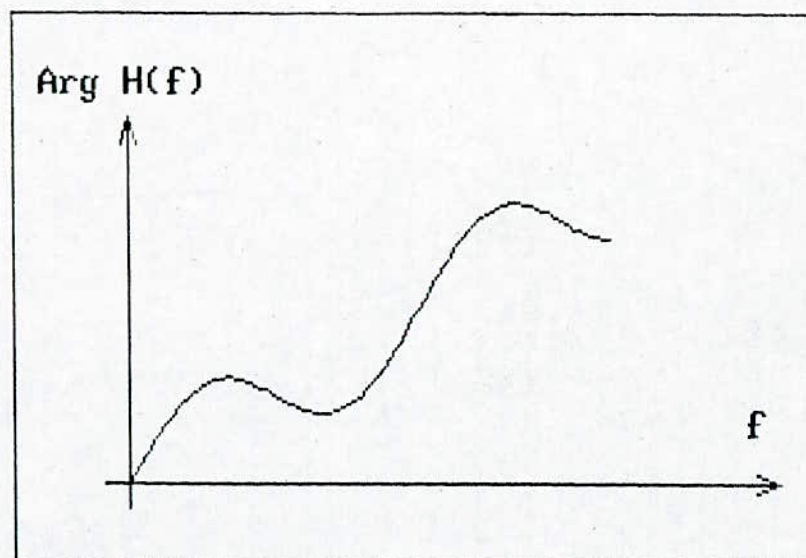
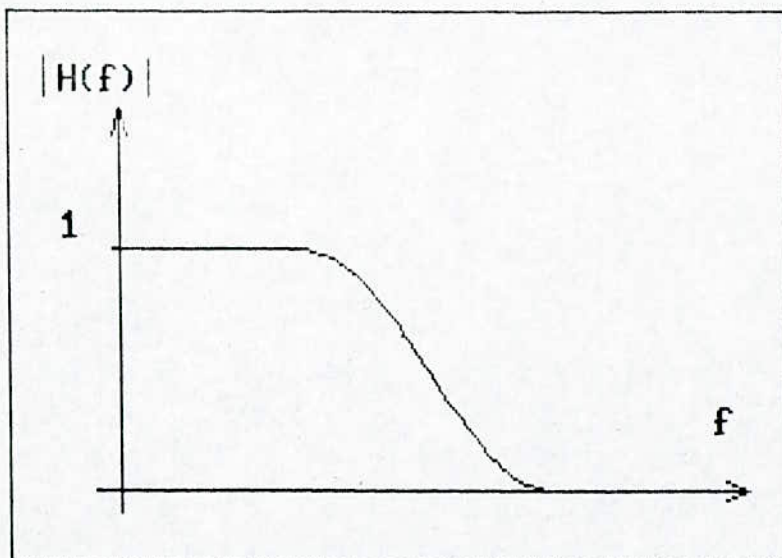
$N = 7$
 $\text{ALPHA} = 0.4$
 $F_c = 0.3$
 $B = 0.4$
 $F_p = 0.2$

Fig- S8 -



$N = 7$
 $\text{ALPHA} = 0.4$
 $F_c = 0.3$
 $B = -0.4$
 $F_p = 0.2$

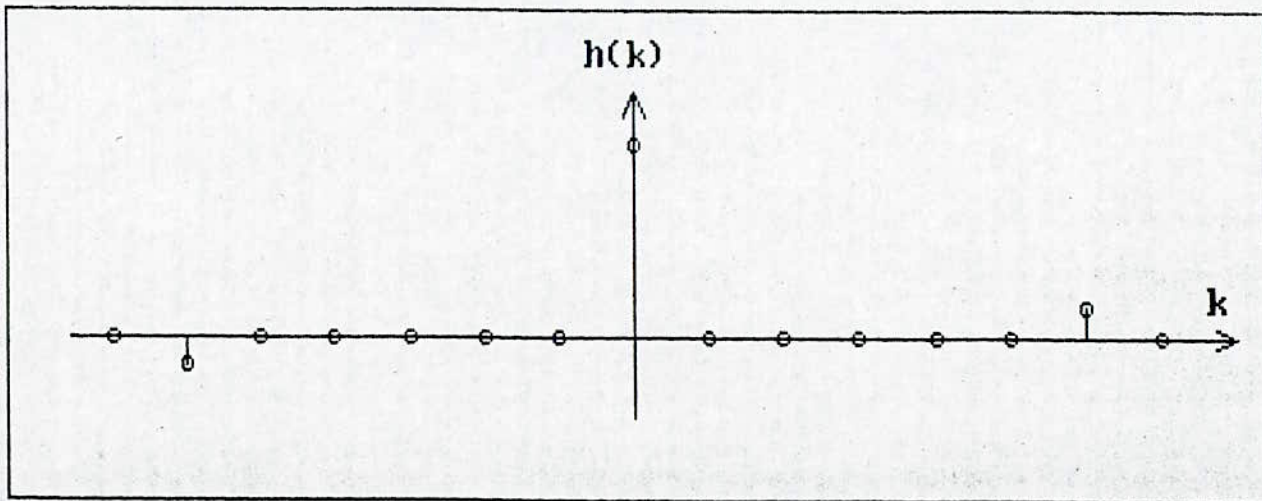
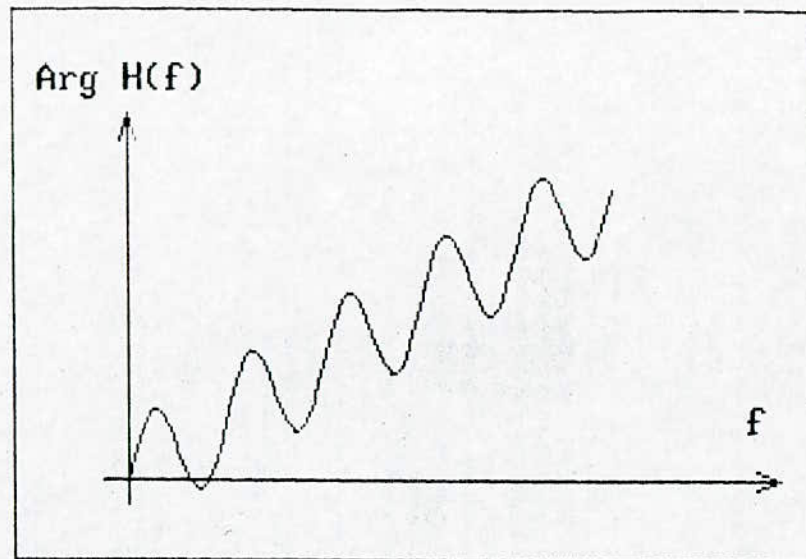
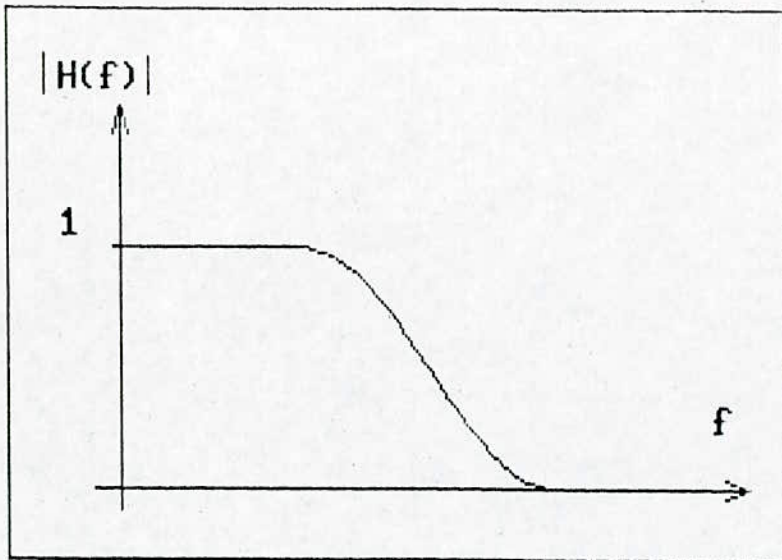
Fig- S9 -



$$\begin{aligned}
 N &= 7 \\
 \text{ALPHA} &= 0.4 \\
 F_c &= 0.3 \\
 B &= 0.3 \\
 F_p &= 0.3
 \end{aligned}$$

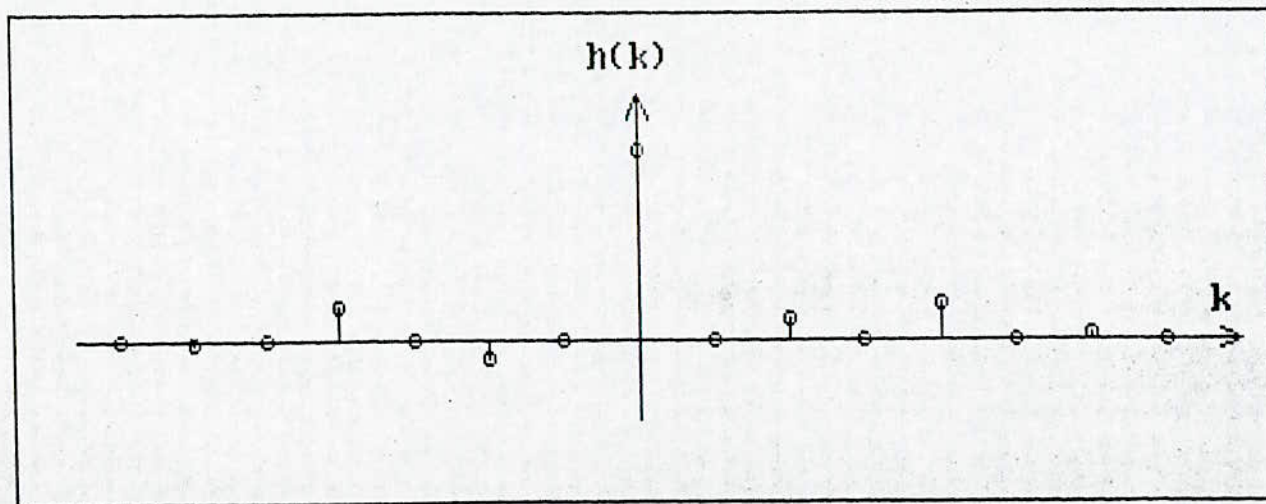
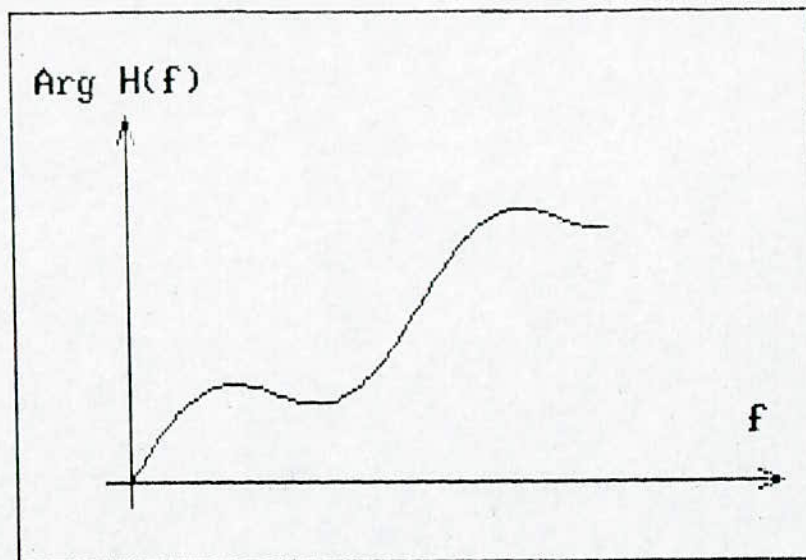
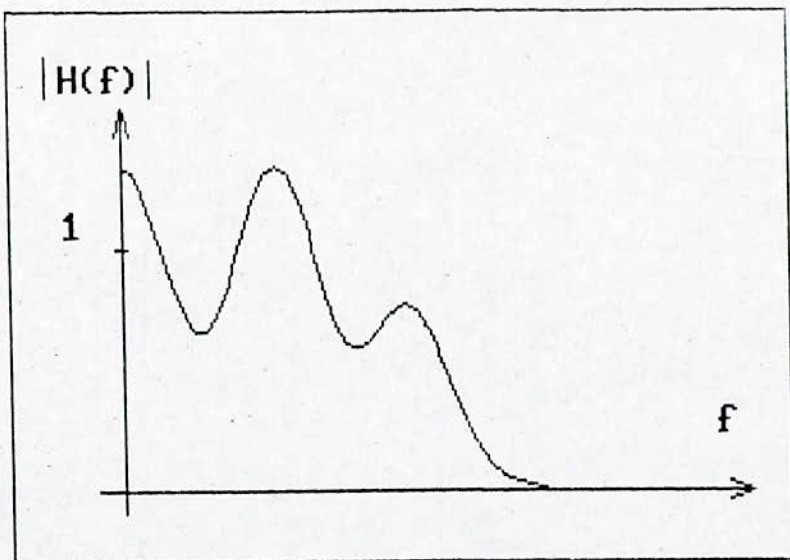
Fig- S10 -

43



$N = 7$
 $\text{ALPHA} = 0.4$
 $F_c = 0.3$
 $B = 0.3$
 $F_p = 0.1$

Fig- S11 -



$N = 7$
 $\text{ALPHA} = 0.4$
 $F_c = 0.3$
 $A = 0.35$
 $F_a = 0.15$
 $B = 0.25$
 $F_p = 0.3$

Fig- S12 -

44

44

III - 3 . SORTIE

La relation de convolution qui régit le fonctionnement du système est définie à partir de la réponse du système au signal élémentaire que représente une impulsion , la réponse impulsionnelle , par une sommation. Ainsi si $X(n)$ désigne le signal à l'entrée , $h(k)$ la réponse impulsionnelle du système , le signal filtré $y(n)$ présent à la sortie est donné par l'équation :

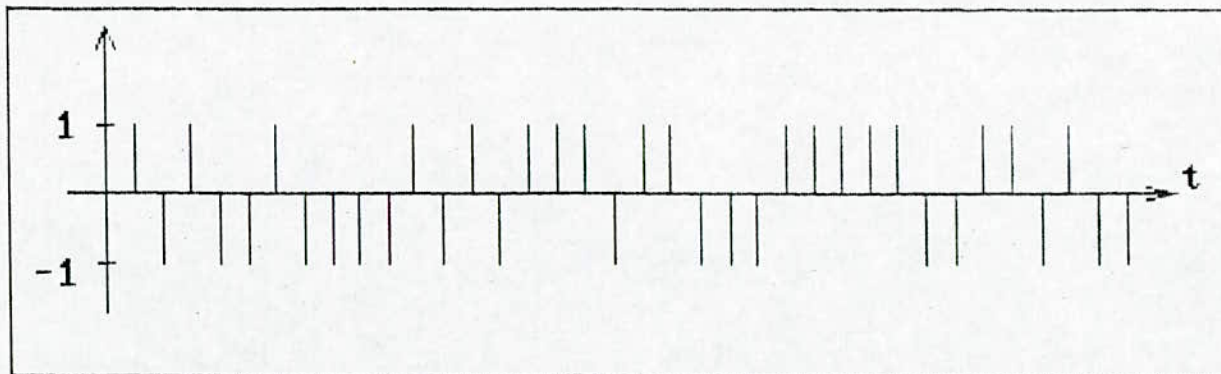
$$y(n) = \sum_{k=0}^N h(k) x(n - k)$$

Les tracés du bruit , du signal d'entrée et du signal de sortie sont présentés sur les figures SI 3 , SI 4 .

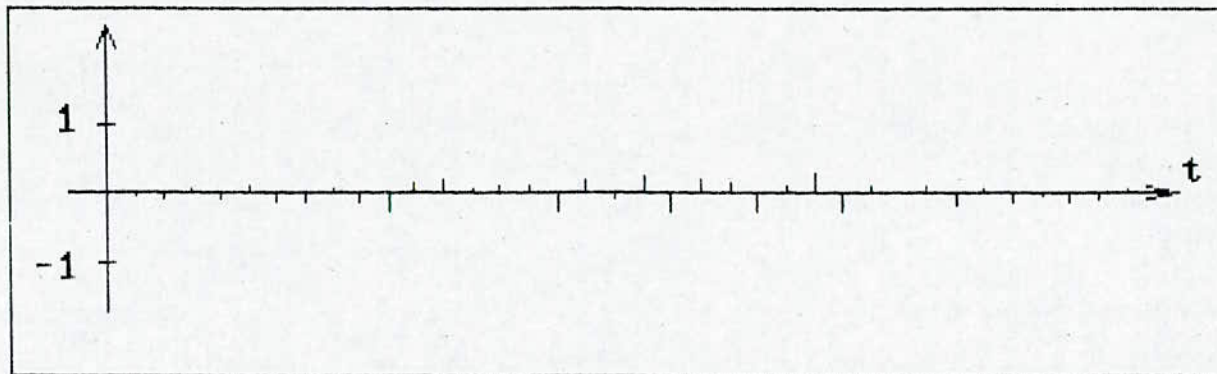
Deux exemples ont été choisis : l'un avec un canal idéal (sans interférences) (fig. SI 3 .) , l'autre avec un canal en présence de distorsions et du bruit (fig. SI 4 .) .

Dans le premier exemple , le signal de sortie est pratiquement identique au signal d'entrée . Par contre dans le second exemple , le signal de sortie est distordu ; une erreur s'est présentée à la 55^{ème} impulsion .

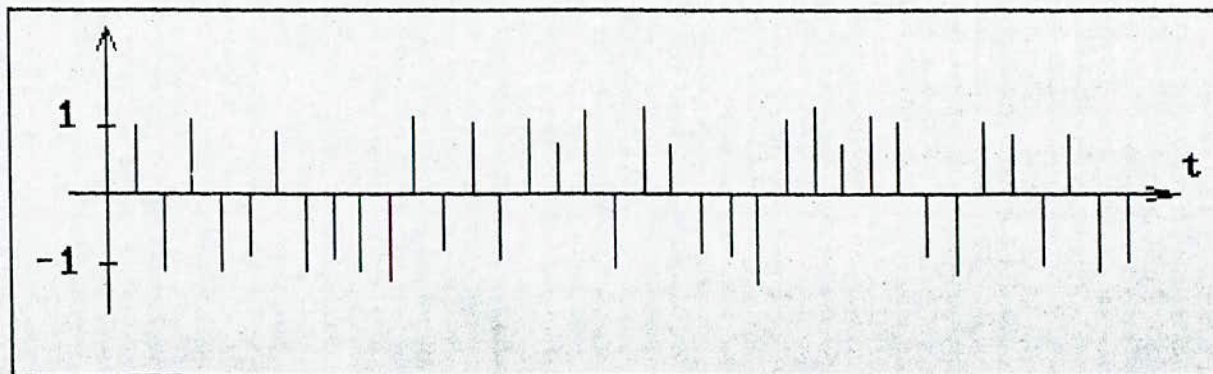
ENTREE



BRUIT



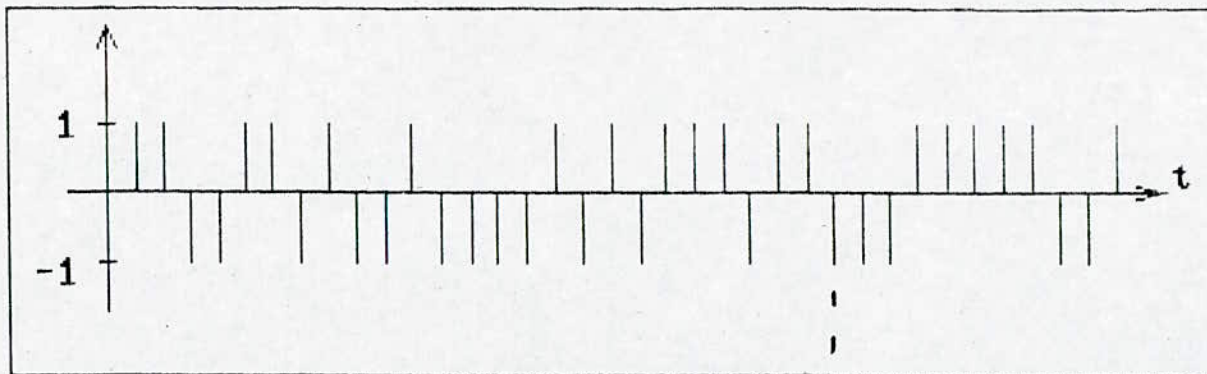
SORTIE



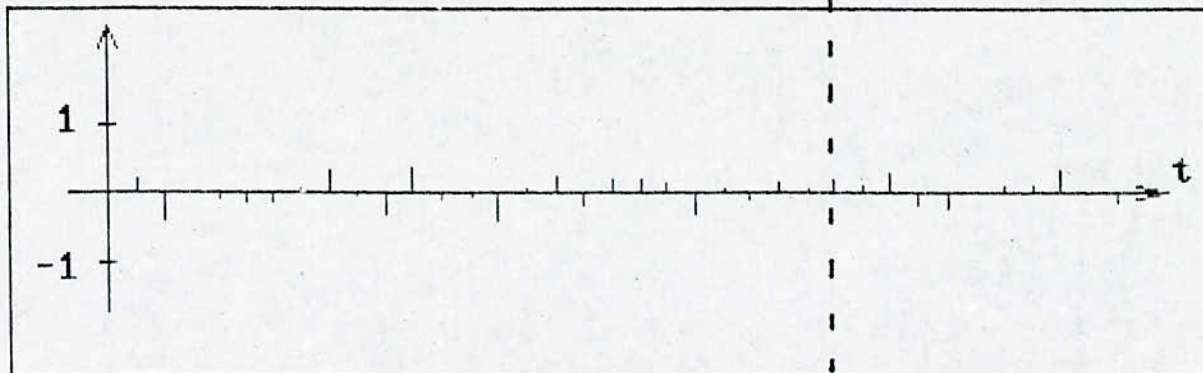
$N = 7$
 $ALPHA = .3$
 $F_c = .35$
 $A = 0$
 $F_a = 0$
 $B = 0$
 $F_p = 0$
 $S/N = 10$

Fig- S13 -

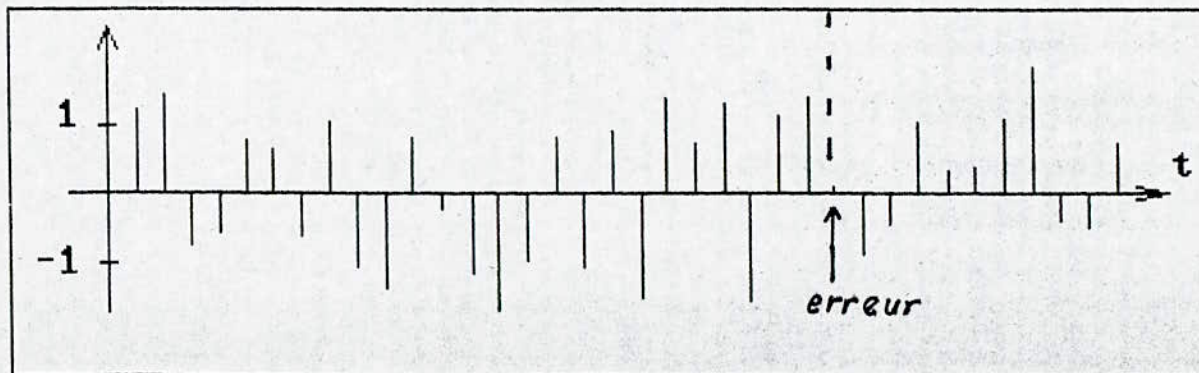
ENTREE



BRUIT



SORTIE



$N = 7$
 $\text{ALPHA} = .5$
 $F_c = .2$
 $A = .5$
 $F_a = .1$
 $B = .4$
 $F_p = .25$
 $S/N = 5$

Fig- S14 -

C O N C L U S I O N

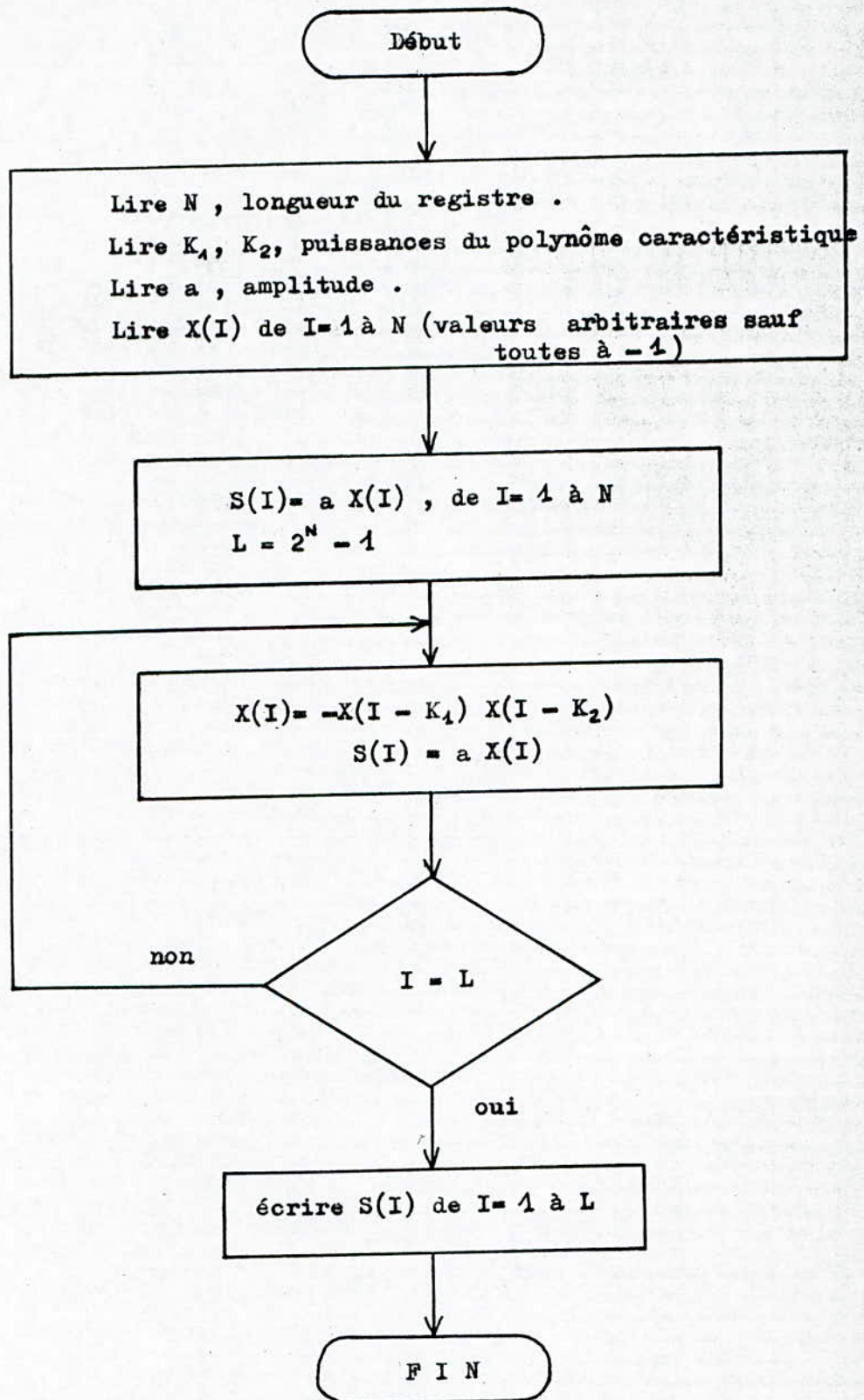
Nous venons d'étudier l'influence d'un type particulier de distorsion : la distorsion oscillatoire ; Nous aurions pu pousser plus loin notre étude et envisager d'autres distorsions plus générales . En effet , quelque soit les distorsions prises en considération, elles peuvent se décomposer en série de fourier . Aussi obtient-on une somme de cosinus et de sinus pondérés , qui se traduisent dans la réponse impulsionnelle du canal simulé par des paires d'échos pour chaque harmonique .

Vu la courte durée du semestre , notre étude s'est limitée à l'analyse de l'influence d'une seule distorsion oscillatoire sur la transmission de l'information à travers un canal .

Ce modèle permet aussi d'examiner , par simulation , plusieurs récepteurs et égaliseurs en vue d'optimiser les paramètres qui les régissent et de comparer les différents algorithmes de correction .

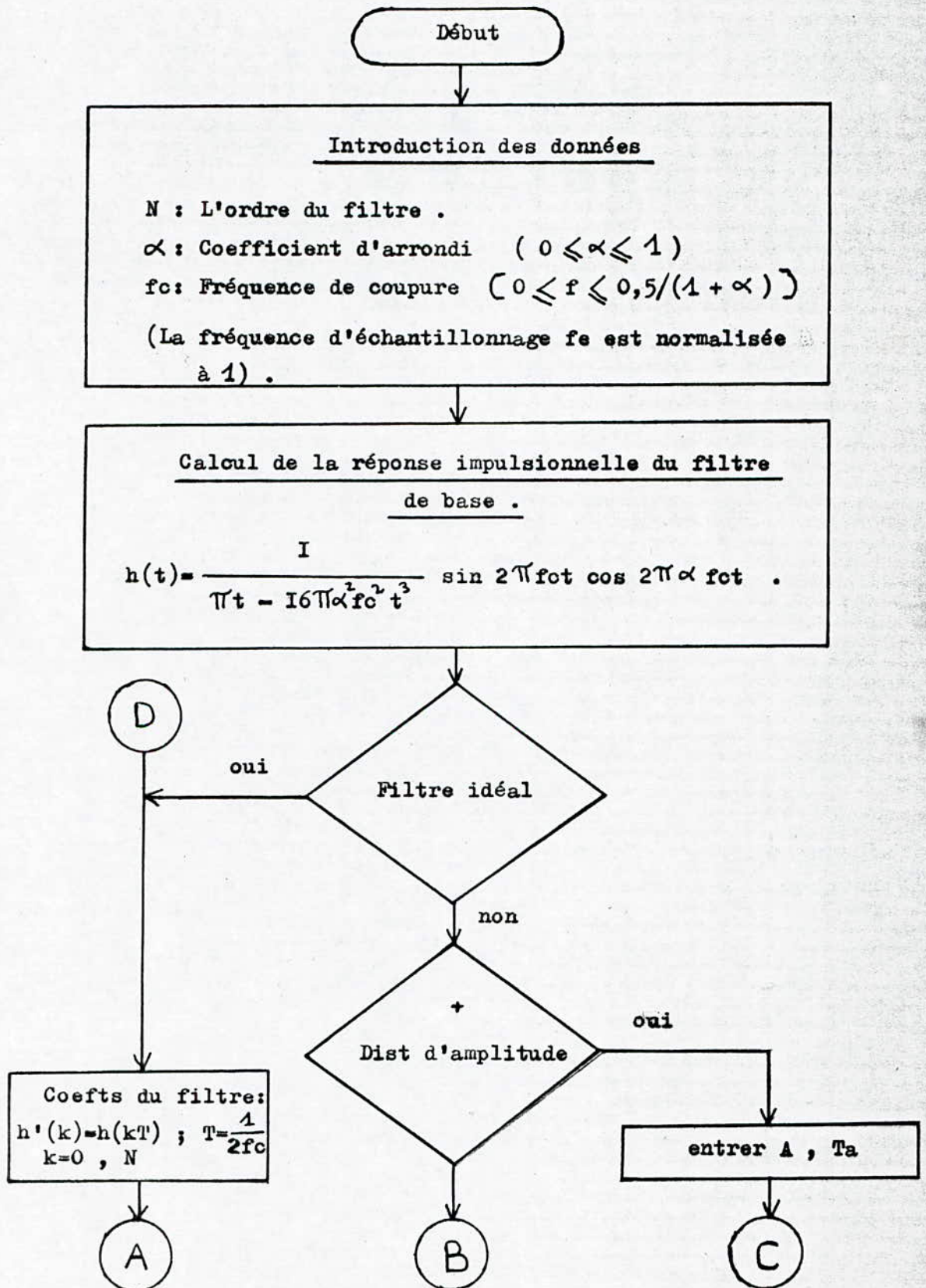
Cette méthode simple (théorie de double échos) s'avère donc assez puissante pour la conception des voies de transmission .

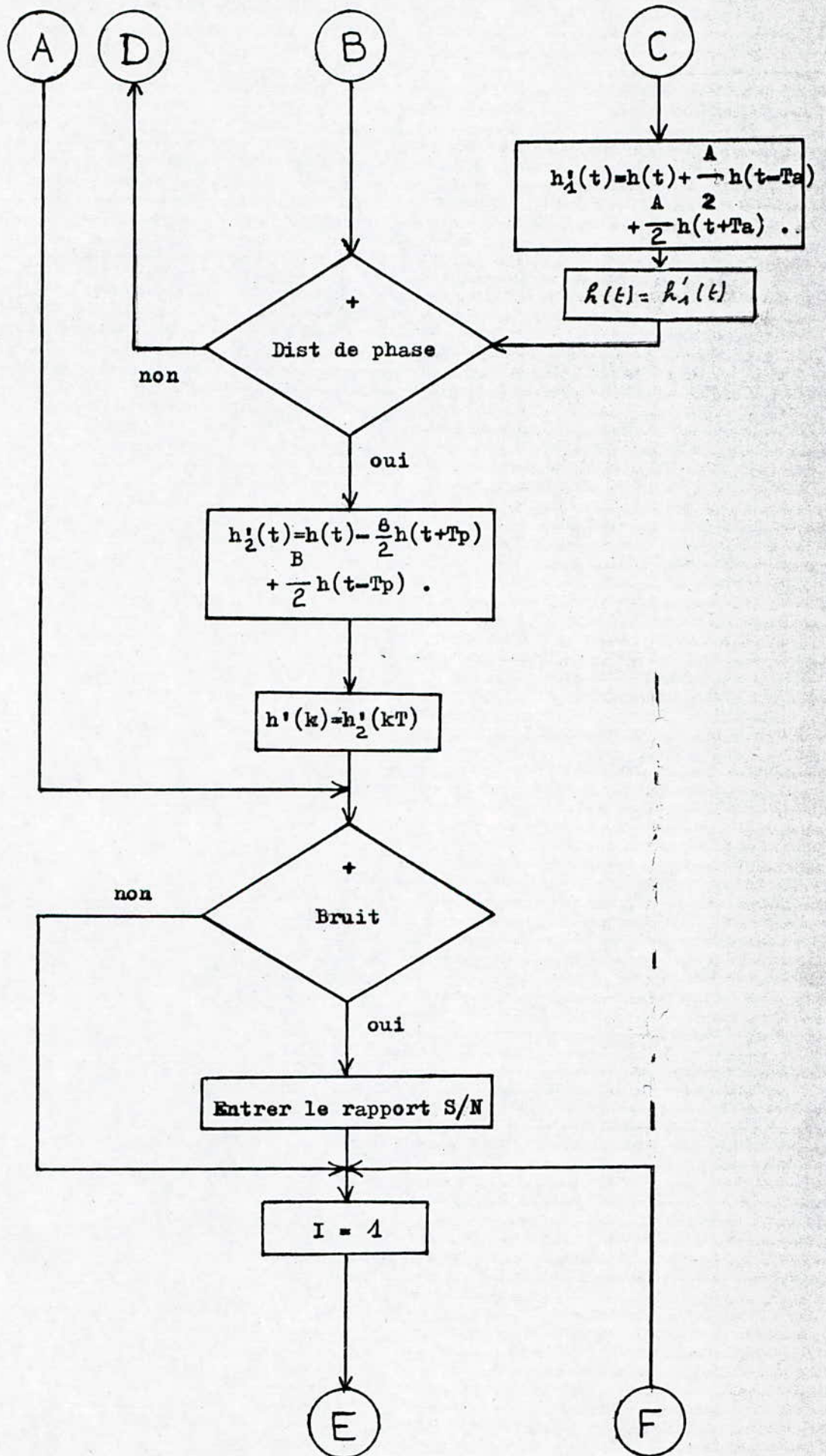
ANNEXE

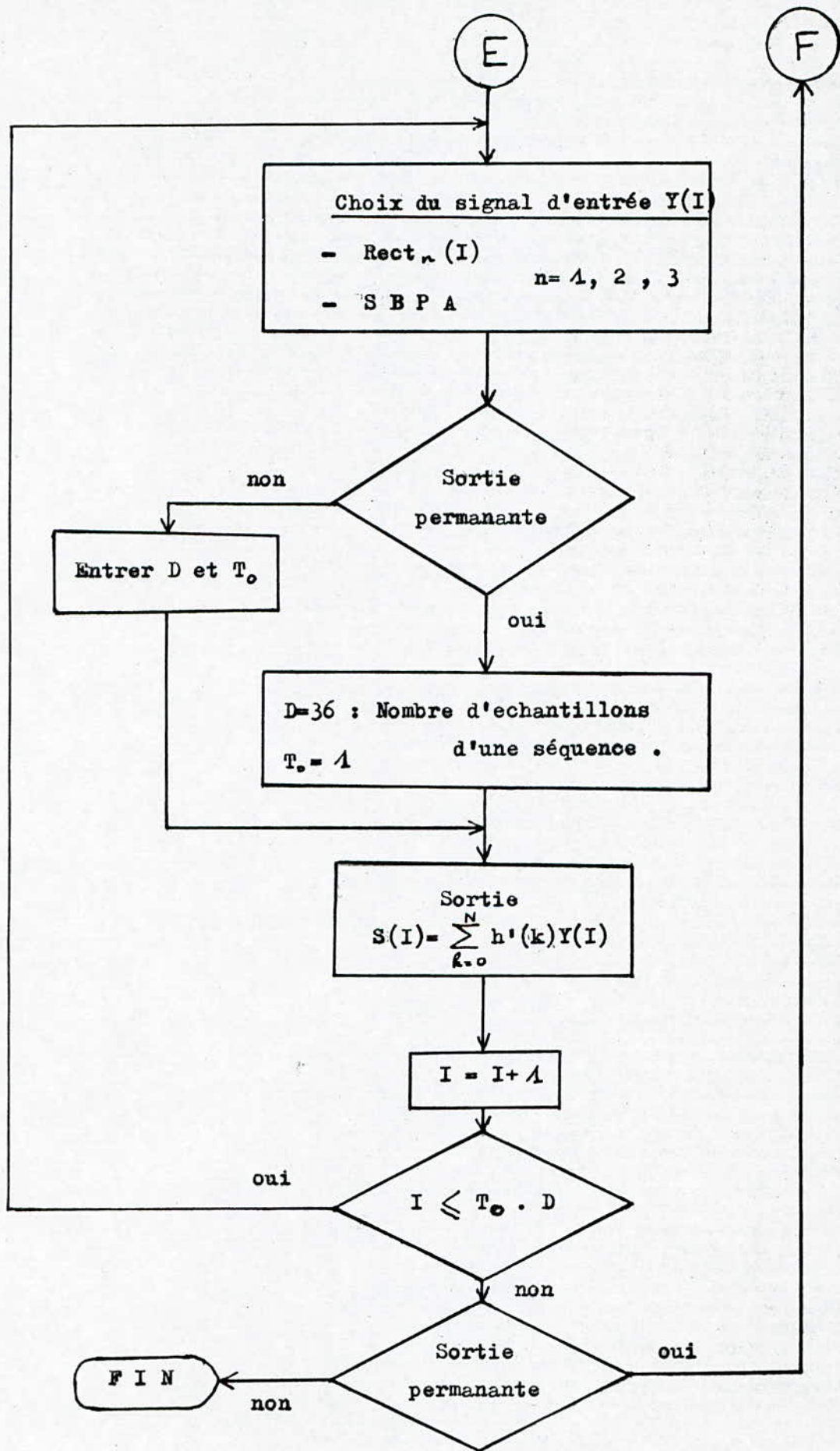


Organigramme de génération de la SBPA
de niveau a .

Organigramme correspondant au programme de simulation .







```

10 KEY OFF
20 SCREEN 0
30 COLOR 4,6
40 CLS
50 LOCATE 10,15:PRINT"#####"
60 LOCATE 11,15:PRINT"##"
70 LOCATE 12,15:PRINT"## PROGRAMME SIMULANT UN CANAL DE TRANSMISSION"
80 LOCATE 13,15:PRINT"##"
90 LOCATE 14,15:PRINT"## DE DONNEES EN BANDE DE BASE"
100 LOCATE 15,15:PRINT"##"
110 LOCATE 16,15:PRINT"#####"
120 IF INKEY$="" THEN 120
130 CLS
140 PRINT : PRINT
150 PRINT " CE PROGRAMME SIMULE UN CANAL DE TRANSMISSION NUMERIQUE . "
160 PRINT
170 PRINT " LA PROCEDURE CONSISTE A MODELISER LE CANAL PAR UN FILTRE"
180 PRINT
190 PRINT " NUMERIQUE NON RECURSIF DE FREQUENCE D'ECHANTILLONNAGE "
200 PRINT
210 PRINT " NORMALISEE (Fe=1) . "
220 PRINT :PRINT
230 PRINT " IL VOUS PERMETTRA DE : "
240 PRINT
250 PRINT " - CALCULER LES REPONSES IMPULSIONNELLE ET FREQUENTIELLE "
260 PRINT
270 PRINT " - TRACER LES COURBES DE CES REPONSES"
280 PRINT
290 PRINT " - GENERER QUELQUES SIGNAUX D'ENTREE PARTICULIERS"
300 PRINT
310 PRINT " - ENGENDRER UN BRUIT PSEUDO-ALEATOIRE GAUSSIEN"
320 PRINT
330 PRINT " - TRACER CES SIGNAUX ET LEURS EQUIVALENTS EN SORTIE"
340 IF INKEY$="" THEN 340
350 REM
360 REM ----- SCHEMA DU MODELE -----
370 REM
380 SCREEN 3
390 LINE (115,150)-(190,203),,B
400 LINE (190,178)-(250,178): LINE (250,150)-(350,203),,B
410 LINE (350,178)-(378,178) : LINE (402,178)-(450,178)
420 LINE (450,150)-(550,203),,B: LINE (550,178)-(578,178)
430 CIRCLE (60,178),18
440 LINE (78,178)-(115,178)
450 LINE (602,178)-(645,178):LINE (8,178)-(41,178)
460 LINE (60,194)-(60,223) :LINE (60,240)-(60,270)
470 LINE (222,178)-(222,110) : LINE (222,110)-(380,110)
480 LINE (380,110)-(380,158) : LINE (425,178)-(425,110)
490 LINE (425,110)-(580,110) : LINE (580,110)-(580,158)
500 CIRCLE (380,178),2 : CIRCLE (380,160),2
510 CIRCLE (580,178),2 : CIRCLE (580,160),2

```



```

520 LINE (402,178)-(382,168) : LINE (602,178)-(582,168)
530 LINE (60,240)-(75,225)
540 LINE (49,178)-(71,178) : LINE (60,171)-(60,185)
550 LINE (8,178)-(0,174) : LINE (8,178)-(0,182)
560 LINE (639,178)-(631,175): LINE (639,178)-(631,181)
570 LINE (60,194)-(56,203) : LINE (60,194)-(64,203)
580 LOCATE 10,1 :PRINT"entrée": LOCATE 19,6 : PRINT"bruit"
590 LOCATE 11,33:PRINT"distorsions":LOCATE 12,33:PRINT"d'amplitude"
600 LOCATE 11,58:PRINT"distorsions":LOCATE 12,60:PRINT"de phase"
610 LOCATE 13,75:PRINT "sortie"
620 LOCATE 11,17:PRINT"filtre":LOCATE 12,17:PRINT"idéa"
630 LOCATE 23,27:PRINT "SCHEMA DETAILLE DU MODELE"
640 LINE (204,370)-(412,370)
650 IF INKEY$="" THEN 650
660 DIM H(41),G(2000), S(2000),Y(2000),X(2000),L(2000),P(101)
670 REM
680 REM
690 REM ----- INTRODUCTION DES DONNEES -----
700 REM
710 CLS
720 LOCATE 11,25 : INPUT "INTRODUIRE L'ORDRE DU FILTRE : N = ";N
730 IF N=0 THEN 710
740 CLS
750 LOCATE 11,21 : PRINT "VOULEZ VOUS UTILISER VOTRE PROPRE REPONSE"
760 LOCATE 13,21 : PRINT "          IMPULSIONNELLE ? O/N"
770 LOCATE 18,16 : INPUT Z$
780 IF Z$="o" OR Z$="0" THEN 800
790 GOTO 850
800 FOR K=0 TO 2*N
810 PRINT USING "h(###);K;
820 INPUT ")= "; H(K)
830 NEXT K
840 GOTO 2350
850 CLS
860 LOCATE 7,15 : PRINT " INTRODUIRE LE COEFFICIENT D'ARRONDI ALPHA"
870 LOCATE 9,15 : PRINT "          ALPHA EST COMPRIS ENTRE 0 ET 1"
880 VIEW (8,160)-(600,300)
890 LOCATE 13,13: INPUT "ALPHA = ";ALPHA
900 IF ALPHA>1 THEN 930
910 IF ALPHA=0 THEN 960
920 GOTO 960
930 CLS
940 LOCATE 13,13 : PRINT "ALPHA EST EN DEHORS DE LA BANDE"
950 LOCATE 15,13 : INPUT "ALPHA = ";ALPHA
960 AM=.5/(1+ALPHA)
970 VIEW : CLS
980 LOCATE 5,17 : PRINT "INTRODUIRE LA FREQUENCE DE COUPURE FC"
990 LOCATE 7,17 : PRINT "FC EST NORMALISEE.ELLE EST COMPRISE"
1000 LOCATE 9,17 : PRINT USING "          ENTRE 0 ET ###";AM
1010 LOCATE 14,14 : INPUT "FC = ";FC
1020 IF FC>AM THEN 1040

```



```

1030 GOTO 1060
1040 CLS : LOCATE 5,17 : PRINT "LA VALEUR DE FC EST EN DEHORS DE LA BANDE"
1050 GOTO 990
1060 CLS
1070 IF FC=0 THEN 980
1080 REM
1090 REM ***** AFFICHAGE DU MENU PRINCIPAL *****
1100 REM
1110 REM
1120 LOCATE 1,15: PRINT"XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX"
1130 LOCATE 2,15: PRINT"%%                MENU                %%"
1140 LOCATE 3,15: PRINT"%%"
1150 LOCATE 4,15: PRINT"%% 1- filtre idéal                %%"
1160 LOCATE 5,15: PRINT"%%"
1170 LOCATE 6,15: PRINT"%% 2- filtre idéal + distorsions d'amplitude %%"
1180 LOCATE 7,15: PRINT"%%"
1190 LOCATE 8,15: PRINT"%% 3- filtre idéal + distorsions de phase %%"
1200 LOCATE 9,15: PRINT"%%"
1210 LOCATE 10,15: PRINT"%% 4- filtre idéal +                %%"
1220 LOCATE 11,15: PRINT"%%                distorsions d'amplitude et de phase %%"
1230 LOCATE 12,15: PRINT"%%"
1240 LOCATE 13,15: PRINT"XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX"
1250 LOCATE 15,13: INPUT "FAITES VOTRE CHOIX "; MN : PRINT
1260 ON MN GOTO 1430 , 1280 , 1370 , 1280
1270 GOTO 1060
1280 PRINT "    DISTORTIONS D'AMPLITUDE "
1290 LOCATE 18,13 : INPUT " - AMPLITUDE ( A<1 ) : A="; A
1300 IF A>1 THEN 1290
1310 LOCATE 19,13 : INPUT " - FREQUENCE          : Ta ="; P
1320 IF P>90 THEN 1310
1330 IF MN=2 THEN 1350
1340 GOTO 1360
1350 B=0 : Q=1 : GOTO 1430
1360 PRINT
1370 PRINT "    DISTORTIONS DE PHASE "
1380 LOCATE 22,13 : INPUT " - AMPLITUDE ( B<.5 ) : B="; B
1390 IF B>.5 THEN 1380
1400 LOCATE 23,13 : INPUT " - FREQUENCE          : Tb ="; Q
1410 IF Q>.5 THEN 1400
1420 REM
1430 REM ----- calcul de la fonction de transfert d'un filtre idéal -----
1440 REM
1450 PI=3.14159153#
1460 IR=INT((1-ALPHA)*FC*2*50) : IS=INT((1+ALPHA)*2*50*FC)
1470 FOR I=0 TO 50
1480 IF I<=IR THEN Y(I)=1 : GOTO 1510
1490 IF I>IR AND I<=IS THEN Y(I)=(1+COS(PI*(ALPHA-1+(I/(100*FC))))/(2*ALPHA))/2
      : GOTO 1510
1500 Y(I)=0
1510 NEXT I
1520 FOR I=0 TO 100
1530 P(I)=3.25*I/(2*100)

```

```

1540 NEXT I
1550 IF MN=1 THEN 1790
1560 IF MN=2 THEN 1610
1570 IF MN=3 THEN 1590
1580 GOTO 1610
1590 A=0 :P=1
1600 REM
1610 REM ----- génération des distorsions d'amplitude en cosinusoides -----
1620 REM
1630 FOR I=0 TO 50
1640 L(I)=A*COS(PI*I*P/50)
1650 S(I)=L(I)*Y(I)
1660 NEXT I
1670 REM
1680 REM ----- génération des distorsions de phase en sinusoides -----
1690 REM
1700 FOR I=0 TO 100
1710 G(I)=B*SIN(PI*I*Q/100)
1720 NEXT I
1730 FOR I=0 TO 50
1740 Y(I)=Y(I)+S(I)
1750 NEXT I
1760 FOR I=0 TO 100
1770 P(I)=P(I)+G(I)
1780 NEXT I
1790 GOSUB 4980
1800 REM
1810 REM ----- CALCUL DES h(k) -----
1820 REM
1830 SCREEN 2
1840 LOCATE 5,22 : PRINT "CALCUL DES COEFFICIENTS h(k) DU FILTRE"
1850 LOCATE 12,28 : PRINT "----- PATIENTEZ -----"
1860 PI=3.14159153#
1870 Y(0)=2*FC
1880 MM=20*N
1890 FOR I=1 TO MM
1900 IF ALPHA=0 THEN 1920
1910 IF I=10/ALPHA THEN Y(I)=ALPHA*FC*SIN(PI/(2*ALPHA)) : GOTO 1950
1920 A1=PI*I/(40*FC)-(PI*ALPHA^2*I^3/(4000*FC))
1930 A2=SIN(PI*I/20)*COS(PI*ALPHA*I/20)
1940 Y(I)=A2/A1
1950 NEXT I
1960 REM
1970 REM ----- DECALAGE -----
1980 REM
1990 FOR K=MM+1 TO MM*2
2000 J=K-MM
2010 S(K)=Y(J)
2020 NEXT K
2030 FOR K=0 TO MM
2040 J=MM-K

```



```

2050 S(K)=Y(J)
2060 NEXT K
2070 IF MN=1 OR MN=3 THEN 2120
2080 AX=40*FC*P
2090 AX=INT(AX)
2100 PP=AX
2110 GOTO 2150
2120 FOR I=0 TO 2*MM
2130 Y(I)=S(I)
2140 NEXT I
2150 IF MN=1 THEN 2310
2160 IF MN=3 THEN 2230
2170 FOR I=0 TO 2*MM
2180 IF I<PP THEN Z1=0 : GOTO 2200
2190 Z1=S(I-PP)
2200 Y(I)=S(I)+A*Z1/2+A*S(I+PP)/2
2210 NEXT I
2220 IF MN=2 THEN 2310
2230 AY=40*FC*Q
2240 AY=INT(AY)
2250 QQ=AY
2260 FOR I=0 TO 2*MM
2270 IF I<QQ THEN Z2=0 : GOTO 2290
2280 Z2=Y(I-QQ)
2290 Y(I)=Y(I)+B*Z2/2-B*Y(I+QQ)/2
2300 NEXT I
2310 FOR I=0 TO 2*MM STEP 20
2320 J=I/20
2330 H(J)=Y(I)
2340 NEXT I
2350 BX=0
2360 FOR I=0 TO 2*N
2370 BX=BX+H(I)^2
2380 NEXT I
2390 BX=SQR(BX)
2400 FOR I=0 TO 2*N
2410 H(I)=H(I)/BX
2420 NEXT I
2430 SCREEN 3
2440 CLS
2450 LOCATE 5,16 : PRINT "oooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooo"
2460 LOCATE 7,16 : PRINT "o"           VOULEZ VOUS VISUALISER           "o"
2470 LOCATE 8,16 : PRINT "o"
2480 LOCATE 9,16 : PRINT "o" - LE TRACE DE LA REPONSE IMPULSIONNELLE ..1 "o"
2490 LOCATE 10,16 : PRINT "o" - LES h(k) .....2 "o"
2500 LOCATE 11,16 : PRINT "o"
2510 LOCATE 12,16 : PRINT "oooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooo"
2520 LOCATE 15,14 : INPUT W
2530 IF W=2 THEN 2590
2540 GOSUB 5410 : GOTO 2700
2550 GOTO 2470

```



```

2560 REM
2570 REM ----- IMPRESSION DES h(k) -----
2580 REM
2590 CLS
2600 FOR K=0 TO 2*N
2610 IF K<10 THEN 2630
2620 GOTO 2660
2630 PRINT USING "h(#";K;
2640 PRINT USING ") =+#.#####";H(K)
2650 GOTO 2680
2660 PRINT USING "h(##";K;
2670 PRINT USING ") =+#.#####";H(K)
2680 NEXT K
2690 IF INKEY$="" THEN 2690
2700 CLS
2710 LOCATE 12,18 : PRINT "--- VOULEZ VOUS VISUALISER AUTRE CHOSE ? O/N ---"
2720 LOCATE 16,15 : INPUT F$
2730 IF F$="o" OR F$="O" THEN 2430
2740 CLS
2750 LOCATE 7,20 : PRINT "#####"
2760 LOCATE 8,20 : PRINT ""
2770 LOCATE 9,20 : PRINT ""          BRUIT BLANC GAUSSIEN
2780 LOCATE 10,20 : PRINT ""
2790 LOCATE 11,20 : PRINT "#####"
2800 LOCATE 18,12 : INPUT "DONNER LE RAPPORT SIGNAL/BRUIT (dB) : S/N =";R
2810 BS=-R/20
2820 SIG=10^BS*SQR((1+ALPHA)*FC)
2830 REM
2840 REM ----- GENERATION DE BRUIT BLANC GAUSSIEN -----
2850 REM
2860 ID=8192 : IS=0 : IE=INT(RND*15)*2+11
2870 XY=0
2880 FOR J=0 TO 200
2890 IS=IE
2900 IS=(IS/ID-INT(IS/ID))*ID
2910 R1=IS*3.0517E-05
2920 IB=IS*181
2930 IQ=(IB/ID-INT(IB/ID))*ID
2940 R2=IQ*3.0517E-05
2950 IE=IQ*181
2960 AA=SQR(-2*LOG(R1))*COS(2*PI*R2)
2970 X(J)=AA*SIG
2980 XY=XY+X(J)
2990 NEXT J
3000 FOR J=0 TO 200
3010 X(J)=X(J)-XY/201
3020 NEXT J
3030 IF BS=1 THEN 3200
3040 CLS
3050 LOCATE 5,16 : PRINT "#####"
3060 LOCATE 6,16 : PRINT ""          CHOISISSEZ          ""

```

```

3070 LOCATE 7,16 : PRINT "o UNE DES FONCTIONS D'ENTREE SUIVANTES o"
3080 LOCATE 8,16 : PRINT "o"
3090 LOCATE 9,16 : PRINT "o SIGNAL RECTANGULAIRE 1/1 .....1 o"
3100 LOCATE 10,16 : PRINT "o ,, ,, 1/2 .....2 o"
3110 LOCATE 11,16 : PRINT "o ,, ,, 1/3 .....3 o"
3120 LOCATE 12,16 : PRINT "o SEQUENCE BINAIRE PSEUDO-ALEATOIRE ...4 o"
3130 LOCATE 13,16 : PRINT "o"
3140 LOCATE 14,16 : PRINT "oooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooo"
3150 LOCATE 17,14 : INPUT V
3160 CLS
3170 SCREEN 2
3180 LOCATE 11,15:INPUT"LE PROGRAMME EST-IL UTILISE EN PERMANENCE ,O/N ";R$
3190 SCREEN 3
3200 IF V=4 THEN C=0 : GOTO 3500
3210 IF V=1 THEN C=1 : GOTO 3240
3220 IF V=2 THEN C=2 : GOTO 3240
3230 IF V=3 THEN C=3 : GOTO 3240
3240 IF R$="o" OR R$="0" THEN 3420
3250 REM
3260 REM ----- GENERATION D'UN SIGNAL RECTANGULAIRE -----
3270 REM
3280 CLS
3290 LOCATE 7,22 : PRINT "oooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooo"
3300 LOCATE 8,22 : PRINT "o SIGNAL D'ENTREE o"
3310 LOCATE 9,22 : PRINT "o"
3320 LOCATE 10,22 : PRINT USING "o RECTANGULAIRE 1/# o";C
3330 LOCATE 11,22 : PRINT "o"
3340 LOCATE 12,22 : PRINT "oooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooooo"
3350 PRINT :PRINT :PRINT
3360 INPUT "INTRODUIRE LE NOMBRE D'ECHANTILLONS D'ENTREE D=" ; D
3370 PRINT : PRINT
3380 INPUT "DONNER LA PERIODE DU SIGNAL T=" ; T
3390 CLS
3400 IT=T*D
3410 GOTO 3430
3420 IT=36 : T=1 : D=36/(C+1)
3430 IM=1 : KL=1
3440 I=1
3450 J= KL
3460 Y(J)=1
3470 GOTO 3490
3480 Y(J)=-1
3490 GOTO 3820
3500 IF R$="o" OR R$="0" THEN 3710
3510 REM
3520 REM ----- GENERATION DE SEQUENCES BINAIRES -----
3530 REM PSEUDO-ALEATOIRE
3540 REM
3550 CLS
3560 LOCATE 2,22 : PRINT "-----"
3570 LOCATE 3,22 : PRINT "-"

```



```

3580 LOCATE 4,22 : PRINT "          SIGNAL D'ENTREE          -"
3590 LOCATE 5,22 : PRINT "          -"
3600 LOCATE 6,22 : PRINT " SEQUENCE BINAIRE PSEUDO-ALEATOIRE -"
3610 LOCATE 7,22 : PRINT "          -"
3620 LOCATE 8,22 : PRINT "-----"
3630 PRINT :PRINT
3640 INPUT "INTRODUIRE LE NOMBRE D'ECHANTILLONS D'ENTREE : D="; D
3650 PRINT : INPUT "INTRODUIRE LA PERIODE DU SIGNAL T="; T
3660 REM
3670 REM
3680 REM ----- ECHANTILLONNAGE -----
3690 REM
3700 TI=T*D
3710 KL=1 : IM=1
3720 I=1
3730 J=KL
3740 L(1)=1:L(2)=-1:L(3)=1:L(4)=1:L(5)=-1:L(6)=1:L(7)=-1:L(8)=-1
3750 IF I>8 THEN 3770
3760 GOTO 3780
3770 L(I)=-L(I-5)*L(I-2)
3780 IF L(I)=1 THEN 3810
3790 Y(J)=-1
3800 GOTO 3820
3810 Y(J)=1
3820 IF R$="0" OR R$="0" THEN 3840
3830 GOTO 3850
3840 T=1 : D=36/(C+1) : TI=36
3850 G(J)=Y(J)
3860 VIEW
3870 IF J<=N THEN 4430
3880 REM
3890 REM ----- TRACE DU SIGNAL D'ENTREE -----
3900 REM
3910 VIEW (170,0)-(630,120)
3920 WINDOW (-.1,-4)-(1.1,4)
3930 LINE (-.1,-4)-(1.1,4),,B
3940 LINE (-.04,0)-(1.05,0) : LINE (0,-2.6)-(0,3.6)
3950 LINE (0,3.6)-(.009#,3.15) : LINE (0,3.6)-(-.009#,3.15)
3960 LINE (1.05,0)-(1.02,-.15) : LINE (1.05,0)-(1.02,.15)
3970 LINE (-.008#,1.5)-(.007#,1.5)
3980 LINE (-.008#,-1.5)-(.007#,-1.5)
3990 LOCATE 3,24 : PRINT "1"
4000 LOCATE 6,23 : PRINT "-1"
4010 TR=TI
4020 RR=J-(IM-1)*TR
4030 LINE (RR/TR,0)-(RR/TR,Y(J-N)*1.5)
4040 VIEW
4050 VIEW (170,130)-(630,250)
4060 WINDOW (-.1,-4)-(1.1,4)
4070 LINE (-.1,-4)-(1.1,4),,B
4080 LINE (-.04,0)-(1.05,0) : LINE (0,-2.6)-(0,3.6)

```



```

4090 LINE (0,3.6)-(.009#,3.15) : LINE (0,3.6)-(.009#,3.15)
4100 LINE (1.05,0)-(1.02,-.15) : LINE (1.05,0)-(1.02,.15)
4110 LINE (-.008#,1.5)-(.007#,1.5)
4120 LINE (-.008#,-1.5)-(.007#,-1.5)
4130 LINE (RR/TR,0)-(RR/TR,X(J-N)*1.5)
4140 LOCATE 11,24 : PRINT "1"
4150 LOCATE 14,23 : PRINT "-1"
4160 REM
4170 REM                               CONVOLUTION
4180 REM <<<<<<<<<<<<<<<<<<<<<<    ET    >>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>
4190 REM                               TRACE DU SIGNAL DE SORTIE
4200 VIEW
4210 VIEW (170,380)-(630,260)
4220 WINDOW (-.1,-4)-(1.1,4)
4230 LINE (-.1,-4)-(1.1,4),,B
4240 LINE (-.04,0)-(1.05,0) : LINE (0,-2.6)-(0,3.6)
4250 LINE (0,3.6)-(.009#,3.15) : LINE (0,3.6)-(.009#,3.15)
4260 LINE (1.05,0)-(1.02,-.15) : LINE (1.05,0)-(1.02,.15)
4270 LINE (-.008#,1.5)-(.007#,1.5)
4280 LINE (-.008#,-1.5)-(.007#,-1.5)
4290 LOCATE 19,24 : PRINT "1"
4300 LOCATE 22,23 : PRINT "-1"
4310 G(J)=Y(J)+X(J)
4320 S=0
4330 FOR K=0 TO 2*M
4340 IF J<=K THEN U=0 : GOTO 4360
4350 U=G(J-K)
4360 S=S+H(K)*U
4370 NEXT K
4380 S(J)=S
4390 LINE (RR/TR,0)-(RR/TR,S(J)*1.5)
4400 LOCATE 5,11 : PRINT "ENTREE"
4410 LOCATE 13,11 : PRINT "BRUIT"
4420 LOCATE 21,11 : PRINT "SORTIE"
4430 J=J+1
4440 IF V=4 THEN 4520
4450 IF Y(J-1)=-1 THEN 4490
4460 IF J>KL+I-1 THEN 4480
4470 GOTO 3460
4480 KL=J
4490 IF J>KL+C*T-1 THEN 4510
4500 GOTO 3480
4510 KL=J : GOTO 4540
4520 IF J>KL+I-1 THEN 4540
4530 GOTO 3740
4540 I=I+1
4550 IF I<=D*IM THEN 4730
4560 IF R$(">"o" AND R$(">"o" THEN 4830
4570 IM=IM+1
4580 KL=J
4590 VIEW (0,0)-(165,350) : CLS

```

```

4600 LOCATE 8,1 : PRINT "si vous voulez"
4610 LOCATE 9,1 : PRINT "changer une ou"
4620 LOCATE 10,1 : PRINT "plusieurs données"
4630 LOCATE 11,1 : PRINT "tapez sur la touche"
4640 LOCATE 12,6 :PRINT "< C > ."
4650 LOCATE 16,1 :PRINT "pour continuer"
4660 LOCATE 17,1 :PRINT "tapez sur la touche"
4670 LOCATE 18,6 :PRINT "< B > ."
4680 IF INKEY$("<" THEN 4700
4690 GOTO 4860
4700 IF INKEY$(">" THEN 4680
4710 VIEW (0,0)-(165,350) : CLS
4720 GOTO 4750
4730 IF V=4 THEN KL=KL+1 : GOTO 3730
4740 GOTO 3450
4750 VIEW (216,15)-(594,59) : CLS
4760 VIEW (216,61)-(594,105) : CLS
4770 VIEW (216,131)-(594,189) : CLS
4780 VIEW (216,191)-(594,249) : CLS
4790 VIEW (216,261)-(594,319) : CLS
4800 VIEW (216,321)-(594,379) : CLS
4810 IF V=4 THEN 3730
4820 GOTO 3450
4830 LOCATE 12,1:PRINT"tapez sur une touche"
4840 LOCATE 13,1:PRINT" pour continuer"
4850 IF INKEY$="" THEN 4850
4860 VIEW
4870 CLS
4880 LOCATE 6,15 : PRINT "VOULEZ VOUS" : PRINT
4890 LOCATE 9,15 : PRINT"1- MODIFIER LA VALEUR DU RAPPORT SIGNAL/BRUIT S/N"
4900 LOCATE 11,15 : PRINT"2- CHANGER LA FREQUENCE DE COUPURE DU FILTRE"
4910 LOCATE 15,15 : PRINT"4- ARRETER"
4920 LOCATE 13,15 : PRINT"3- REVENIR AU MENU PRINCIPAL"
4930 LOCATE 18,23 : INPUT BS
4940 ON BS GOTO 2740,970,1060,4950
4950 END
4960 CLS
4970 REM
4980 REM ----- TRACE DE LA REPONSE FREQUENTIELLE -----
4990 REM
5000 CLS
5010 SCREEN 3
5020 VIEW (70,0)-(480,185)
5030 WINDOW (-.32,-.5)-(1.3,1.8)
5040 LINE (-.32,-.5)-(1.3,1.8),,B
5050 LINE (-.05,0)-(1.23,0) : LINE (0,-.15)-(0,1.6)
5060 LINE (0,1.6)-(.015,1.48) : LINE (0,1.6)-(-.015,1.48)
5070 LINE (1.23,0)-(1.185,-.039) : LINE (1.23,0)-(1.185,.042)
5080 LINE (1,.03)-(1,-.04)
5090 LINE (0,1)-(.012,1) : LINE (0,1)-(-.012,1)
5100 LOCATE 10,68 : PRINT "N ="; N

```



```

5110 LOCATE 11,68 : PRINT "ALPHA ="; ALPHA
5120 LOCATE 12,68 : PRINT "Fc ="; FC
5130 LOCATE 13,68 : PRINT "A ="; A
5140 LOCATE 14,68 : PRINT "Ta ="; P
5150 LOCATE 15,68 : PRINT "B ="; B
5160 LOCATE 16,68 : PRINT "Tp ="; Q
5170 FOR I=0 TO 49
5180 LINE (I/50,Y(I))-((I+1)/50,Y(I+1))
5190 NEXT I
5200 LINE (-.24,1.45 )-(-.24,1.6): LINE (-.077#,1.45)-(-.077#,1.6)
5210 LOCATE 2,13 : PRINT "H(f)"
5220 LOCATE 4,17 : PRINT "1"
5230 LOCATE 10,59 : PRINT "f"
5240 LOCATE 11,50 : PRINT "0.5"
5250 VIEW (70,210)-(480,395)
5260 WINDOW (-.32,-.5)-(1.3,1.55)
5270 LINE (-.32,-.5)-(1.3,1.55),,B
5280 LINE (-.05,0)-(1.23,0) : LINE (0,-.15)-(0,1.36)
5290 LINE (0,1.36)-(.015,1.23) : LINE (0,1.36)-(-.015,1.23)
5300 LINE (1.23,0)-(1.185,-.039) : LINE (1.23,0)-(1.185,.042)
5310 LOCATE 15,11 : PRINT "Arg H(f)"
5320 LOCATE 23,59 : PRINT "f"
5330 FOR I=0 TO 99
5340 LINE (I/110,P(I)/1.5)-((I+1)/110,P(I+1)/1.5)
5350 NEXT I
5360 REM LOCATE 16,30 : PRINT "réponse fréquentielle"
5370 IF INKEY$="" THEN 5370
5380 VIEW
5390 RETURN
5400 REM
5410 REM ----- TRACE DE LA REPONSE IMPULSIONNELLE -----
5420 REM
5430 CLS
5440 SCREEN 3
5450 VIEW (50,0)-(600,160)
5460 WINDOW (-.2,-1)-(2.2,2)
5470 LINE (-.2,-1)-(2.2,2),,B
5480 LINE (-.08,0)-(2.1,0) : LINE (1,-.5)-(1,1.35)
5490 LINE (1,1.35)-(1.016,1.22) : LINE (1,1.35)-(.984,1.22)
5500 LINE (2.1,0)-(2.06,-.03) : LINE (2.1,0)-(2.06,.04)
5510 LOCATE 6,72 : PRINT "t"
5520 LOCATE 2,40 : PRINT "h(t)"
5530 FOR I=0 TO 2*MM-1
5540 IF L(MM)<.5 THEN DD=1.8 ELSE DD=1.1
5550 LINE (I/MM,Y(I)*DD)-((I+1)/MM,Y(I+1)*DD)
5560 NEXT I
5570 VIEW
5580 VIEW (50,180)-(600,340)
5590 WINDOW (-.2,-1)-(2.2,2)
5600 LINE (-.2,-1)-(2.2,2),,B
5610 LINE (-.08,0)-(2.1,0) : LINE (1,-.5)-(1,1.4)

```



```
5620 LINE (1,1.4)-(1.016,1.27) : LINE (1,1.4)-( .984,1.27)
5630 LINE (2.1,0)-(2.06,-.03) : LINE (2.1,0)-(2.06,.04)
5640 LOCATE 13,40 : PRINT "h(k)"
5650 LOCATE 17,72 : PRINT "k"
5660 FOR I=0 TO 2*N
5670 IF H(N)<.5 THEN DD=1.8 ELSE DD=1.1
5680 LINE (I/N,0)-(I/N,H(I)*DD)
5690 CIRCLE (I/N,H(I)*DD),.008#
5700 NEXT I
5710 IF MN=1 THEN 5760
5720 IF MN=2 THEN 5780
5730 IF MN=3 THEN 5800
5740 LOCATE 23,5:PRINT"Réponse impulsionnelle du filtre avec distorsions d'ampli
tude et de phase"
5750 GOTO 5810
5760 LOCATE 23,18:PRINT"Réponse impulsionnelle d'un filtre passe-bas idéal"
5770 GOTO 5810
5780 LOCATE 23,11 :PRINT"Réponse impulsionnelle du filtre avec distorsions d'amp
litude"
5790 GOTO 5810
5800 LOCATE 23,12:PRINT"Réponse impulsionnelle du filtre avec distorsions de pha
se"
5810 VIEW
5820 IF INKEY$="" THEN 5820
5830 RETURN
```

R E F E R E N C E S

- [1] - A. AIT AKLI , "Simulation software de l'E.E.G" , Projet de fin d'études , Janvier 1987 .
- [2] - K. ARBENZ , " Transmission de l'information " , MASSON 1983 .
- [3] - Z. BARAN et al , " Podstawy transmisji danych " , WKIL , WARSZAWA , 1982 (en polonais) .
- [4] - M. BELLANGER , " Traitement numérique du signal " , MASSON 1984 .
- [5] - J. CLAVIER & M. NIQUIL & G. COFFINET & F. BEHR , "Théorie et technique de la transmission des données " , Tome I , MASSON 1977 .
- [6] - Ch.V.FEUVRIER , " La simulation des systèmes " , DUNOD 1971 .
- [7] - P. FONDANECHÉ , " Filtres numériques " , MASSON 1981 .
- [8] - P-G. FONTOLLIET , " Systèmes de télécommunications " , C.N.E.T et E.N.S.T , DUNOD .
- [9] - G. FOULARD , " Commande et régulation par ordinateur numérique " , MASSON 198 .
- [10] - M. JOINDOT , " Calcul du taux d'erreurs en modulation différentielle à quatre états de saut de phase sur un canal de transmission avec filtres de gauss ou de butterworth " , Annales de télécommunications , C.N.E.T , Tome 30 , N° II-12 , Nov - Dec 1975 .

- [11] - G. KAWAS-KALEH , " Communication numérique dans un canal dispersif " , E.N.S.T 1979 .
- [12] - M. KUNT , " Traitement numérique de signaux " , DUNOD 1981 .
- [13] - C. MACCHI & J.-P. JOUANNAUD & O. MACCI , " Récepteurs adaptatifs pour la transmission de données à grande vitesse " , Annales des télécommunications , G.N.E.T ; Tome 30 , N° 9-10 , Sept - Oct 1975 .
- [14] - C. MACCHI , " Téléinformatique : transport et traitement de l'information dans les réseaux et systèmes téléinformatiques " , C.N.E.T et E.N.S.T , DUNOD 1983 .
- [15] - A. SPATARU , " Théorie de la transmission de l'information " , Tome I , MASSON 1970 .
- [16] - DEPARTEMENT ELECTRONIQUE DE L'USTO , " Synthèse des filtres numériques " , 1987 .