

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE BLIDA

INSTITUT D'ELECTRONIQUE

THESE DE MAGISTER

SPECIALITE : ELECTRONIQUE

OPTION : COMMUNICATION

**ETUDE ET SIMULATION D'UN
MODEM 2400 BITS/S A BASE D'UN
MICROPROCESSEUR DE TRAITEMENT DE
SIGNAL**

PRESENTEE PAR : EL BEY MOUSSA

devant le jury :

PRESIDENT / - M^r. A. BENALLAL, Maitre de Conférences, U. Blida

RAPPORTEUR / - M^r. A. GUESSOUM, Maitre de Conférences, U. Blida

EXAMINATEURS /- M^r. A. FARAH, Maitre de Conférences, ENPA

/- M^r. M. BENYAHIA, Chargé de Cours, U. Blida

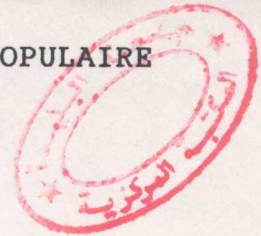
28 JUIN 1995

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE BLIDA

INSTITUT D'ELECTRONIQUE



THESE DE MAGISTER

SPECIALITE : ELECTRONIQUE

OPTION : COMMUNICATION

**ETUDE ET SIMULATION D'UN
MODEM 2400 BITS/S A BASE D'UN
MICROPROCESSEUR DE TRAITEMENT DE
SIGNAL**

PRESENTEE PAR : EL BEY MOUSSA

devant le jury :

PRESIDENT / - M^r. A. BENALLAL, Maitre de Conférences, U. Blida

RAPPORTEUR / - M^r. A. GUESSOUM, Maitre de Conférences, U. Blida

EXAMINATEURS /- M^r. A. FARAH, Maitre de Conférences, ENPA

/- M^r. M. BENYAHIA, Chargé de Cours, U. Blida

28 JUIN 1995

REMERCIEMENTS

Au terme de ce travail, qui a été réalisé au sein de l'Institut d'Electronique de l'Université de Blida, je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur ABDERZAK GUESSOUM, Phd, Maitre de conférence à l'Institut d'Electronique de Blida pour la direction de ce travail et pour les précieux conseils et encouragements qu'il n'a eu de cesse de prodiguer.

Je tiens à exprimer également ma reconnaissance à Monsieur Ahmed BENALLAL, Maitre de conférence, pour la présidence du jury.

J'adresse mes remerciements à Monsieur A. FARAH, Maitre de Conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, qui a bien voulu faire partie du Jury d'examen.

Je remercie également Monsieur Mohamed BENYAHIA, chargé de cours d'avoir accepté de faire partie du Jury.

Mes remerciements vont également à tous ceux qui ont contribué de quelque manière que ce soit à l'aboutissement de ce travail.

ETUDE ET SIMULATION D'UN MODEM DE TRANSMISSION
DE DONNEES BINAIRES A 2400 BITS/S A BASE D'UN
MICROPROCESSEUR DE TRAITEMENT DE SIGNAL

SOMMAIRE

INTRODUCTION

CHAPITRE I : ETUDE D'UN MODEM A MODULATION DE PHASE1

I - INTRODUCTION1

II- RAPPELS MATHEMATIQUES3

II-1. Modulation de phase3

II-1.1. Modulation cohérente3

II-1.2. Modulation incohérente4

II-1.3. Modulation de phase et démodulation
différentielle4

II-2. Démodulation5

II-2.1. Réception cohérente5

II-2.1.1. Modulation à deux états5

II-2.1.2. Modulation à quatre états6

II-2.2. Démodulation différentielle.....7

III- L'EMETTEUR9

III-1. Le modulateur10

III-1.1. Introduction10

III-1.2. Modulateur de phase à 4 états10

III-1.3. Modulateur différentiel de phase	
à 4 états12
III-2. Le filtre émission15
IV- LE RECEPTEUR17
IV-1. Le filtre de réception17
IV-2. Demodulateur18
IV-2.1. Introduction18
IV-2.2. Récepteur avec démodulation cohérente18
IV-2.3. Démodulation différentielle19
IV-2.3.1. Démodulation à 2 états19
IV-2.3.2. Démodulation à 4 états21
IV-2.3.3. Démodulation à 8 états24
V- LE CANAL DE TRANSMISSION25
V-1. Caractéristiques générales sur les	
lignes téléphoniques25
V-2. Défauts introduits par les lignes26
V-3. Corrections envisagées dans le cas d'un	
modem en modulation de phase27
V-3.1. Introduction27
V-3.2. Correction des affaiblissements28
V-3.3. Correction des interférences intersymboles	..29
VI- CONCLUSION30

CHAPITRE II : STRUCTURE GENERALE DU MODEM 2400 BITS/S

I- INTRODUCTION31
II- STRUCTURE GENERALE31
II-1. Introduction31
II-2. Les filtres numériques33

II-2.1. Introduction	33
II-2.2. Choix des filtres	33
II-2.2.1. Le filtre passe-bande	33
II-2.2.2. Le filtre passe-bas	34
II-3. Description d'un égaliseur de compromis.....	35
II-3.1. Principe de l'égalisation	35
II-3.1.1. Egaliseur d'amplitude	36
II-3.1.2. Egaliseur de temps de groupe	36
II-4. Commande automatique de gain	36
III- CONCLUSION	37

CHAPITRE III IMPLANTATION DU MODEM 2400 BITS/S SUR UN
MICROPROCESSEUR DE TRAITEMENT DU SIGNAL

I- INTRODUCTION	38
II- LE MICROPROCESSEUR TMS 32010	38
II-1. Architecture	38
II-1.1. Les mémoires de programme et de données..	39
II-1.1.1 La mémoire de programme.....	39
II-1.1.2 La mémoire de donnée.....	39
II-1.2 Les éléments arithmétiques.....	41
II-1.2.1 Unité arithmétique et logique (UAL)..	41
II-1.2.2 L'accumulateur.....	42
II-1.2.3 Le multiplieur.....	42
II-1.2.4 Les décaleurs.....	42
II-1.3 Les fonctions entrées et sorties.....	42
II-2. Instructions	43
II-2.1. Modes d'adressage	43
II-2.1.1. Mode d'adressage direct	43
II-2.1.2. Mode d'adressage indirect	43

II-2.1.3. Mode d'adressage immédiat	43
II-2.2. Formats d'adressages	44
II-2.2.1. Format d'adressage direct	44
II-2.2.2. Format d'adressage indirect	44
II-2.2.3. Format d'adressage immédiat	45
II-3. Mise en oeuvre	45
II-3.1. L'assembleur :ASM310	45
II-3.2. L'éditeur de liens : LIN310	45
II-3.3. Le simulateur :SIM310	46
III- IMPLANTATION DU MODEM 2400 BITS/S	
SUR LE TMS32010	46
III-1. Organisation matérielle	46
III-1.1. Structure générale	46
III-1.2. La génération d'une sinusoïde	47
III-1.3. Le transcodage	48
III-2 Le receptr	51
III-2.1. Structure générale	51
III-2.2. Choix des filtres	55
III-2.2.1. Le filtre passe-bande	55
III-2.2.2. Le filtre passe-bas	56
III-2.3. La cellule du second ordre	58
III-2.4. Le retard	61
III-2.5. Le démodulateur	63
III-2.6. La décision	65
III-2.7. La commande automatique de gain	65
III-3. Simulations	70
III-3.1 Résultats obtenus dans le domaine spectral..	70
III-3.2 Résultats obtenus dans le domaine temporel..	80
III-3.3 Evaluation du taux d'erreur.....	89

III-4. Implantation mémoire et temps d'exécution.....	89
III-5. Structure matérielle du modem.....	91
III-6. Conclusion	92
CONCLUSION	93
BIBLIOGRAPHIE	94
ANNEXES	96

RESUME

Ce mémoire traite de la conception de modems entièrement numériques à modulation de phase et la réalisation d'un modem 2400 bits/s suivant l'avis V26 ter du CCITT.

Ce genre de réalisation ne pouvait être basé sur des microprocesseurs classiques pour des raisons d'ordres technologiques : rapidité, précision des calculs, encombrement mémoire etc... L'avènement des microprocesseurs de traitement de signal offre des solutions intéressantes à ces problèmes et en même temps la réalisation de modems numériques devient aisément possible.

Notre étude nous a permis de concevoir un modem 2400 bits/s entièrement numérique implantable sur le microprocesseur TMS32010 spécialisé en traitement du signal.

Le simulateur software de ce dernier nous a permis d'effectuer la simulation du modulateur et du démodulateur et d'apprécier les performances du modem.

INTRODUCTION

Les transmissions de données numériques ont acquis une importance considérable ces dernières années. Elles constituent un service d'importance primordiale pour le développement de l'informatique dont l'essor conditionne le progrès économique d'un pays. L'apparition des microprocesseurs spécialisés en traitements du signal a fait accélérer de façon spectaculaire ce développement.

Aussi notre travail touche au domaine de transmissions de données. Son but est l'étude de modems en vue de leur réalisation numérique, à l'aide de microprocesseurs de traitement du signal. Le support de transmission utilisé est la ligne téléphonique du réseau commuté. Les raisons de ce choix résident dans le fait que la télé-informatique est présente actuellement dans les bureaux, administrations, commerces etc., il est donc intéressant de pouvoir utiliser les réseaux existants, en particulier le réseau téléphonique qui est très largement distribué.

L'essentiel de notre travail a porté sur l'étude des modems en modulation de phase, notamment celui décrit dans l'avis V26 ter du CCITT [11]. Les techniques numériques permettent la réalisation des fonctions de l'analogique et de programmer des algorithmes plus performants. Cependant, les réalisations numériques rencontraient des problèmes d'ordres technologiques tels la rapidité et la précision des calculs, l'encombrement, le coût... L'avènement des microprocesseurs de traitement du signal a conduit au développement de nouvelles méthodes plus performantes et mieux adaptées à ces nouveaux outils. Ainsi pour les modems faibles vitesses (jusqu'à 2400 bits/s) des microprocesseurs

classiques tels INTEL 8085 ou MOTOROLA 6800 étaient utilisés [18].

Pour les hautes vitesses (4800 bits/s et 9600 bits/s) les microprocesseurs utilisés sont généralement ceux de la famille TMS320 (tels le TMS320C25 et le TMS320C30) ou le NEC 7720 [7, 18]. Par ailleurs la famille des microprocesseurs IBM 386X comprend trois modems (IBM 3863, IBM 3864, IBM 3865) opérant à 2400 bits/s, 4800 bits/s et 9600 bits/s respectivement. Le modem 2400 bits/s basé sur le IBM 3863 utilise la modulation de phase à quatre états, avec une fréquence porteuse de 1800 hz et une rapidité de modulation de 1200 bauds [19].

Le modem qui fera l'objet de notre étude sera conforme à l'avis V26 ter du CCITT et ses principales caractéristiques sont:

Rapidité : 2400 bits/s

Type de transmission : synchrone

Support de transmission : ligne téléphonique

Mode : alternat sur le réseau commuté

Principe : Modulation différentielle de phase à 4 états

Codage : la solution de codage est la solution B

Dibit	Changement de phase solution B
0 0	45°
0 1	135°
1 1	225°
1 0	315°

Le flux de données à transmettre qui arrive à la vitesse de 2400 bits/s est divisé en paires de bits consécutives (dibits). Chaque dibit est codé sous la forme d'un changement de phase par rapport à la phase de l'élément de signal précédent. (Le chiffre de gauche du dibit est celui qui se présente le premier dans le train de données).

Le modulateur génère une porteuse dont la fréquence est fixée à 1800 hz, qui sera modulée par le signal binaire à transmettre. Le signal modulé ainsi obtenu sera échantillonné à la fréquence de 8000 hz; le choix de cette fréquence est dû au fait que le signal téléphonique occupe une bande de fréquence s'étendant entre 300 hz et 3400 hz environ et celle-ci est suffisante pour obtenir une bonne qualité de transmission.

Le premier chapitre porte sur l'étude de la modulation et la démodulation différentielles de phases à quatre états ainsi que sur le support de transmission des données qui est la ligne téléphonique.

Dans le deuxième chapitre nous présentons la structure générale du modem 2400 bits/s qui est l'objet du présent travail. Les différentes fonctions susceptibles d'être réalisées par programmation sont introduites par ce chapitre, telles les différents filtres numériques, l'égalisation et la commande automatique de gain .

Le troisième chapitre traite de l'implantation du modem sur le microprocesseur de traitement du signal, en l'occurrence le TMS32010 de la famille TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. Ainsi après présentation du microprocesseur, une réalisation numérique du modem est proposée et toutes les tâches qui peuvent être réalisées en numériques, sont confiées au microprocesseur. Ce chapitre termine par la présentation des résultats de la simulation effectuée au niveau de chaque fonction, telle la modulation, le filtrage passe-bande, la commande automatique de gain, la démodulation, le filtrage passe-bas et enfin la detection du signal émis.

CHAPITRE I

ETUDE D'UN MODEM A MODULATION DE PHASE

I- INTRODUCTION

Les supports utilisés pour la transmission de données présentent des défauts qui perturbent de diverses manières les signaux à transmettre. Dans notre cas, les données sont constituées par une suite binaire et leur adaptation au canal sera faite par l'émetteur. A la réception, la détection du signal émis est effectuée par le receptr. Le schéma général d'un système de communication est représenté sur la figure I.1.

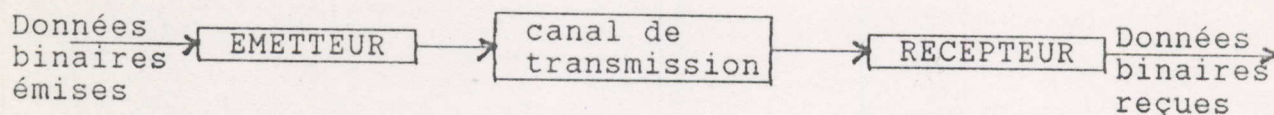


Figure I.1

Pour la transmission de données binaires sur le canal téléphonique, on utilise un appareil appelé MODEM jouant le rôle de convertisseur de signaux pour assurer les fonctions Emission-Réception [22].

- à l'émission, il réalise la conversion des données numériques à émettre en signaux électriques compatibles avec le support de transmission utilisé.

- à la réception, il réalise l'opération inverse et fournit à l'utilisateur des signaux numériques identiques aux signaux émis.

Le support de transmission peut parfois être assimilé à un filtre passe-bas, par exemple dans le cas d'une paire de fils métallique. Il est alors possible de lui appliquer directement les signaux à transmettre: c'est la transmission dite en bande de base. Mais pour les lignes téléphoniques du réseau commuté dont la bande de fréquence utilisable est en général inférieure à la bande théorique 300-3400 hz, le canal de

transmission ne peut être considéré comme un filtre passe-bas à cause des distorsions importantes qu'il cause aux basses fréquences. Dans ces conditions, la technique utilisée consiste à transmettre une onde porteuse modulée par le signal numérique en bande de base.

Il existe plusieurs types de modulations: la modulation d'amplitude, la modulation de fréquence, la modulation de phase, la modulation combinée d'amplitude et de phase. Dans ce chapitre nous allons nous intéresser plus particulièrement à la modulation de phase, qui est très utilisée pour les transmissions de données synchrones par modems à moyen débit (jusqu'à 4800 bits/s) car elle donne les meilleurs résultats pour un rapport signal/bruit donné [1, 3, 6].

Pour un rapport signal/bruit de 15 dB à l'entrée du récepteur, le taux d'erreur est de l'ordre de 10^{-6} [4]. La plupart des constructeurs considèrent que, dans le cas le plus défavorable, le rapport signal/bruit à l'entrée du récepteur est toujours supérieur à 20 dB [4].

Par ailleurs, la modulation de fréquence est le procédé le plus utilisé en transmission de données pour la transmission de signaux asynchrones; c'est-à-dire dont les transitions peuvent se produire à n'importe quel instant pourvu que l'intervalle entre deux transitions successives reste supérieur à l'inverse de la rapidité nominale.

Pour la transmission de signaux synchrones, les performances de la modulation de fréquence sont inférieures à celles des systèmes de modulation linéaire, son domaine d'application est donc limité aux rapidités de transmissions inférieures ou égales à 1800 bauds/s [22].

Après un rappel théorique de la modulation de phase, nous étudierons le schéma de principe de l'émetteur et quelques exemples de réalisations de modulateurs de phases à 4 états, ensuite nous présenterons les caractéristiques générales du canal de transmission, ainsi que les défauts introduits par ces lignes et les corrections associées. Nous étudierons ensuite les différentes structures du récepteur utilisées couramment en modulation de phase et en particulier celles utilisant la démodulation différentielle.

Cette étude va être menée en donnant des exemples de réalisations numériques, dans le cas particulier de l'avis V26 ter du CCITT (Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique) [11].

II- RAPPELS MATHÉMATIQUES

II-1. MODULATION DE PHASE :

Ce type de modulation consiste à moduler une fréquence porteuse f_0 par un signal binaire en associant une phase bien déterminée à chacun des différents états de la porteuse. Ainsi un modulateur à M états possédera M phases différentes.

Le choix optimal des phases qui minimise la probabilité d'erreur en présence de bruit gaussien est [4] :

$$\Phi_k = \Phi_1 + [2(k-1)/M] \pi \quad (\text{I.1})$$

c'est à dire que les M phases sont réparties sur un cercle et espacées de $2\pi/M$ [2, 17].

Le signal modulé est représenté par l'équation suivante:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X[kT, (k+1)T]. \cos(2\pi f_0 t + \Phi_k) \quad (\text{I.2})$$

où Φ^k : phase aléatoire

f_0 : fréquence porteuse du signal modulé

$1/T$: vitesse (rapidité) de modulation (en baud)

$X[KT, (K+1)T]$: fonction valant 1 si $t \in [KT, (K+1)T]$

En général, M est une puissance de 2 ($M=2^n$) et chacun des M états correspond à un mot de n éléments binaires.

On doit distinguer deux types de modulation: la modulation cohérente et la modulation non cohérente.

II-1.1. Modulation cohérente

On dit qu'une modulation est cohérente s'il existe un rapport entier entre la fréquence porteuse f_0 et la fréquence de rythme $1/T$, c'est à dire: $f_0.T = k$ (entier)

Pendant l'intervalle de temps de durée T, on peut avoir les M signaux possibles suivants:

$$s_0(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \Phi)$$

$$s_1(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \Phi + \alpha)$$

.

.

$$s_{M-1}(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \Phi + (M-1)\alpha)$$

$$\text{avec } t \in [0, T]$$

M étant le nombre d'états de la modulation

$$\alpha = 2\pi/M$$

La modulation cohérente n'a pas beaucoup d'intérêt car la cohérence est difficile à conserver dans les systèmes de transmissions numériques sur onde porteuse à fréquence élevée.

II-1.2. Modulation incohérente

Dans ce cas, il n'y a aucune relation entre la fréquence f et la fréquence de rythme $1/T$.

Sur l'intervalle $[nT, (n+1)T]$, le signal a pour valeur

$$s_k(t) = A \cos(2\pi f_0 t + k\alpha + \Phi) \quad (I.3)$$

$$\text{avec } \alpha = 2\pi/M$$

Φ : variable aléatoire équirépartie sur $[0, 2\pi]$

Dans la pratique on se limite toujours à utiliser la modulation incohérente de phase. Mais une limitation intervient très vite sur la valeur de M , à cause du bruit. En effet pour séparer les M valeurs à la réception, il faut à taux d'erreur donné, un rapport signal sur bruit d'autant plus élevé que M est grand. Pour cette raison on se limite aux modulations à 2, 4 et 8 états de phase.

II-1.3. Modulation de phase (PSK) et modulation différentielle de phase (DPSK)

Dans la modulation de phase, on associe à un état du signal binaire un état de phase de la porteuse tandis qu'en modulation différentielle de phase, on associe à un état du signal un saut de phase de la porteuse [3].

A la réception, la modulation de phase nécessite une opération plus

complexe pour récupérer l'information parce qu'il est nécessaire de connaître la porteuse. Par contre avec une modulation différentielle la connaissance du signal modulé pendant la période baud précédente suffit pour retrouver l'information [22].

II-2. DEMODULATION

Nous allons considérer les performances du récepteur en présence de bruit blanc gaussien, de densité spectrale $N_0/2$. En pratique, le bruit blanc n'existe pas, mais l'on rencontre des bruits quasi-blancs lorsque le temps de corrélation est très faible devant la période T du signal [4].

Il faut distinguer deux cas :

- la réception cohérente
- la démodulation différentielle

Dans le premier cas, le récepteur connaît les M signaux susceptibles d'être reçus, ce qui nécessite la récupération de la porteuse à la réception. Par contre, la démodulation différentielle permet d'éviter ce problème de récupération de la porteuse. Cette dernière méthode sera étudiée plus en détail parce qu'elle sera utilisée dans notre application.

II-2-1 : La réception cohérente :

En supposant les M signaux équiprobables, le récepteur décide que le signal émis est celui qui maximise la fonction [4] :

$$W_k = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t) \cdot s_k(t) \cdot dt - E_k / N_0 \quad (I.4)$$

avec $x(t)$ signal reçu ; $s_k(t)$: l'un des M signaux possibles
 E_k : l'énergie du signal et $N_0/2$ la densité spectrale du bruit.

II-2-1-1 : Modulation à 2 états:

Les signaux qui peuvent être reçus sont décrits par les deux équations suivantes:

$$s_0(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi) \quad (\text{I.5})$$

$$s_1(t) = -A \cos(2\pi f_0 t + \phi) \quad (\text{I.6})$$

En posant $A = \sqrt{2E/T}$, la probabilité d'erreur est donnée par la relation :

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \int_0^{\infty} \frac{e^{-(x/N)} dx}{\sqrt{E}} \quad (\text{I.7})$$

c'est-à-dire
$$P_e = \frac{1}{2} (1 - \operatorname{erf} \sqrt{E/N_0}) \quad (\text{I.8})$$

où
$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-u^2} du \approx 1 - \frac{e^{-x^2}}{x\sqrt{\pi}} \quad \text{si } x \gg 1$$

II-2-1-2 : Modulation à 4 états :

Le signal reçu est de la forme:

$$s_k(t) = \sqrt{2E/T} \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi + k\pi/2) \quad (\text{I.9})$$

avec $k \in \{0, 1, 2, 3\}$

La probabilité d'erreur est donnée par la relation:

$$P_e = 1 - (1/4) \cdot (1 + \operatorname{erf} \sqrt{E/2N_0})^2 \quad (\text{I.10})$$

si on suppose que E/N_0 élevé, c'est-à-dire $\operatorname{erf} \sqrt{E/2N_0}$ très proche de 1

on a
$$P_e \approx 1 - (1/4) \cdot (2 - \epsilon)^2 \quad \text{avec } \epsilon \gg 1$$

d'où $P_e \approx \epsilon$, c'est-à-dire $P_e = 1 - \operatorname{erf} \sqrt{E/2N_0}$.

Comme la modulation à 4 états nécessite la séparation du train de données incident en deux trains binaires, les probabilités d'erreurs

sur chaque élément binaire sont égales et valent :

$$P_e = (1/2) \cdot (1 - \operatorname{erf} \sqrt{E/2N_0}) \quad (\text{I.11})$$

En comparant les expressions (I.11) et (I.8), on remarque qu'il faut un rapport signal/bruit supérieur de 3 dB en modulation à 4 états pour obtenir la même probabilité d'erreur.

II.2.2 Demodulation différentielle:

La probabilité d'erreur due au bruit s'exprime en fonction du rapport E/N_0 de l'énergie par élément binaire à la densité spectrale de bruit.

Dans le cas de la modulation à deux états avec démodulation différentielle, la valeur de la probabilité d'erreur est [20,21] :

$$P_e \approx \frac{1}{2} e^{-E/N_0}$$

Dans le cas de la modulation à quatre états, on calcule la probabilité d'erreur sur les trains binaires par :

$$P_e = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{-\left(\frac{E/2N_0}{1 - (\sqrt{2}/2)\sin 2u}\right)} du \quad (\text{I.12})$$

E: énergie du signal reçu.

$N_0/2$: densité spectrale du bruit.

La figure I.2 représente les courbes donnant la probabilité d'erreur en fonction de E/N_0 en démodulation différentielle à deux états et à quatre états ainsi qu'en réception cohérente. Cette dernière est meilleure à nombre d'états égal. On constate aussi que pour une valeur donnée du rapport signal/bruit et pour un type donné de modulation, le taux d'erreur augmente avec le passage de deux à quatre états ce qui est bien compréhensible.

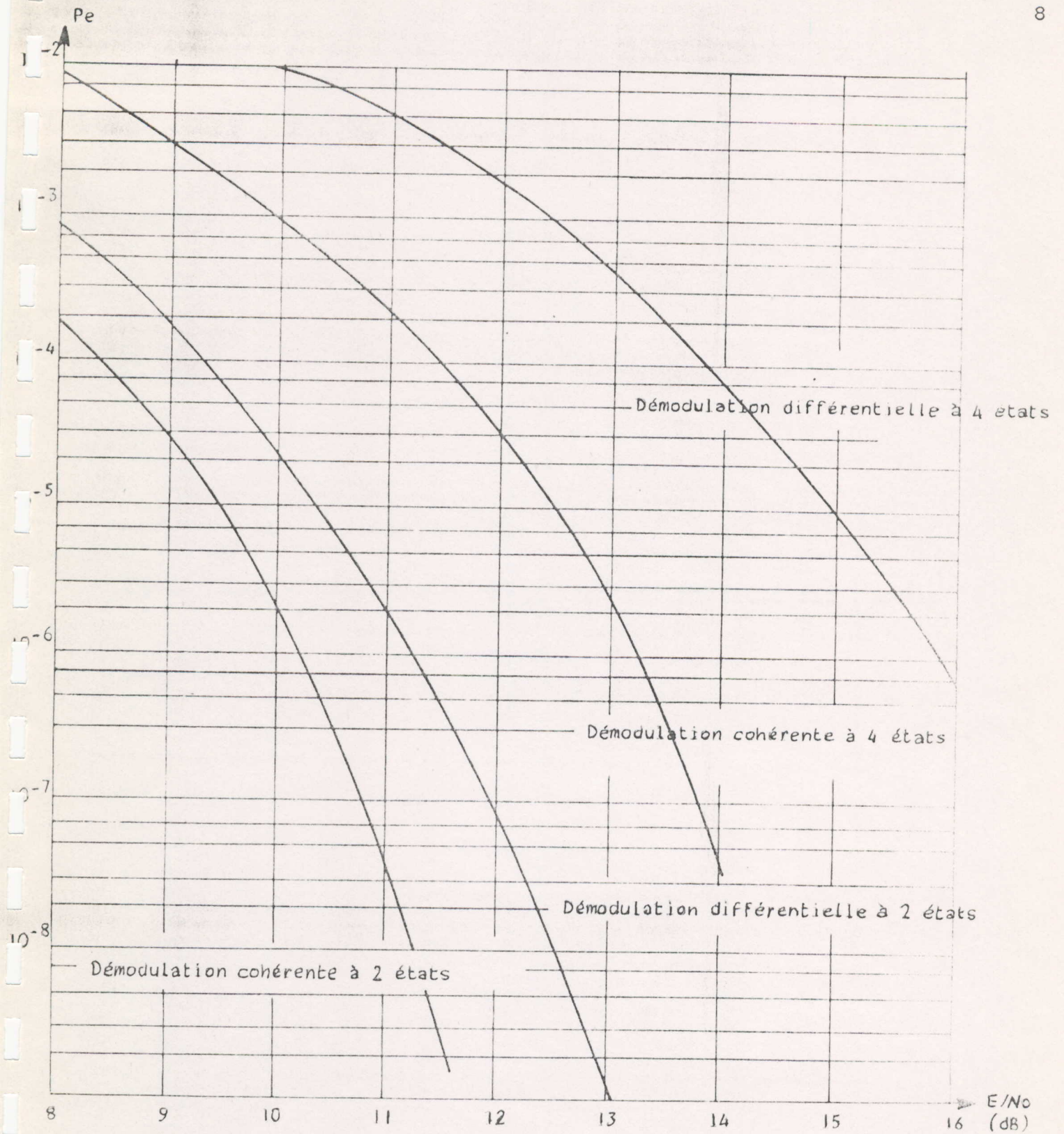


Figure I.2

Le tableau I.1 donne la valeur en dB du rapport signal/bruit nécessaire pour obtenir un taux d'erreur donné [6].

Valeur du taux d'erreur	P r o c é d é			
	cohérente à 2 états	cohérente à 4 états	différen- -tielle à 2 états	différen- -tielle à 4 états
10^{-5}	9,4	12,4	10,3	15
10^{-6}	10,1	13,1	11,2	15,8
10^{-7}	10,6	13,6	12,3	16,6

Tableau I.1

On note que la modulation cohérente à quatre états nécessite rigoureusement, à taux d'erreur fixé, un rapport S/B plus élevé de 3 dB que dans le cas de la même modulation à deux états. Il en découle que le champ d'application des différents procédés est que les liaisons avec les satellites, pour lesquelles un gain de quelques dixièmes de dB est très important, utilisent la modulation cohérente à deux états. Dans le cas des systèmes terrestres, une plus grande simplicité du démodulateur et la possibilité de doubler le débit numérique, conduisent à l'emploi de la modulation différentielle à quatre états, car il est possible de disposer en plus de puissance nécessaire [6].

Il existe des démodulateurs différentiels de phase qui combinent les avantages des démodulateurs cohérent et non cohérent en utilisant une technique de démodulation qui ne nécessite pas la régénération de la porteuse mais réalise une estimation instantanée de la porteuse. La structure d'un tel démodulateur s'apparente à celle d'un démodulateur cohérent typique d'où le nom de "démodulateur pseudo-cohérent" [21].

III- EMETTEUR

L'émetteur se compose principalement d'un modulateur et d'un filtre émission; sa structure est représentée sur la figure I.3.

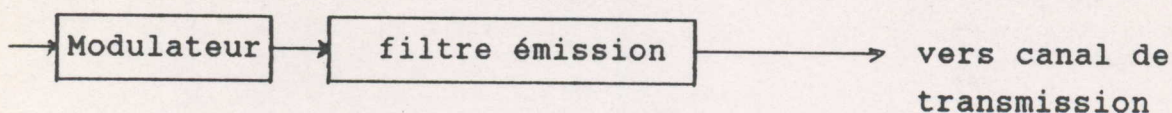


Figure I.3

III-1 LE MODULATEUR

III-1.1 Introduction

Il existe plusieurs méthodes de réalisations pratiques de modulateurs de phases. Nous nous limiterons au modulateur à 4 états de phase car il est utilisé pour les transmissions de données à 2400 bits/s sur les lignes téléphoniques.

Nous présentons d'abord la mise en oeuvre en modulation de phase (PSK) et ensuite nous montrerons plus en détails les réalisations en modulation différentielle de phase (DPSK).

III-1.2 Modulateur de phase à 4 états

La réalisation pratique est simple dans son principe (figure I.4).

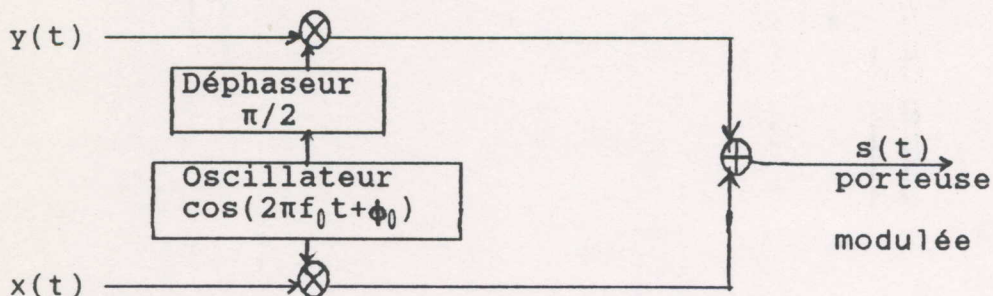


Figure I.4

Les éléments binaires (bits) sont regroupés par deux à l'entrée du modulateur et on établit une correspondance entre chaque dibit de durée $2T$ et la valeur de la phase. Les 4 états de phase sont représentés par $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ et $7\pi/4$, la correspondance en est la suivante (tableau I.2):

dibit (A,B)	porteuse modulée
1 1	$s(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi_0 + \pi/4)$
0 1	$s(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi_0 + 3\pi/4)$
0 0	$s(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi_0 + 5\pi/4)$
1 0	$s(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi_0 + 7\pi/4)$

Tableau I.2

Les trains numériques A et B sont appliqués à deux multiplieurs alimentés par deux porteuses de même fréquence déphasées de $\pi/2$; le signal obtenu est :

$$s(t) = x(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi_0) - y(t) \cdot \sin(2\pi f_0 t + \phi_0) \quad (\text{I.13})$$

ou d'une autre manière :

$$s(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi_0 + \phi(t)) \quad (\text{I.14})$$

où f_0 : est la fréquence porteuse

ϕ_0 : est la phase de l'oscillateur à l'origine.

Ainsi à un mot de deux éléments binaires (A,B), on associe une valeur du couple $(x(t), y(t))$ qui lui-même détermine une valeur $\phi(t)$ de la phase. La correspondance entre $\phi(t)$ et ces couples de valeurs est donnée par le tableau I.3.

Dibit (A,B)	(x(t), y(t))	Phase $\phi(t)$
1 1	1 1	$\pi/4$
0 1	-1 1	$3\pi/4$
0 0	-1 -1	$5\pi/4$
1 0	1 -1	$7\pi/4$

Tableau I.3

III-1.3. Modulateur différentiel de phase à 4 états

Le train de données à transmettre est divisé en paires de bits consécutives; chaque dibit est codé sous forme d'un changement de phase par rapport à la phase précédente de la porteuse.

Deux possibilités de codages sont préconisées par le CCITT [11] et sont indiquées dans le tableau I.4 :

Dibit (A, B)	Solution A	Solution B
0 0	0	$\pi/4$
0 1	$\pi/2$	$3\pi/4$
1 1	π	$5\pi/4$
1 0	$3\pi/2$	$7\pi/4$

Tableau I.4

Le signal modulé se compose de morceaux de porteuse de fréquence f_0 et de durée $2T$ représentant entre-eux des discontinuités de phase $\Delta\phi$. On dispose de 4 valeurs de $\Delta\phi$ qui permettent un débit numérique de $2/T$ bits/s ($1/T$: rapidité de modulation).

L'utilisation de ce type de modulation dans un modem où la rapidité de modulation est de 1200 bauds permet un débit numérique de 2400 bits/s. Le schéma du modulateur est donné par la figure I.5. Le train de données incident est d'abord séparé en deux trains A et B puis l'étage suivant effectue le transcodage à l'instant n . A l'initialisation du transcodeur, on fixe $X_0 = 1$ et $Y_0 = 0$ pour générer $\sin(2\pi f_0 t)$ pendant la première période baud. Le signal modulé est représenté par l'équation :

$$s(t) = X_n \sin(2\pi f_0 t) + Y_n \cos(2\pi f_0 t) \quad (I.15)$$

Les signaux $\sin(2\pi f_0 t)$ et $\cos(2\pi f_0 t)$ peuvent être produits de deux manières différentes:

- soit à l'aide d'échantillons précalculés
- soit à l'aide de filtres numériques

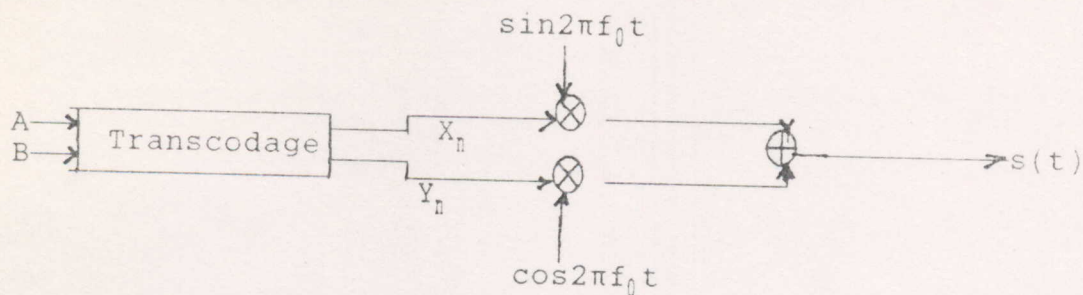


Figure I.5

La première méthode consiste à générer les sinusoides par consultation de tables numériques préalablement stockées en mémoire de façon à réduire les calculs. Le nombre d'échantillons nécessaires pour générer la fréquence f_0 est fonction de la fréquence d'échantillonnage.

La deuxième méthode [16, 4] consiste à générer les sinusoides à l'aide d'un filtre numérique dont l'équation de récurrence est la suivante :

$$x(kT) = 2 \cos(2\pi f_0 T) \cdot x[(k-1)T] - x[(k-2)T] \quad (\text{I.16})$$

Avec T période d'échantillonnage

En initialisant $x(0) = 0$ et $x(T) = \sin(2\pi f_0 T)$

on obtient :

$$x(t) = \sin(2\pi f_0 t)$$

et avec $x(0) = 0$ et $x(T) = \cos(2\pi f_0 T)$

on obtient :

$$x(t) = \cos(2\pi f_0 t).$$

Cette méthode nécessite le stockage en mémoire des deux échantillons précédemment calculés $x[(k-1)T]$ et $x[(k-2)T]$ à chaque instant d'échantillonnage. Une méthode dérivée de cette dernière nécessite le stockage du seul échantillon $x[(k-1)T]$ [16].

En considérant que l'instant $kT = (k-1)T + T$ on peut écrire :

$$x(kT) = \sin[2\pi f_0 kT] = \sin[2\pi f_0 (k-1)T + T] \quad (\text{I.17})$$

$$= \sin(2\pi f_0 (k-1)T) \cdot \cos(2\pi f_0 T) + \cos(2\pi f_0 (k-1)T) \cdot \sin(2\pi f_0 T)$$

$$y(kT) = \cos(2\pi f_0 kT) = \cos[2\pi f_0 (k-1)T + T] \quad (\text{I.18})$$

$$= \cos(2\pi f_0 (k-1)T) \cdot \cos(2\pi f_0 T) - \sin(2\pi f_0 (k-1)T) \cdot \sin(2\pi f_0 T)$$

Comme $x((k-1)T) = \sin(2\pi f_0(k-1)T)$

et $y((k-1)T) = \cos(2\pi f_0(k-1)T)$

On obtient :

$$x(kT) = \cos(2\pi f_0 T) \cdot x((k-1)T) + \sin(2\pi f_0 T) \cdot y((k-1)T) \quad (I.19)$$

$$y(kT) = \cos(2\pi f_0 T) \cdot y((k-1)T) - \sin(2\pi f_0 T) \cdot x((k-1)T) \quad (I.20)$$

Les termes $\cos(2\pi f_0 T)$ et $\sin(2\pi f_0 T)$ sont constants et fixés en fonction de la fréquence porteuse f_0 et de la fréquence d'échantillonnage $1/T$ du modulateur.

La fonction de transcodage permet de modifier la phase de la porteuse en fonction du débit reçu. Pour obtenir les équations de transcodage, considérons la sortie $s(t)$ à l'instant $t = (k-1)T$ et à l'instant $t = kT$. On peut écrire conformément à la relation I.6

$$\begin{aligned} s((k-1)T) &= \sin[2\pi f_0(k-1)T + \phi_{k-1}] \\ &= X_{n-1} \sin[2\pi f_0(k-1)T] + Y_{n-1} \cos[2\pi f_0(k-1)T] \end{aligned} \quad (I.21)$$

$$\begin{aligned} s(kT) &= \sin[2\pi f_0 kT + \phi_{k-1} + \Delta\phi_k] \\ &= X_n \sin(2\pi f_0 kT) + Y_n \cos(2\pi f_0 kT) \end{aligned} \quad (I.22)$$

On peut également écrire :

$$\begin{aligned} \sin[2\pi f_0(k-1)T] &= \\ &= \sin(2\pi f_0 kT) \cdot \cos(2\pi f_0 T) - \sin(2\pi f_0 T) \cdot \cos(2\pi f_0 kT) \end{aligned} \quad (I.23)$$

$$\begin{aligned} \cos[2\pi f_0(k-1)T] &= \\ &= \cos(2\pi f_0 kT) \cdot \cos(2\pi f_0 T) + \sin(2\pi f_0 T) \cdot \sin(2\pi f_0 kT) \end{aligned} \quad (I.24)$$

Le développement de l'équation I.12 donne

$$\begin{aligned} \sin(2\pi f_0 kT + \phi_k) \cdot \cos(2\pi f_0 T) - \cos(2\pi f_0 kT + \phi_k) \cdot \sin(2\pi f_0 T) = \\ \cos(2\pi f_0 T) \cdot [X_{n-1} \sin(2\pi f_0 kT) + Y_{n-1} \cos(2\pi f_0 kT)] + \\ \sin(2\pi f_0 T) [-X_{n-1} \cos(2\pi f_0 kT) + Y_{n-1} \sin(2\pi f_0 kT)] \end{aligned} \quad (I.25)$$

Par identification, on obtient:

$$\sin(2\pi f_0 kT + \phi_k) = X_{n-1} \sin(2\pi f_0 kT) + Y_{n-1} \cos(2\pi f_0 kT) \quad (I.26)$$

$$\cos(2\pi f_0 kT + \phi_k) = X_{n-1} \cos(2\pi f_0 kT) - Y_{n-1} \sin(2\pi f_0 kT) \quad (I.27)$$

En développant $s(kT)$, on obtient:

$$\begin{aligned} s(kT) &= \\ &\sin(2\pi f_0 kT + \phi_{k-1}) \cdot \cos(\Delta\phi_k) + \cos(2\pi f_0 kT + \phi_{k-1}) \cdot \sin(\Delta\phi_k) \\ s(kT) &= X_n \sin(2\pi f_0 kT) + Y_n \cos(2\pi f_0 kT) \end{aligned} \quad (I.28)$$

Compte tenu des équations I.17 et I.18, $s(kT)$ s'écrit :

$$\begin{aligned} s(kT) &= \sin(2\pi f_0 kT) [\cos(\Delta\phi_k) \cdot X_{n-1} - \sin(\Delta\phi_k) \cdot Y_{n-1}] + \\ &\cos(2\pi f_0 kT) [\sin(\Delta\phi_k) \cdot X_{n-1} + \cos(\Delta\phi_k) \cdot Y_{n-1}] \end{aligned} \quad (I.29)$$

Par identification, on obtient les équations de transcodage

$$X_n = \cos(\Delta\phi_k) \cdot X_{n-1} - \sin(\Delta\phi_k) \cdot Y_{n-1} \quad (I.30)$$

$$Y_n = \sin(\Delta\phi_k) \cdot X_{n-1} + \cos(\Delta\phi_k) \cdot Y_{n-1} \quad (I.31)$$

$\Delta\phi$ prend les valeurs $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ et $7\pi/4$.

La simulation de cette méthode de modulation différentielle à 4 états est résumée dans l'organigramme de la figure I.6.

III.2. LE FILTRE EMISSION

Le signal binaire issu du modulateur est appliqué à un convertisseur Numérique-Analogique pour pouvoir le transmettre sur le canal de transmission. Cependant, l'utilisation d'un tel convertisseur provoque un étalement de spectre du signal; d'où la nécessité d'utiliser un filtre émission passe-bas ou passe-bande de type analogique afin d'adapter le signal au canal de transmission qui est dans notre cas la ligne téléphonique.

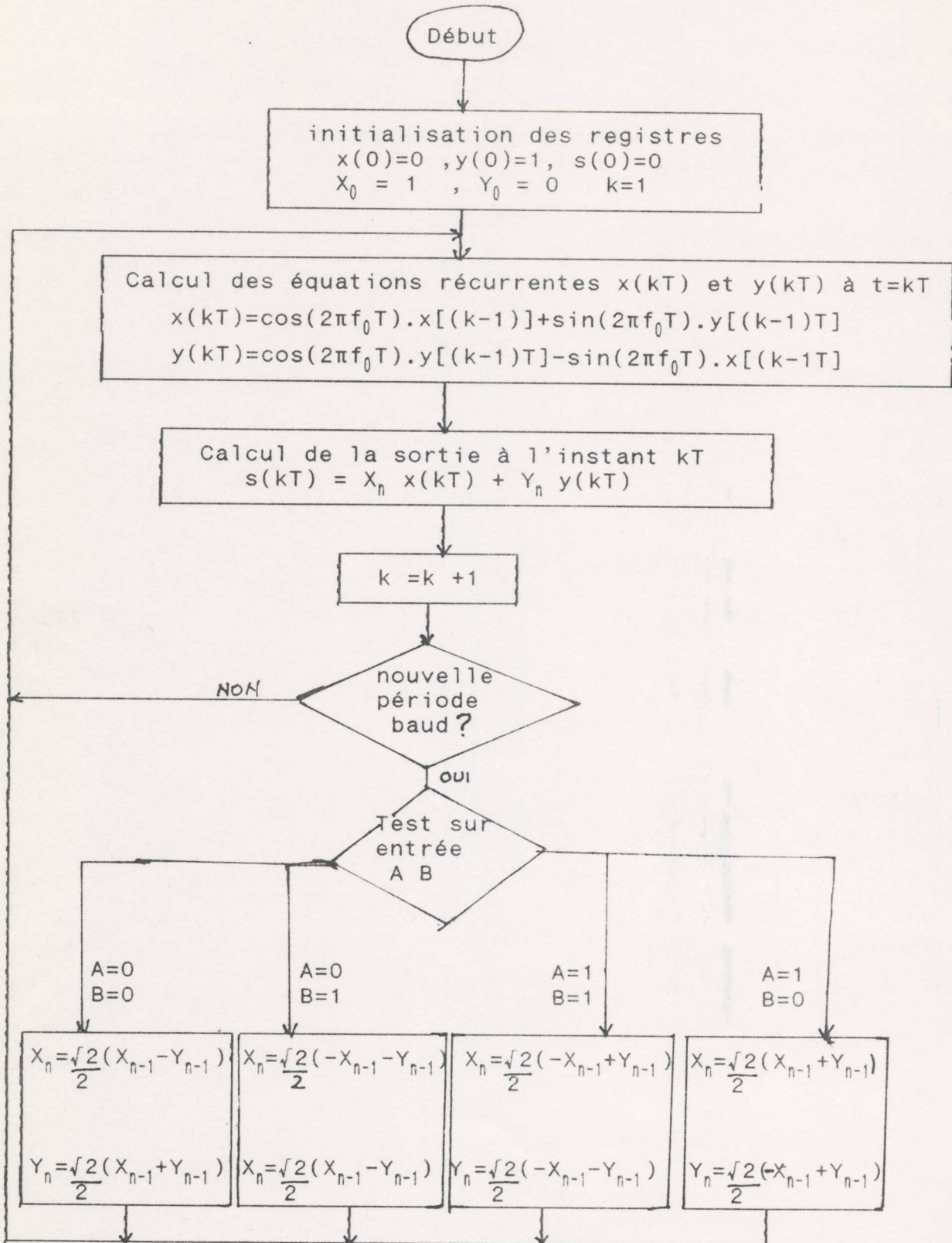


Figure I.6

IV- LE RECEPTEUR

Le recepneur est constitué d'un filtre de reception et d'un demodulateur (figure I.7).

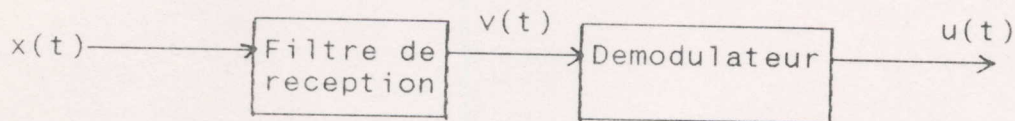


Figure I.7

IV-1. LE FILTRE DE RECEPTION

Le signal à l'entrée du recepneur est, en général perturbé par les défauts introduits par le canal de transmission et en particulier par le bruit additif. Il en résulte que le spectre du signal à l'entrée du recepneur est beaucoup plus large que celui du signal utile. On utilise pour cela un filtre passe-bande à l'entrée du récepneur pour éliminer les composantes qui sont en dehors de la bande du signal. Le signal reçu est du type analogique et le filtre passe bande est généralement numérique dans une réalisation numérique. Le phénomène de repliement du spectre du signal analogique provoqué par l'échantillonnage du signal à la sortie du canal, impose l'utilisation d'un filtre anti-repli de type analogique qui limite le spectre du signal à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. En conséquence, le filtre de réception est constitué alors de deux parties dans une réalisation numérique (figure I.8).

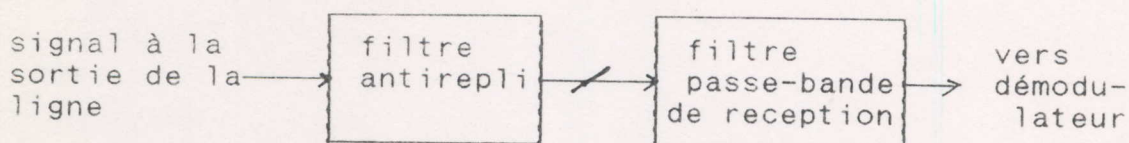


Figure I.8

IV-2. DEMODULATEUR

IV-2.1. Introduction

Nous avons vu qu'il existe deux méthodes de démodulation (paragraphe II.2, chapitre I): la demodulation cohérente et la démodulation différentielle. La première possède une meilleure résistance au bruit [6], mais elle nécessite la récupération de la porteuse à la réception, ce qui la rend plus difficile à réaliser que la démodulation différentielle. La deuxième méthode est de réalisation numérique simple car elle repose sur le principe de la multiplication du signal incident par lui-même; c'est la raison pour laquelle nous allons la développer plus longuement, particulièrement la démodulation différentielle à 4 états, utilisée pour les transmissions à 2400 bits.

IV-2.2. Recepteur avec demodulation cohérente

Le schéma de principe d'un démodulateur à 4 états est donné par la figure I.9. La porteuse modulée a pour valeur :

$$s(t) = \sum A.X [kT, (k+1)T]. \cos(2\pi f_0 t + \phi_k) \quad (I.32)$$

La valeur du signal de référence doit être :

$$s_0(t) = A. \cos(2\pi f_0 t + \beta) \quad (I.33)$$

La porteuse modulée est appliquée à deux multiplieurs dont l'un est alimenté par le signal de référence et l'autre par ce même signal déphasé de $\Pi/2$. Les deux produits après filtrage passe-bas des termes en $2f$ fournissent les tensions:

$$s_1 = (A^2/2) \cos \phi_k \quad (I.34)$$

$$s_2 = (A^2/2) \sin \phi_k \quad (I.35)$$

En se reportant au schéma de la modulation à l'émission (tableau I.2), on constate que le signe de $\cos \phi_k$ (respectivement $\sin \phi_k$) caractérise le train A (respectivement le train B).

$$\cos \phi_k > 0 \longrightarrow A=1$$

$$\cos \phi_k < 0 \longrightarrow A=0$$

$$\sin \phi_k > 0 \longrightarrow B=1$$

$$\sin \phi_k < 0 \longrightarrow B=0$$

On obtient donc directement les deux trains numériques incidents A et B en sortie des deux demodulateurs. On remarque que pour ce type de démodulation, la difficulté réside dans la récupération du signal de référence.

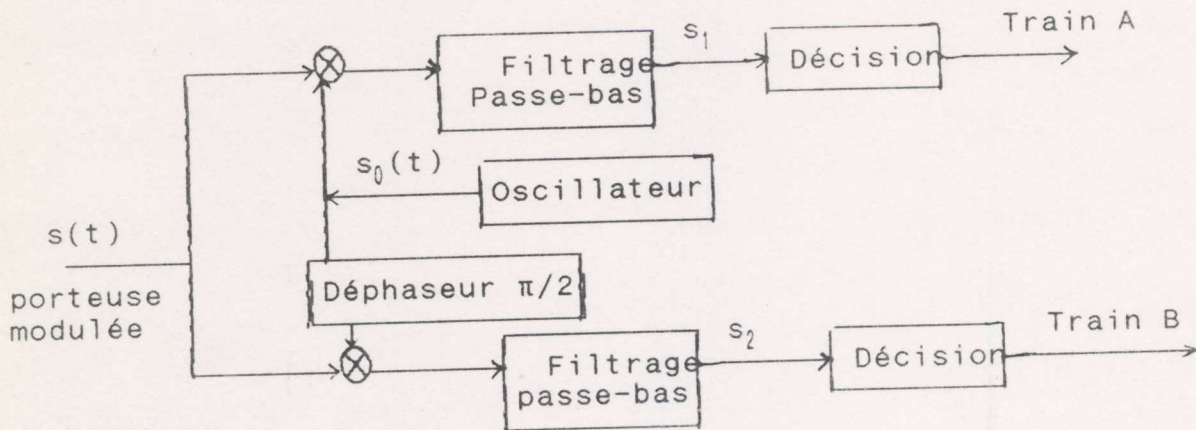


Figure I.9

IV-2.3. Démodulation différentielle

La démodulation différentielle consiste à déterminer la différence de phase du signal modulé entre deux instants consécutifs. On étudiera la structure des démodulateurs à 2, 4 et 8 états.

IV-2.3.1 Démodulation à deux états :

Le signal reçu $s(t)$ (figure I.10) par le démodulateur est de la forme:

$$s(t) = \sum X[kT, (k+1)T] \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi_k) + b(t) \quad (I.36)$$

avec ϕ = phase aléatoire équirépartie sur $[0, 2\pi]$.
 f = fréquence du signal modulé
 $b(t)$ = bruit blanc à bande limitée étroite
 $X[kT, (k+1)T]$ fonction valant 1 pour $t \in [kT, (k+1)T]$
 (Cette fonction sera notée pour la suite X_k)

Le saut de phase est déterminé par l'équation suivante

$$\phi_{k+1} = \phi_k + \Delta\phi_{k+1} \quad (I.37)$$

$\Delta\phi_{k+1}$ est égal à 0 ou π entre les éléments de signal k et $k+1$
 Pour démoduler, on multiplie le signal reçu par lui-même retardé de T , T étant la durée d'un élément de signal.

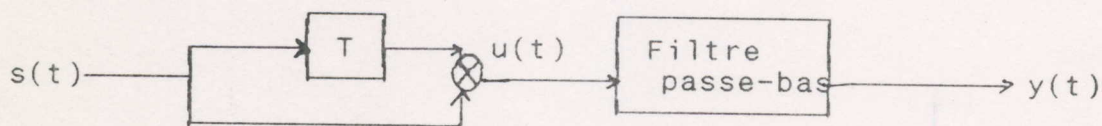


Figure I.10

Le signal $u(t)$ aura pour expression, compte-tenu de l'équation I.2 :

$$u(t) = \sum_k X_k \cos(2\pi f_0 t + \phi_k) \cdot \cos(2\pi f_0 (t-T) + \phi_{k-1}) \quad (I.38)$$

Le filtrage passe-bas donne, en sortie, le signal:

$$y(t) = (1/2) \sum X_k \cos(\Delta\phi_k - 2\pi f_0 T) \quad (I.39)$$

Ce signal contient l'information du saut de phase .
 Si on a $2\pi f_0 T = 2n\pi$ (n :entier), on peut écrire:

$$y(t) = (1/2) \sum X_k \cos\Delta\phi_k . \quad (I.40)$$

Par conséquent, le signe de $\cos(\Delta\phi_k)$ permet de retrouver, en l'absence de bruit le symbole émis. Le tableau I.5 montre que $y(t)$ détermine par son signe la valeur du symbole émis.

A	$\Delta\phi$	$y(t)$
0	0	+
1	π	-

Tableau I.5

IV-2.3.2. Demodulation à quatre états

La demodulation à 4 états (figure I.11) effectue deux fois l'opération multiplier le signal par lui-même retardé de T , T étant la durée d'un élément de signal. On utilise la correspondance éléments binaires-sauts de phase de la solution B du CCITT [11].

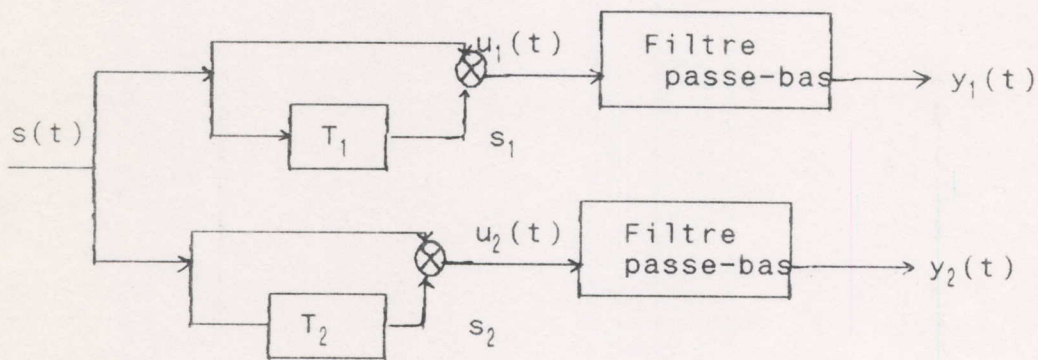


Figure I.11

Le signal reçu par le démodulateur est de la forme :

$$s(t) = \sum X[kT, (k+1)T]. \cos(2\pi f_0 t + \phi_k) + b(t) \quad (\text{I.41})$$

Le saut de phase est déterminé par l'équation :

$$\phi_{k+1} = \phi_k + \Delta\phi_{k+1} \quad (\text{I.42})$$

$s_1(t)$ est le signal $s(t)$ retardé de T_1 et $s_2(t)$ est le signal retardé de T_2 . Les deux retards T_1 et T_2 devront être choisis de façon qu'ils encadrent la valeur T ($1/T$ est le rythme de modulation) et telle que l'inégalité suivante $T_1 < T < T_2$ soit vérifiée. Ils doivent aussi satisfaire les équations suivantes:

$$2\pi f_0 T_1 = n(\pi/2) \quad (\text{I.43})$$

$$2\pi f_0 T_2 = (n+1)(\pi/2) \quad \text{avec } n \text{ entier} \quad (\text{I.44})$$

Le mécanisme de la démodulation est le suivant: on considère l'élément de signal (en l'absence de bruit) incident

$$X_k \cos(2\pi f_0 t + \phi_k)$$

Pendant l'intervalle de temps $[kT, (k+1)T]$, les signaux $u_1(t)$ et $u_2(t)$ apparaissent en sortie des multiplieurs et sont égaux à:

$$u_1(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_0 t + \phi_k) \cdot \cos(2\pi f_0 (T - T_1) + \phi_{k-1}) & \text{pour } kT < t < T_1 + kT \\ \text{et} & \\ \cos(2\pi f_0 t + \phi_k) \cdot \cos(2\pi f_0 (T - T_1) + \phi_k) & \text{pour } kT + T_1 < t < (k+1)T_2 \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

$$u_2(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_0 t + \phi_k) \cdot \cos(2\pi f_0 (t - T_2) + \phi_{k-2}) & \text{pour } kT < t < kT + (T_2 - T) \\ \text{et} & \\ \cos(2\pi f_0 t + \phi_k) \cdot \cos(2\pi f_0 (t - T_2) + \phi_{k-1}) & \text{pour } kT + (T_2 - T) < t < (k+1)T \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

Après passage dans les deux filtres passe-bas, on obtient les signaux $y_1(t)$ et $y_2(t)$ qui permettent de reconstituer l'information.

$$y_1(t) = \cos(\Delta\phi_k + 2\pi f_0 T_1) \quad \text{pour } kT < t < (k+1)T - \epsilon \quad (\text{I.47})$$

$$y_2(t) = \cos(\Delta\phi_k + 2\pi f_0 T_2) \quad \text{pour } kT + \epsilon < t < (k+1)T$$

avec : $\epsilon_i = |T - T_i|$.

Le diagramme des temps de la figure I.12 permet d'examiner à quel moment les signaux $y_1(t)$ et $y_2(t)$ contiennent l'information concernant le saut de phase $\Delta\phi_k$. En tenant compte des conditions sur T_1 et T_2 , les deux grandeurs $y_1(t)$ et $y_2(t)$ permettent l'identification de $\Delta\phi$ et s'écrivent :

$$y_1(t) = \cos(\Delta\phi_k + n\pi/2) = \cos(\Delta\phi_k + n\pi/2) \quad (\text{I.48})$$

$$y_2(t) = \cos(\Delta\phi_k + (n+1)\pi/2) = -\sin(\Delta\phi_k + n\pi/2) \quad (\text{I.49})$$

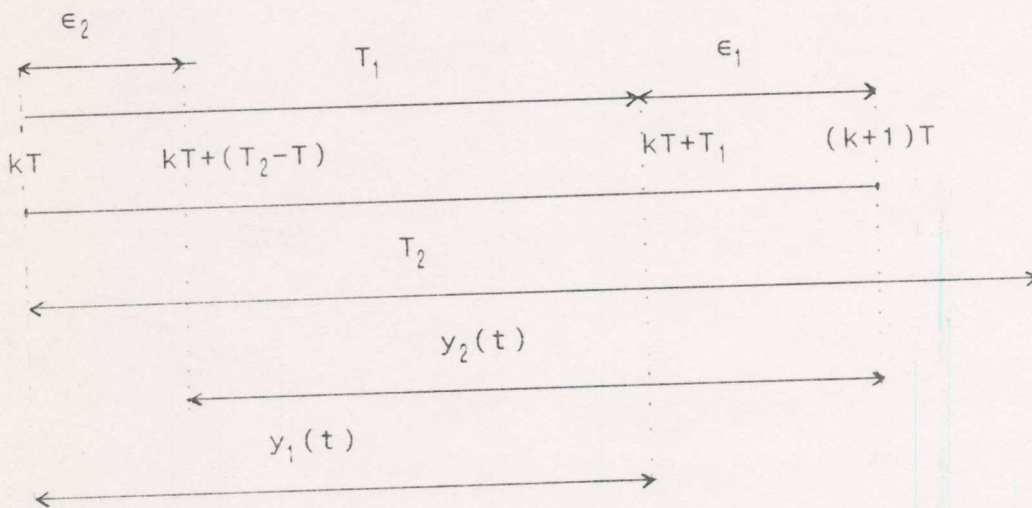


Figure I.12

Le tableau I.6 montre que, suivant les valeurs de n , chacune des deux valeurs $y_1(t)$ et $y_2(t)$ détermine par son signe, l'un des éléments binaires A et B.

$\Delta\phi$	A B		n = 1		n = 2		n = 3		n = 4	
			y_1	y_2	y_1	y_2	y_1	y_2	y_1	y_2
$\pi/4$	0	0	-	-	-	+	+	+	+	-
$3\pi/4$	0	1	-	+	+	+	+	-	-	-
$5\pi/4$	1	1	+	+	+	-	-	-	-	-
$7\pi/4$	1	0	+	-	-	-	-	+	+	+

Tableau I.6

IV-2.3.3. Démodulation à huit états :

Le schéma de principe d'un tel démodulateur (figure I.13) est le même que celui des démodulateurs à deux et quatre états, mais utilise quatre chaînes avec des retards différents T_1 , T_2 , T_3 et T_4 qui doivent être les plus proches possible de T tels que

$T_1 < T_2 < T_3 = T < T_4$ et seront aussi tels que :

$$2\pi f_0 T_1 = n\pi/4$$

$$2\pi f_0 T_2 = (n+1)\pi/4$$

$$2\pi f_0 T_3 = (n+2)\pi/4$$

$$2\pi f_0 T_4 = (n+3)\pi/4$$

Le procédé de détermination du signal porteur de l'information est le même que celui décrit dans le paragraphe précédent [17].

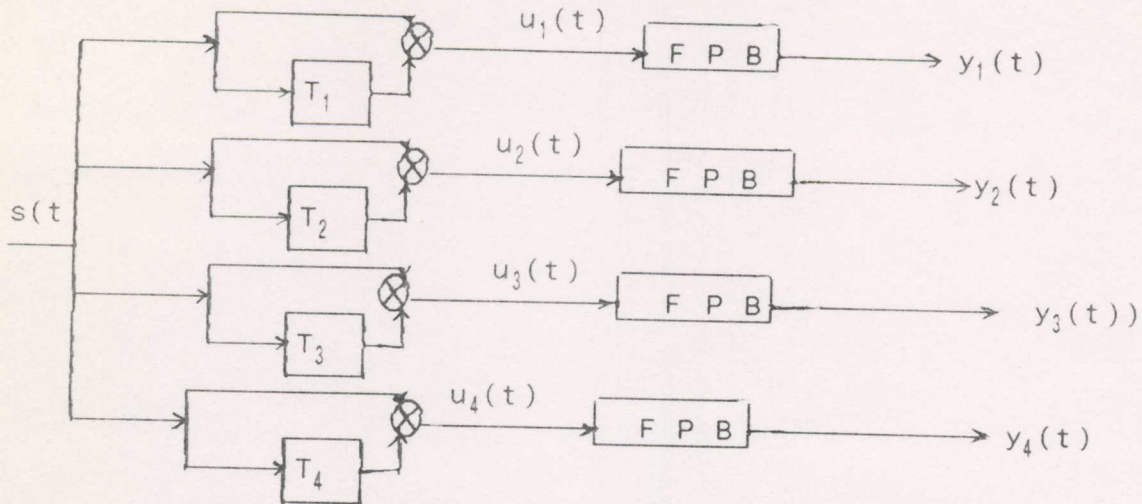


Figure I.13

V- LE CANAL DE TRANSMISSION

V-1. CARACTERISTIQUES GENERALES SUR LES LIGNES TELEPHONIQUES

Un canal de transmission peut être considéré en première approche comme un filtre passe-bas. Sa caractéristique fondamentale est donc sa bande passante. Dans le cas d'une ligne téléphonique destinée à la transmission de la parole, on peut modéliser le canal par un filtre linéaire de réponse impulsionnelle $h(t)$ et un bruit additif stationnaire (blanc, gaussien et limité à la bande du canal) [16].

Soit $H(f)$ la transformée de Fourier de $h(t)$, on peut écrire:

$$H(f) = |H(f)| \exp(i\phi(f))$$

$H(f)$: représente l'affaiblissement et $\phi(f)$ la phase. L'affaiblissement provoque des perturbations lorsqu'il varie avec la fréquence, alors que la phase n'a pas d'influence notable si elle varie de façon linéaire avec la fréquence. Pour cette raison, on caractérise en téléphonie la ligne de transmission par les deux grandeurs suivantes :

- l'affaiblissement $H(f)$.
- le temps de propagation de groupe $\tau(f) = -d\phi(f)/2\pi df$

V-2 DEFAUTS INTRODUITS PAR LES LIGNES

Le réseau téléphonique conçu pour la parole, utilise des voies de transmissions ayant une bande passante de l'ordre de 3 KHz et présente certains inconvénients pour la téléinformatique.

Sur ces supports, la bande passante et le bruit constituent une première contrainte qui limite nettement la vitesse de transmission. L'influence des distorsions d'affaiblissement sur le taux d'erreur est nettement plus faible que celle des distorsions de temps de propagation de groupe.

En effet les composantes de la fréquence du signal modulé sont inégalement retardés par les distorsions du temps de groupe, il en résulte une modification de la forme du signal émis. Dans une impulsion de données (figure I.14.a) modulée en amplitude, il apparait une forme dissymétrique et de fortes oscillations secondaires [16] (voir figure I.14.b) qui peuvent faire naitre des interférences entre les impulsions du signal de données. Ce défaut est connu sous le nom d'interférences intersymboles [4].

Ces deux paramètres ne constituent pas les seuls défauts apportés par les lignes téléphoniques. Les imperfections du canal se manifestent aussi par les facteurs suivants :

- présence de bruit, à caractère aléatoire, additif au signal.
- décalage des fréquences de quelques Hertz qui provoque un décalage du spectre du signal .
- la scintillation de phase (gigue de phase) provoquée par la tension du secteur (50 Hz) et qui peut atteindre une amplitude de 30° crête à crête .

La transmission d'un signal modulé sera sans distorsion si:

- L'affaiblissement caractéristique et le temps de propagation de groupe sont indépendants de la fréquence, donc constants dans la bande du signal.
- L'affaiblissement et le temps de groupe sont constants dans le temps et indépendants de l'amplitude du signal.
- Les perturbations qui agissent à l'extérieur et dans le système n'influencent pas le signal de la ligne.

Afin de garantir une transmission de bonne qualité, le CCITT a été amené à définir des tolérances [11] et des limites pour :

- les distorsions d'affaiblissement .
- les distorsions du temps de groupe .
- la gigue de phase.
- le décalage des fréquences.
- le bruit de fond.
- les impulsions perturbatrices.
- les perturbations non linéaires.

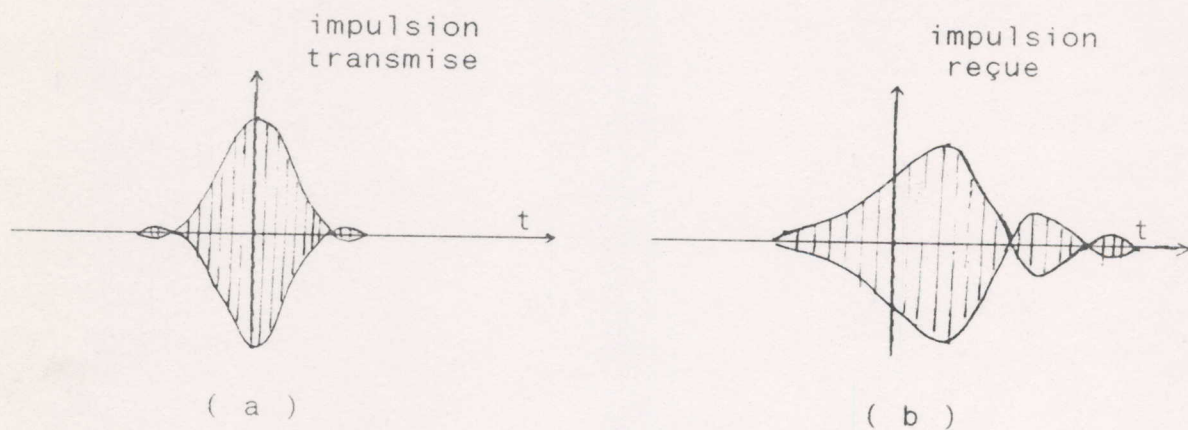


Figure I.14

V-3. CORRECTIONS ENVISAGEES DANS LE CAS D'UN MODEM EN MODULATION DE PHASE

V-3.1. Introduction

Les défauts apportés par les lignes téléphoniques affectent davantage un type de modulation plutôt qu'un autre et n'interviennent pas avec le même poids selon que l'on a une transmission à faible débit (jusqu'à 2400 bits/s) ou à moyens et forts débits (à partir de 4800

bits/s). A 2400 bits/s, ce sont particulièrement les distorsions d'affaiblissements, les interférences intersymboles et le bruit additif qui peuvent être gênants [3,17].

A partir de 4800 bits/s, interviennent les problèmes dus à la gigue de phase et à la dérive de fréquence [1] .

V-3.2. Correction des affaiblissements

Les variations du niveau du signal à l'entrée du receptrer peuvent atteindre 40 dB. Cette dynamique va se repercuter tout le long de la chaîne de reception et gêner sévèrement la detection du signal. Afin d'y remédier, on effectue un contrôle automatique de gain de façon à ramener le niveau du signal à une valeur de référence constante. Un tel procédé présente l'avantage d'être réalisé d'une façon entièrement numérique (figure I.15).

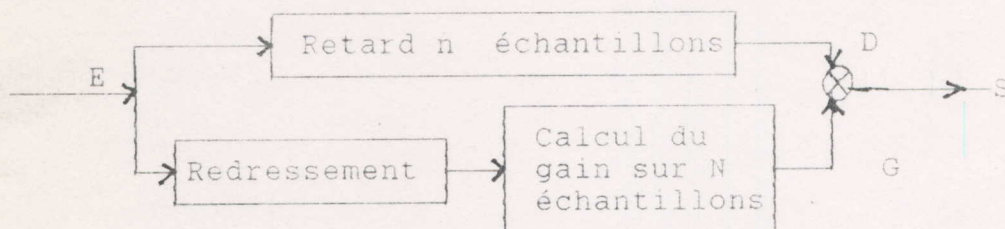


Figure I.15

Le signal de sortie S est le résultat de la multiplication du signal d'entrée E retardé de n échantillons par un facteur de gain G. Ce gain calculé à chaque instant d'échantillonnage, représente l'inverse de la valeur moyenne du signal déterminé sur une fenêtre NT [4].

$$S(k) = E(k-n) \cdot G$$

avec

$$G = \frac{N}{\sum_{i=K-N}^K |E(i)|} \quad (I.50)$$

Pour une transmission utilisant la modulation de phase, on fixe le nombre N de façon qu'il englobe tous les échantillons qui constituent une période du signal modulant. Toute variation de l'amplitude du signal se retrouve dans la somme des N échantillons et les échantillons concernés sont alors corrigés .

V-3.3. Correction des interferences intersymboles

Les interferences intersymboles provoquées par les distorsions d'amplitude et de temps de propagation de groupe des lignes téléphoniques, réduisent l'immunité au bruit et peuvent même conduire à des erreurs en l'absence de bruit. Elles sont assimilables à un bruit à caractère aléatoire superposé au signal. Elles sont une contrainte qui influe sur la qualité et la vitesse de transmission. En effet, plus le débit est élevé, plus les interferences intersymboles sont importantes [1, 4]. Le moyen qui permet de les éliminer est un filtre correcteur appelé égaliseur dont la fonction de transfert est l'inverse de celle de la ligne.

si $G(f) \exp(i\phi(f))$ est la fonction de transfert de la ligne

et si $F(f) \exp(i\phi(f))$ est la fonction de transfert de l'égaliseur,

on doit avoir $F(f) = 1/ G(f)$.

Cependant, il faut distinguer deux cas qui correspondent à des vitesses de transmission différentes. A faible débit, jusqu'à 2400 bits/s, le problème concernant les interférences intersymboles n'est pas important. Il suffit de déterminer les distorsions moyennes apportées par les lignes téléphoniques et les corriger à l'entrée du récepteur par un filtre ayant une caractéristique figée pour l'amplitude et la phase, appelé égaliseur de compromis. Il permet d'uniformiser l'affaiblissement et de linéariser la phase d'une ligne téléphonique type. A fort débit,

soit à partir de 4800 bits/s, les interférences sont trop importantes et il devient nécessaire de réaliser une égalisation plus fine qui doit être en plus automatique. On utilise alors des égaliseurs adaptatifs; ce sont des filtres à coefficients variables.

VI- CONCLUSION

Nous venons de décrire les différentes fonctions d'un modem de transmission de données binaires en modulation de phase ainsi que quelques schémas de leur réalisation.

Il est évident que la réalisation du modulateur et du démodulateur à l'aide de filtres numériques offre des avantages conséquents quant à leur implantation sur des microprocesseurs spécialisés dans le traitement numérique du signal.

CHAPITRE II

STRUCTURE GENERALE D'UN MODEM 2400 BITS/S

I- INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous donnons la structure générale d'un modem 2400 bits/s en tenant compte des recommandations de l'avis V26 ter du CCITT.

Une réalisation numérique du modem fait appel essentiellement aux filtres numériques dont la programmation est assez aisée. Le chapitre traite alors du choix des filtres utilisés, de la détermination de leurs paramètres etc... (La synthèse des filtres numériques est donnée en annexe) et donne le principe d'un égaliseur de compromis et celui de la commande automatique de gain.

II- STRUCTURE GENERALE

II-1. INTRODUCTION

La structure du modem 2400 bits/s respecte l'avis V26 ter du CCITT qui recommande l'utilisation de la modulation différentielle de phase à 4 états avec une fréquence porteuse de 1800 hz. Le train de données incident est divisé en dibits et chaque dibit est codé sous la forme d'un changement de phase par rapport à la phase de l'élément de signal qui le précède immédiatement. Le codage préconisé correspond à la solution B (Tableau I.3, page 12).

La démodulation est de type différentiel, le support de transmission étant la ligne téléphonique et le récepteur doit comprendre un égaliseur de compromis afin de compenser les perturbations introduites par la ligne.

La structure adoptée est représentée par la figure II.1

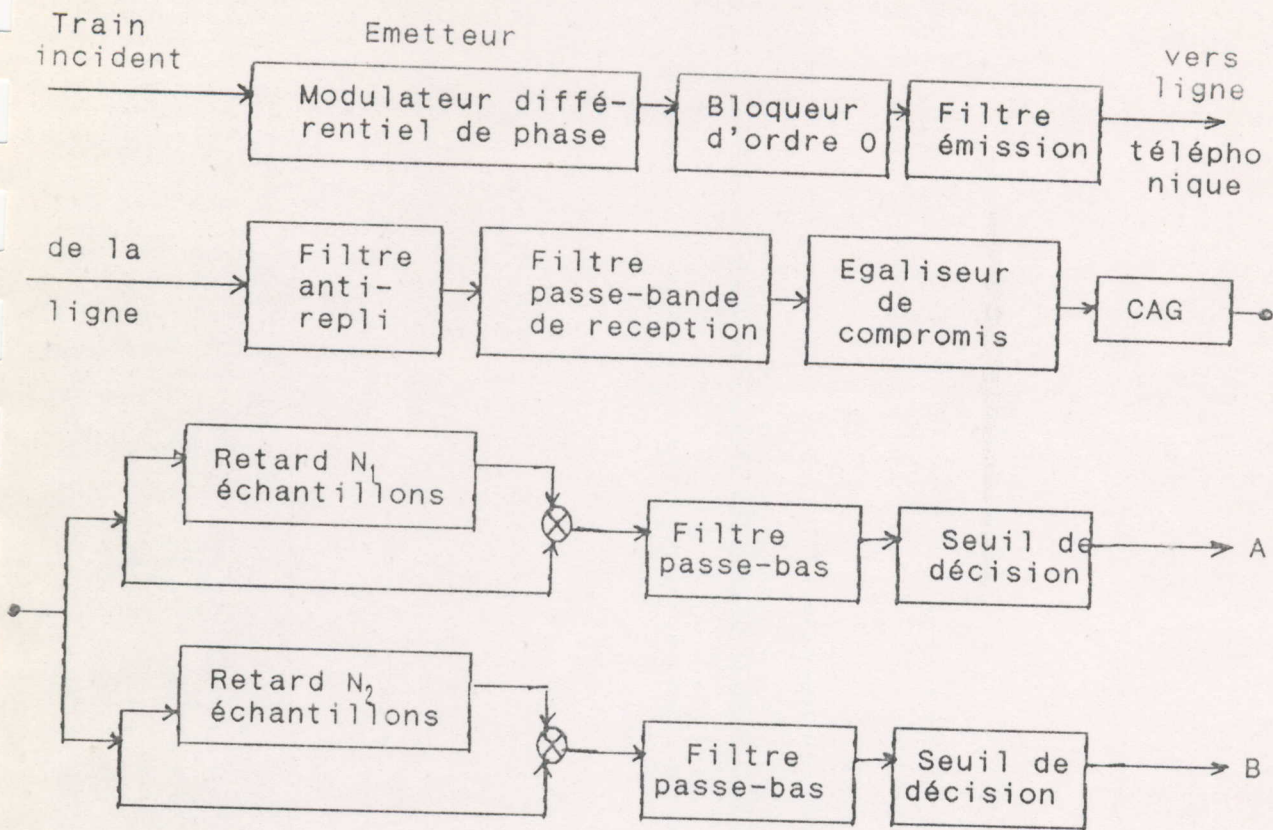


Figure II.1

Le bloqueur d'ordre zéro réalise la liaison avec le filtre émission analogique, qui lui, limite le spectre à la bande téléphonique. Le filtre anti-repli évite le repliement du spectre dû à l'échantillonnage. Le filtre passe-bande numérique de réception élimine le bruit situé en dehors de la bande utile du signal. L'égaliseur de compromis numérique permet de compenser les défauts apportés par le support de transmission. La commande automatique de gain réalisée en numérique, permet de ramener le signal à un niveau de référence constant. Les retards N_1 et N_2 , qui dépendent de la fréquence d'échantillonnage, doivent encadrer au mieux la période baud. Les filtres numériques passe-bas d'intégration laissent passer le signal basse fréquence dont les échantillons successifs sont testés suivant un seuil permettant d'extraire le symbole binaire transmis.

II-2. LES FILTRES NUMERIQUES

II-2.1. Introduction

L'étude de modems entièrement numériques est tributaire de la synthèse des filtres numériques. Il existe plusieurs méthodes de synthèse et de réalisation des filtres numériques [2,10] (Voir annexe 1).

Les filtres numériques récurrents ou filtres à réponse impulsionnelle infinie (IIR) se présentent avantageusement pour les réalisations numériques, notamment pour la réalisation de modems, par :

- la possibilité de structurer le filtre sous forme d'une cascade de cellules du second ordre et éventuellement du premier ordre. Cette structure, qui est la moins sensible au bruit, nécessite seulement l'écriture du sous-programme correspondant à une cellule [9,14].

- leur grande efficacité pour respecter les spécifications sur l'affaiblissement avec un nombre réduit de coefficients (comparativement avec les filtres transversaux ou FIR).

II-2.2. Choix des filtres

Les filtres que comportent la chaîne de transmission sont de type analogique tels le filtre émission, le filtre anti-repli et la ligne de transmission et de type numériques tels le filtre passe-bande et le filtre passe-bas d'intégration.

II-2.2.1. Le filtre passe-bande de réception

Ce filtre doit conserver sans distorsion, toute la bande utile du signal émis. Il a pour rôle l'élimination du bruit situé en dehors de la bande utile. La détermination des paramètres d'un tel filtre comme pour toute autre filtre, nécessite une visualisation préalable du spectre du signal émis à l'entrée du filtre afin d'apprécier la répartition de l'énergie du signal. Le gabarit d'un filtre passe-bande [5] est donné par la figure II.2.

Les fréquences caractéristiques ne peuvent être déterminées qu'après l'étude du spectre du signal à l'entrée du filtre passe-bande. Par contre les atténuations dans la bande passante et dans la bande coupée seront fixées arbitrairement par l'utilisateur suivant la complexité du filtre à réaliser.

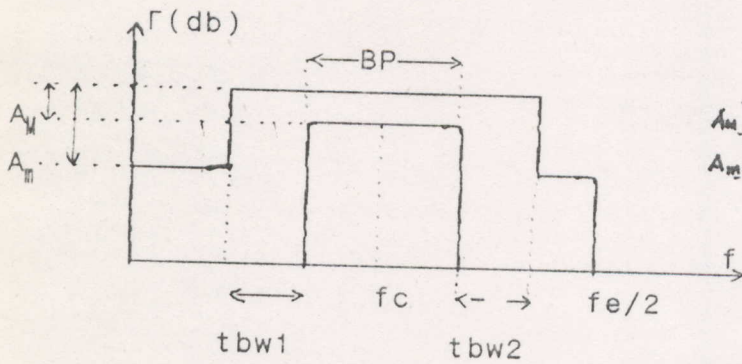


Figure II.2

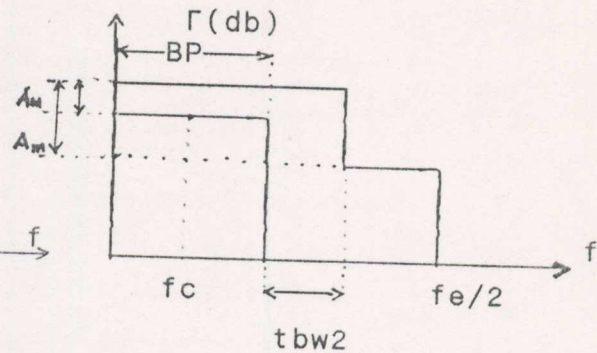


Figure II.3

f_c : fréquence centrale

f_e : fréquence d'échantillonnage

BP : bande passante

tbw1 : largeur de la bande de transition 1

tbw2 : " " " " 2

A_M : atténuation maximale dans la bande passante

A_{\min} : atténuation minimale dans la bande coupée

II-2.2.2. Le filtre passe-bas d'intégration

Ce filtre ne doit conserver que l'information contenue dans la partie basse fréquence de l'énergie du signal à son entrée.

Son gabarit est donné par la figure II.3. La même démarche que pour le filtre passe-bande, doit être suivie pour la détermination de l'ensemble des paramètres du filtre passe-bas.

II-3. DESCRIPTION D'UN EGALISEUR DE COMPROMIS

Pour une transmission de données à moyenne vitesse, une ligne téléphonique influe négativement sur la qualité de la transmission. Un correcteur de ligne appelé **égaliseur de compromis** permet de corriger les caractéristiques de la ligne et d'améliorer la forme du signal à la réception (cf. chapitre I, paragraphe V.).

L'égaliseur de compromis doit compenser le temps de propagation de groupe de la ligne téléphonique ainsi que celui apporté par les filtres émission, anti-repli et passe-bande numérique. Il est évident que pour déterminer convenablement cet égaliseur, il faut disposer d'un modèle analogique de la ligne de transmission et par synthèse obtenir le modèle numérique correspondant. L'analyse des courbes de gain et du temps de propagation de groupe de la chaîne globale de transmission que constitue généralement le modem, permet de procéder par approches successives afin de compenser l'amplitude et le temps de propagation de groupe et cela par un choix approprié des cellules qui constituent l'égaliseur.

Ainsi pour la détermination de cet égaliseur, il faut rechercher un modèle analogique satisfaisant, ensuite on recherche le filtre numérique correspondant par la transformation bilinéaire, qui consiste à remplacer p par $(2/T)[(Z-1)/(Z+1)]$ dans la fonction de transfert analogique. Cette transformation introduit cependant une distorsion de fréquence qui peut être compensée par une prédistorsion des pôles et des zéros du filtre analogique avant d'appliquer la transformation bilinéaire [8]. Cette prédistorsion est donnée par l'équation suivante :

$$\omega_A = (2/T)[\text{tg}(\omega_0 T)/2] \quad \text{avec} \quad (\text{II.1})$$

ω_A : pulsation du système analogique

ω_0 : pulsation du système numérique

T : période d'échantillonnage

Les transmissions de données sont surtout sensibles aux distorsions de phases. Il est donc indiqué de rendre le temps de propagation de groupe constant; il faut également compenser l'amplitude s'il y a lieu.

II-3.1. Principe de l'égalisation

La fonction de transfert de l'égaliseur est [9] :

$$H(p) = \frac{p^2 - k(\omega_0/Q_0)p + \omega_0^2}{p^2 + (\omega_0/Q_0)p + \omega_0^2} \quad (\text{II.2})$$

Si $k \neq 1$ nous avons un égaliseur d'amplitude

Si $k = 1$ nous avons un égaliseur de temps de groupe

II-3.1.1. Egaliseur d'amplitude :

L'amplitude de la fonction de transfert est donnée par:

$$A(\omega) = \left[\frac{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + k(\omega_0 \omega / Q_0)}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\omega_0 \omega / Q_0)^2} \right]^{1/2} \quad (\text{II.3})$$

Pour $\omega = \omega_0$ nous avons $A(\omega) = k$

II-3.1.2. Egaliseur de temps de groupe :

Avec $k=1$, la fonction de transfert devient une fonction de circuit passe-tout qui peut être utilisée pour l'égalisation du temps de groupe, puisqu'un circuit passe-tout a une amplitude constante et seule la phase varie.

$$H(p) = \frac{p^2 - (\omega_0 / Q_0) p + \omega_0^2}{p^2 + (\omega_0 / Q_0) p + \omega_0^2} \quad (\text{II.4})$$

II-4. COMMANDE AUTOMATIQUE DE GAIN : CAG

Les variations dans le domaine temporel du signal à l'entrée du récepteur sont introduites par les lignes téléphoniques et peuvent atteindre jusqu'à 40 db. Ces imperfections détériorent de façon non négligeable la qualité de la transmission. Il est donc important pour obtenir une bonne détection d'inclure, dans le dispositif de transmissions, une commande automatique de gain qui permet d'ajuster le

signal à un niveau de référence constant [17]. La structure d'une CAG est représentée sur la figure II.4

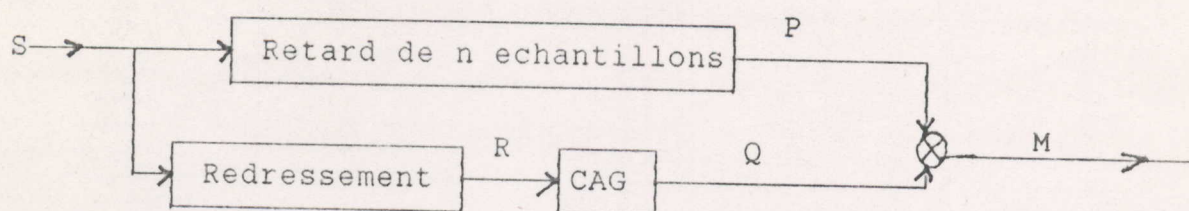


Figure II.4

Le bloc CAG effectue sur N échantillons le calcul suivant :

$$Q(kT) = \frac{N}{\sum_{i=0}^{N-1} R[(k-i)T]} = \frac{N}{\sum_{i=0}^{N-1} |S[(k-i)T]|} \quad (II.5)$$

La valeur calculée $Q(kT)$ est l'inverse de la valeur moyenne de N échantillons du signal redressé. Cette valeur est multipliée par le signal incident $S(kT)$ retardé de n échantillons pour obtenir en sortie de la commande automatique de gain :

$$M(kT) = Q(kT) \cdot P(kT) \quad (II.6)$$

$$\text{avec } P(kT) = S[(k-n)T] \quad (II.7)$$

La valeur N du nombre d'échantillons est choisie de telle sorte que la valeur moyenne soit calculée sur une période baud. La valeur n du nombre de retards est prise égale à $N/2$ de manière à effectuer le calcul du facteur multiplicatif $Q(kT)$ avec les échantillons encadrant l'échantillon $P(kT)$.

III- CONCLUSION

Ce chapitre complète en quelque sorte l'étude du modem qu'on se propose de réaliser. Il montre également la facilité de réalisation en numérique de fonctions telles l'égalisation et la commande automatique de gain.

CHAPITRE III

IMPLANTATION DU MODEM 2400 BITS/S SUR UN MICROPROCESSEUR DE TRAITEMENT DE SIGNAL

I- INTRODUCTION

Ce chapitre porte sur la possibilité d'implantation sur microprocesseur d'un programme réalisant toutes les fonctions d'un modem 2400 bits/s respectant l'Avis V26 ter du CCITT. Cette implantation ne peut s'effectuer sur un microprocesseur classique (Intel 8086, Motorola 68000 etc.....) à cause du temps de cycle trop important de ces dispositifs.

L'apparition de microprocesseurs spécialisés en traitement du signal a rendu possible de telles implantations. Ces derniers se caractérisent, en général, par une architecture multi-bus, par des fonctions spécialisées et par un traitement parallèle de chaque instruction en un cycle variant entre 90 à 300 nanosecondes (Nec 7720 ,TEXAS INSTRUMENTS TMS320 etc....).

Le microprocesseur TMS32010 a été choisi pour notre application parce qu'il est largement suffisant pour notre application eu égard à ses performances et à celles des microprocesseurs de la même famille et de générations plus récentes, tels que le TMS32020 (2^e génération), le TMS320C25 (3^e génération), le TMS32030 etc....

II. LE MICROPROCESSEUR TMS32010

II.1. ARCHITECTURE DU TMS32010

La famille TMS320 utilise une architecture de HARVARD modifiée pour accroître la vitesse et la flexibilité du système. Une architecture de HARVARD stricte consiste en ce que la mémoire de programme et la mémoire de donnée soient configurées dans deux espaces séparés, permettant un recouvrement total de l'instruction extraction-exécution.

La modification apportée à l'architecture de HARVARD permet des

transferts entre les locations programmes et données augmentant ainsi la flexibilité du système [12]. Cette modification permet à ce que des coefficients stockés dans la mémoire de programme soient lus dans la mémoire RAM, éliminant le besoin de coefficients ROM séparés.

La structure générale du TMS32010 est représentée sur la figure III.1. On peut la décomposer en différents sous-ensembles:

- les mémoires de programmes et de données
- les éléments arithmétiques
- les entrées/sorties.

Les bus de programmes et de données véhiculent les informations entre les différents sous-ensembles et permettent d'effectuer plusieurs traitements en parallèle (transfert de données, modifications d'adresses, opérations arithmétiques etc...).

II-1.1. Les mémoires de programmes et de données

II-1.1.1. La mémoire de programme

C'est une mémoire morte de type ROM de 1536 mots de 16 bits. Chaque mot représente une instruction; l'adresse de l'instruction à exécuter est donnée par le compteur de programme PC de 12 bits auquel est associée une pile de 4 mots de 12 bits qui sert à sauvegarder l'adresse de retour lors d'une interruption ou d'un appel de sous-programme.

II-1.1.2. La mémoire de donnée (interne)

La mémoire de données est constituée d'une mémoire vive (RAM) de 144 mots de 16 bits. L'architecture du microprocesseur offre la possibilité de stocker les données hors RAM et ensuite de les lire de la RAM interne en cas de besoin. En effet deux moyens permettent d'effectuer cette opération :

- d'abord l'existence de deux instructions TBLR et TBLW qui respectivement, assurent le transfert de données de la mémoire de programme, interne ou externe, vers la mémoire de données RAM interne et le transfert de données (écriture) de la RAM vers la mémoire de programme.

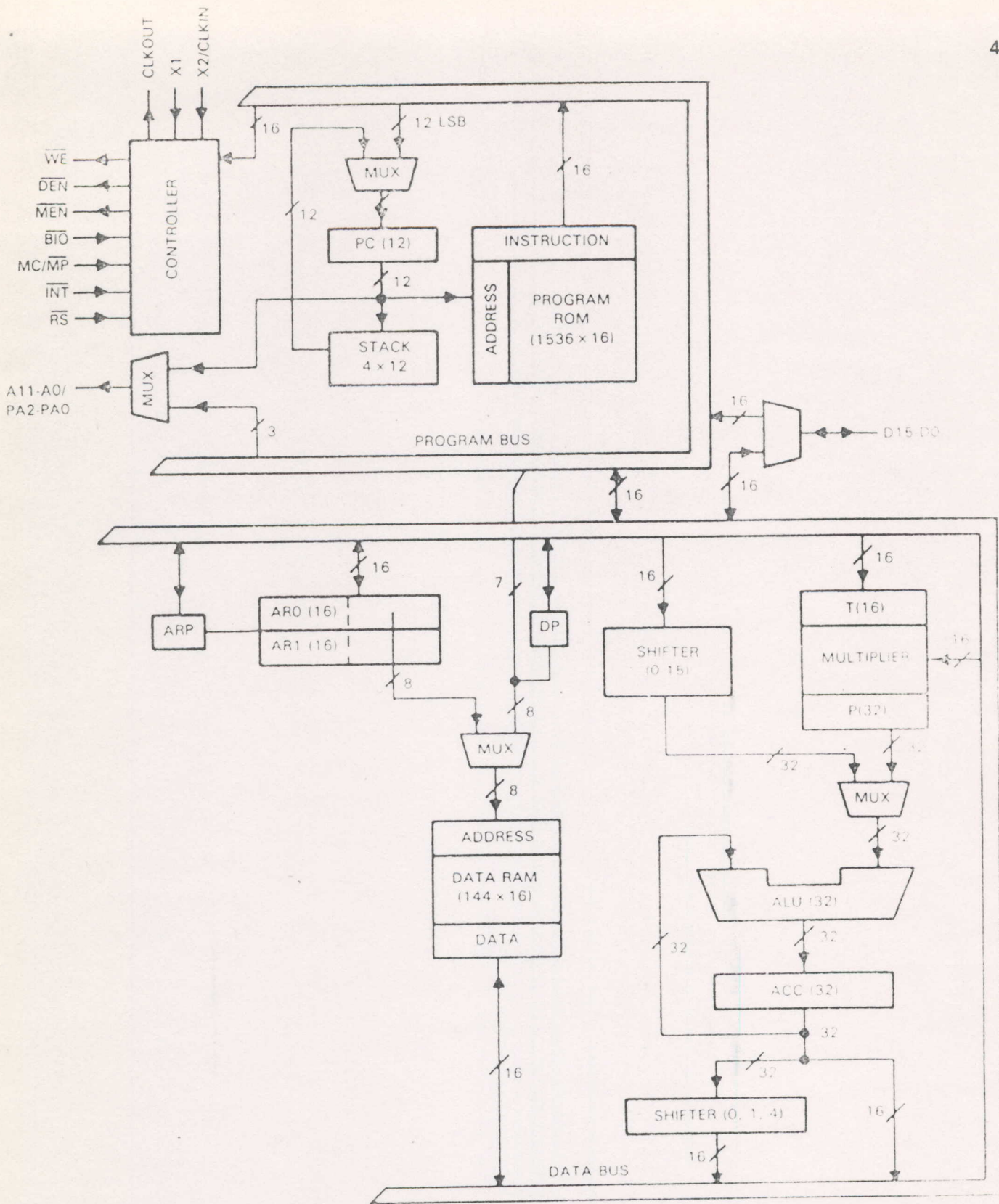


Figure III-1

Ces deux instructions s'exécutent en trois cycles .

- Deux autres instructions IN et OUT procurent une autre méthode: l'instruction IN lit les données à partir d'un périphérique et fait le transfert vers la mémoire de données RAM tandis que l'instruction OUT effectue le transfert à partir de la mémoire de données vers le périphérique extérieur. Cette méthode est plus rapide vu que les instructions IN et OUT s'exécutent en deux cycles d'instructions. Avec un hardware externe adéquat, les instructions IN et OUT peuvent être utilisées pour la lecture et l'écriture à partir de la RAM vers plusieurs périphériques externes.

II-1.2. Les éléments arithmétiques

On distingue quatre éléments arithmétiques de base :

- l'unité arithmétique et logique (UAL)
- l'accumulateur
- le multiplieur
- les décaleurs

La plupart des instructions ont accès à un mot dans la mémoire de données, soit directement ou indirectement et le passent par un décaleur. Ce dernier peut effectuer un décalage de 0 à 15 bits, suivant la valeur spécifiée par l'instruction. Le mot entre alors dans l'UAL où il est chargé dans /additionné/soustrait de l'accumulateur. Le résultat obtenu dans l'accumulateur peut être stocké dans la RAM. Comme l'accumulateur est à 32 bits, les deux parties accumulateur haut et accumulateur bas doivent être stockées séparément. Un décaleur parallèle à la sortie de l'accumulateur permet de décaler à gauche de 0 , 1 ou 4 bits les résultats avant leur transfert dans la RAM [13].

II-1.2.1 Unité arithmétique et logique :UAL

L'UAL effectue les opérations d'addition, soustraction et logiques sur des opérands de 32 bits. Elle travaille en arithmétique complément à deux. L'un des opérands est le contenu de l'accumulateur et l'autre provient, soit d'un registre de sortie du multiplieur soit du décaleur; le résultat de l'opération est stocké dans l'accumulateur.

II-1.2.2 L'accumulateur :

L'accumulateur stocke la sortie de l'UAL et est souvent une entrée de l'UAL. Il opère avec des mots de 32 bits; il est divisé en accumulateur haut (bit 31 à bit 16) et accumulateur bas (bit 15 à bit 0). Des instructions existent pour stocker respectivement la partie haute et basse de l'accumulateur (SACH, SACL).

II-1.2.3 Le multiplieur :

Le multiplieur parallèle 16 x 16 bits est composé de trois unités: le registre T (temporaire), le registre P (produit) et la zone multiplieur.

II-1.2.4 Les décaleurs :

Deux décaleurs sont disponibles pour manipuler les données:

- un décaleur (Barrel shifter) permet le décalage à gauche, de 0 à 15 positions, des données de la RAM dans l'UAL .
- un décaleur parallèle activé seulement lors de l'instruction de stockage de l'accumulateur haut (SACH); ce décaleur permet le décalage à gauche des 32 bits de l'accumulateur et positionne 16 bits dans la mémoire RAM, il peut exécuter des décalages de 0, 1 ou 4 bits.

II-1.3 Les fonctions entrées et sorties :

Les entrées et sorties de données vers et à partir de périphériques sont réalisées par les instructions IN et OUT. Les données sont transférées à travers le bus de données de 16 bits vers et à partir de la RAM par deux commandes indépendantes (strokes : \overline{DEN} et \overline{WE}).

Le bus externe bidirectionnel des données est toujours en mode haute impédance, excepté quand \overline{WE} et \overline{DEN} sont à l'état bas. Seule l'instruction IN active \overline{DEN} tandis que \overline{WE} est activé par les instructions OUT et TBLW. L'interfaçage est possible avec huit périphériques sur les ports d'entrées et autant sur les ports de sorties.

II-2 LES INSTRUCTIONS DU TMS32010

L'ensemble d'instructions du TMS32010 est très puissant et l'architecture particulière de ce dernier permet de réaliser généralement plusieurs instructions en parallèle. Chaque instruction est exécutée en 200 ns. Le microprocesseur est capable d'exécuter jusqu'à cinq millions d'instructions par seconde.

L'ensemble d'instruction comprend un jeu complet d'instructions de branchement. Combinées avec des opérations logiques (booléennes) et les décaleurs, ces instructions permettent de réaliser des manipulations de bit et des tests de bit, utilisées pour des opérations de commandes à haute vitesse.

II-2.1 Modes d'adressages :

Trois principaux modes d'adressages sont possibles avec l'ensemble d'instructions du TMS32010 : direct, indirect et immédiat.

II-2.1.1 Mode d'adressage direct :

Dans cet adressage, 7 bits du mot d'instruction sont concaténés avec le pointeur de données pour former l'adresse de la mémoire de donnée. Ceci implémente un schéma en page où la première page contient 128 mots et la seconde contient 16 mots.

II-2.1.2 Mode d'adressage indirect :

L'adressage indirect forme l'adresse de la mémoire de donnée à partir des 8 bits les moins significatifs de l'un des deux registres auxiliaires AR_0 et AR_1 . Le registre auxiliaire pointeur (ARP) sélectionne le registre auxiliaire courant. Les registres auxiliaires peuvent être automatiquement incrémentés ou décrémentés en parallèle avec l'exécution d'une instruction indirecte quelconque.

II-2.1.3 Mode d'adressage immédiat :

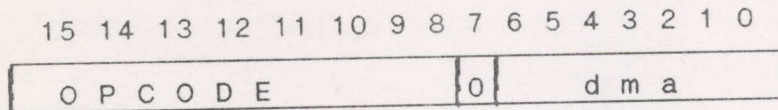
L'ensemble d'instruction du TMS32010 possède des instructions immédiates spéciales. Ces instructions dérivent la donnée à partir du mot

d'instruction plutôt qu'à partir de la donnée RAM. Les instructions immédiates les plus utilisées sont:

MPYK : multiplication immédiate , LACK : charger accumulateur immédiat,
LARK : charger registre auxiliaire immédiat.

II-2.2 Format d'adressage des instructions:

II-2.2.1 Format d'adressage direct :

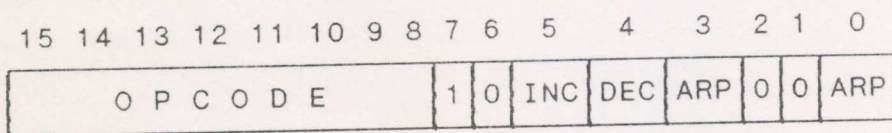


- bit 7 = 0 définit le mode d'adressage direct.

Le code opérande est contenu dans les bits 15 à 8 .

L'adresse de la mémoire de donnée est contenue dans les bits 6 à 0.

II-2.2.2 Format d'adressage indirect :



- Bit 7 = 1 définit le mode d'adressage indirect.

Le code opérande est contenu dans les bits 15 à 8 .

Les bits 6 jusqu'à 0 contiennent les bits de commandes de l'adressage indirect.

Le bit 3 et le bit 0 commandent les registres auxiliaires pointeurs:

-si bit 3 = 0, alors le contenu du bit 0 est chargé dans le registre pointeur ARP après exécution de l'instruction en cours.

-si bit 3 = 1, alors le contenu du registre pointeur reste inchangé.

ARP = 0 définit le contenu de AR_0 comme adresse mémoire.

ARP = 1 définit le contenu de AR_1 comme adresse mémoire.

Bit 5 et bit 4 commandent les registres auxiliaires :

-si bit 5 = 1 , alors ARP détermine lequel des registres auxiliaires doit être incrémenté de 1 après exécution .

-si bit 4 = 1, alors le registre pointeur ARP détermine lequel des

registres auxiliaires doit être décrémenté de 1 après exécution.
-si bit 5 et bit 4 valent 0 aucun registre n'est incrémenté ou décrémenté. Les bits 6, 2 et 1 sont réservés et doivent toujours être programmés à 0 .

II-2.2.3 Format d'adressage immédiat :

L'ensemble d'instruction du TMS32010 possède cinq instructions d'opérandes immédiats (LDPK, LARK, MPYK, LACK et LARP) pour lesquelles, l'opérande est contenu dans le mot d'instruction.

II-3 MISE EN OEUVRE DU TMS32010

Le système de développement utilisé pour la mise au point des différentes fonctions du modem, comprend [15]:

- un assembleur
- un éditeur de liens
- un simulateur

II-3.1 L'assembleur : ASM310

Il traduit le programme source écrit dans un langage à l'aide de mnémoniques en un programme objet dont le code binaire est directement exécutable par le microprocesseur TMS 32010 .

II-3.2 L'Editeur de lien : LIN310

L'éditeur de liens LIN310 combine les modules créés séparément pour former un module exécutable.

II-3.3 Le simulateur : SIM310

Le programme `sim310` permet de simuler le déroulement d'un programme exécutable à partir des fichiers suivants:

- le fichier de programme exécutable .
- les fichiers d'entrées qui contiennent les informations sur les différents ports d'entrée du système.
- les fichiers de sorties qui contiendront les résultats de la simulation.
- les données concernant le cadencement des entrées/sorties et des interruptions sont programmées, s'il y a lieu, dans le simulateur.

III- IMPLANTATION DU MODEM 2400 BITS/S SUR LE TMS32010

III-1 L'EMETTEUR

III-1.1 Structure générale :

La structure adoptée est conforme à la partie théorique (chapitre I ,paragraphe III-1.3, page 12).

L'émetteur exécute deux opérations différentes: la modulation et le transcodage:

- A chaque période d'échantillonnage (soit $125 \mu s$ pour une fréquence d'échantillonnage de 8000 hz), il faut calculer un échantillon de la porteuse.

- A chaque période baud, il faut déterminer le saut de phase qui est fonction du dibit reçu.

L'organigramme utilisé pour la simulation est représenté par la figure III.2.

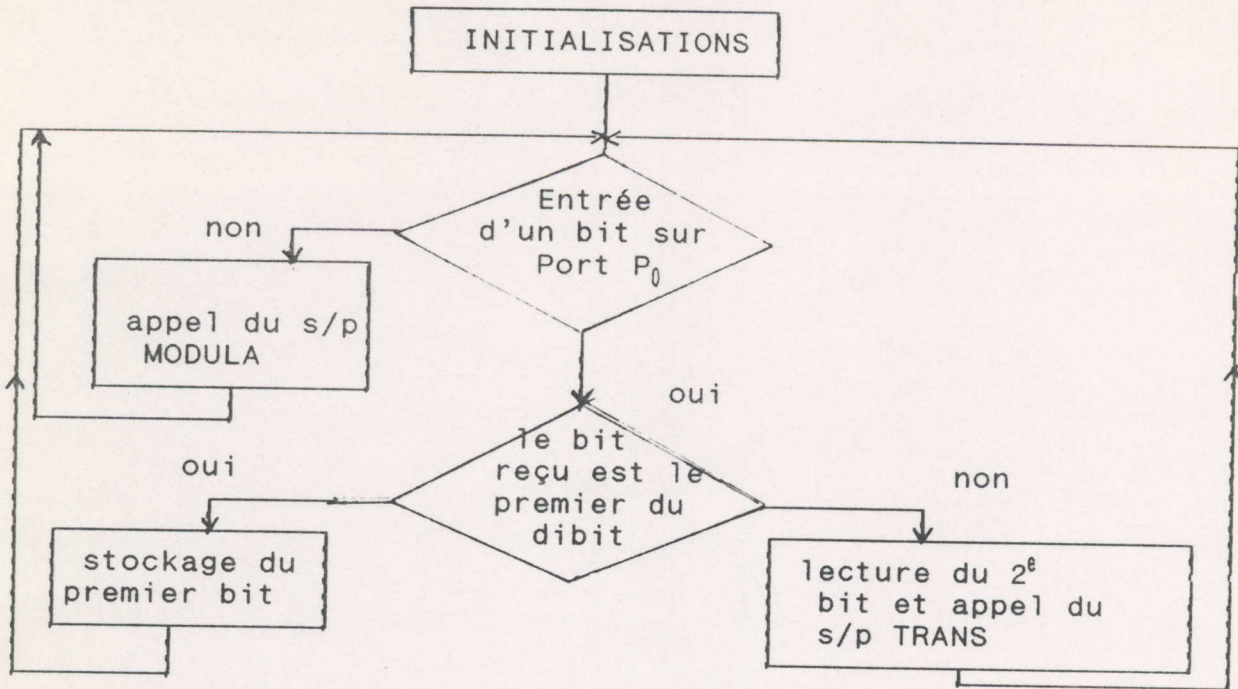


Figure III.2

III-1.2 La génération d'une sinusoïde (MODULA)

Cette fonction a pour rôle de générer la porteuse du modulateur de phase et est réalisée par la programmation des équations suivantes: (cf. chapitre I)

$$x(kT) = \cos(2\pi f_0 T) \cdot x[(k-1)T] + \sin(2\pi f_0 T) \cdot y[(k-1)T] \quad (\text{III.1})$$

$$y(kT) = \cos(2\pi f_0 T) \cdot y[(k-1)T] - \sin(2\pi f_0 T) \cdot x[(k-1)T] \quad (\text{III.2})$$

Pour garder une bonne précision, les calculs seront effectués sur 32 bits et arrondis sur 16 bits en fin de programme. Le signal obtenu $y(kT)$ est envoyé sur le port de sortie P_0 . Après simulation, nous avons constaté des valeurs érronées pour $y(kT)$; à cet effet un recalage a été effectué pour les échantillons de la sinusoïde $x(kT)$ et $y(kT)$.

Comme $x(kT) = \sin(2\pi f_0 kT) = \sin(9k\pi/20)$

$$y(kT) = \cos(9k\pi/20)$$

après 20 échantillons, on recale $x(kT) = 0$ et $y(kT) = -1$ puis pour les 20 échantillons suivants, on recale : $x(kT) = 0$ et $y(kT) = 1$

Ce programme de 46 instructions compte-tenu du recalage, nécessite 2 mots mémoire ROM pour $\cos(2\pi f_0 T)$ et $\sin(2\pi f_0 T)$ et 4 mots mémoires RAM, pour respectivement $x[(k-1)T]$, $y[(k-1)T]$ et les deux compteurs de 20 impulsions et s'exécute en un temps maximum de 10 μ s.

La sinusoïde générée par le programme MODULA à la fréquence de 1800 hz et avec une fréquence d'échantillonnage de 8000 hz est représentée sur la figure III.3. Son spectre (figure III.4) montre qu'aucun décalage en fréquence n'a été introduit.

III-1.3 Le transcodage :TRANS

L'opération de transcodage modifie la phase de la porteuse en fonction du dibit reçu et elle est réalisée par la programmation des équations suivantes: (cf. paragraphe III-1.3, chapitre I, pages 12-15).

$$X_n = a X_{n-1} + b Y_{n-1} \quad (\text{III.3})$$

$$Y_n = c X_{n-1} + d Y_{n-1} \quad (\text{III.4})$$

Les valeurs de a, b, c et d caractérisent la valeur du saut de phase désiré et sont stockées en mémoire ROM dans l'ordre correspondant aux quatre combinaisons possibles de codage:

00 , 01 , 11 , 10. Le positionnement sur une série de valeurs correspondant à une combinaison donnée (dibit reçu) s'opère de la façon suivante:

- Reception du premier bit et stockage dans l'adresse RAM "8".
 - Reception du deuxième bit du dibit et stockage dans l'adresse RAM "9".
- On effectue alors le transfert du premier bit dans l'accumulateur avec un décalage à gauche de 3 bits, puis le transfert du deuxième bit dans l'accumulateur avec un décalage à gauche de 2 bits:

sinusoïde

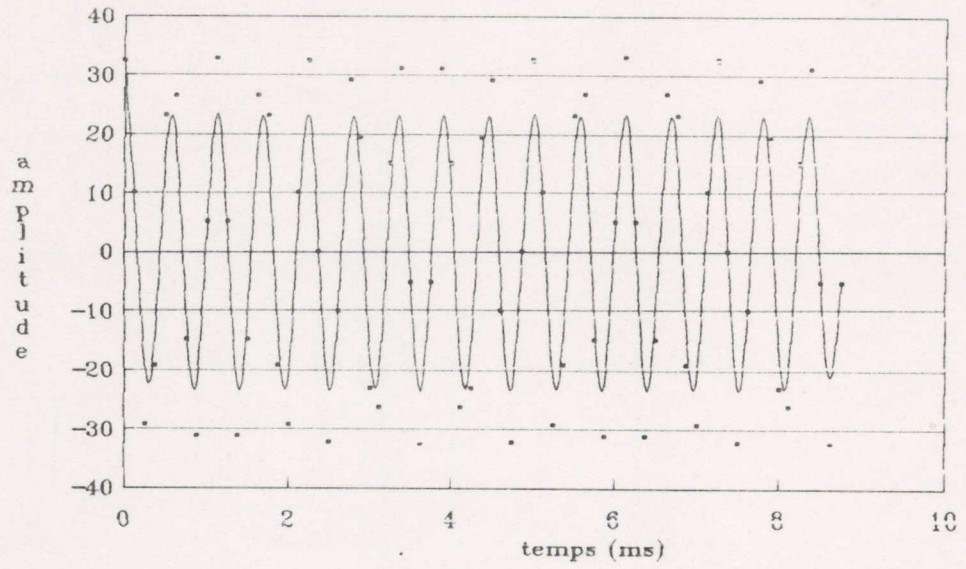


Figure III.3

spectre de la sinusoïde

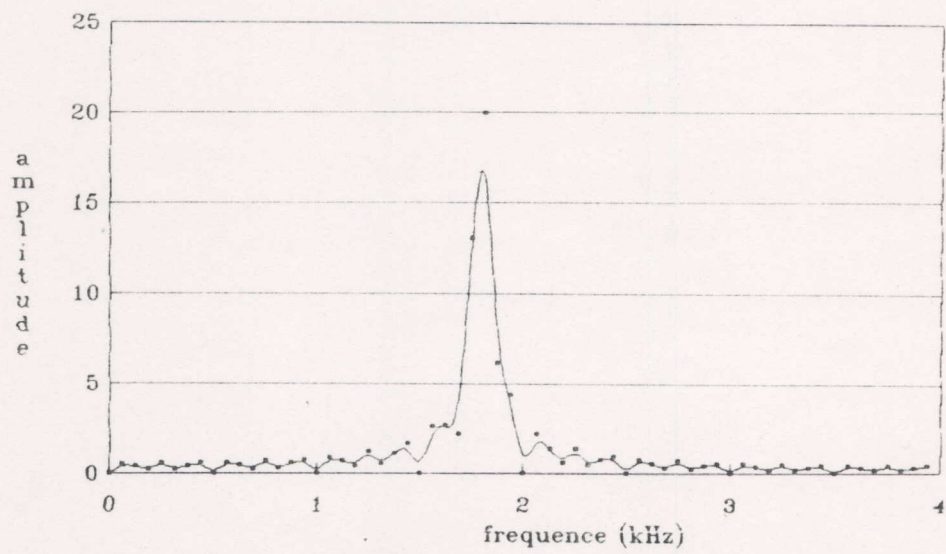
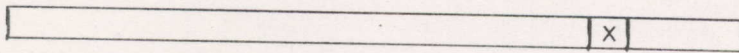


Figure III.4

Après transfert du 1^{er} bit

15 14 13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1 0

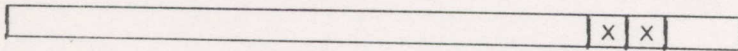
ACC



Après transfert du 2^e bit :

15 14 13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1 0

ACC



On récupère ainsi le dicit dans les bits 2 et 3 (avec le premier bit du dicit à gauche) de l'accumulateur (partie basse) qui contient l'une des valeurs suivantes: 0 , 4 , 8 ou 12 qui sera stockée dans l'adresse "3".

Comme l'UAL ne manipule que les données se trouvant dans la RAM , il est indispensable de programmer le transfert des données ROM dans la RAM en utilisant l'instruction TBLR.

Les coefficients de transcodage au nombre de 16 seront stockés dans la mémoire RAM à partir de l'adresse TRANS1 (adr "63"). Ainsi l'adresse d'une série de valeurs de transcodage est obtenue en ajoutant à l'adresse de début de la table de transcodage (tableau III.1) soit "63", la valeur indiquée par l'accumulateur et contenue dans l'adresse "3"

adr "63"

a
b
c
d
a
b
c
d

adr "71"

a
b
c
d
a
b
c
d

adr "67"

adr "75"

Tableau III.1

La simulation de la méthode a montré l'apparition de sauts de phase érronés dûs à la propagation des erreurs de calcul. Afin de remédier à ce défaut, il faut effectuer un recalage de l'amplitude du signal modulé $s(kT)$, sur une valeur exacte lorsque la modulation du signal et la détermination du saut de phase se produisent au même instant.

Dans notre application, comme la fréquence d'échantillonnage est de 8000 hz, elle sera en phase avec la fréquence baud (2400 bauds) toutes les trois périodes bauds, alors le recalage sera effectué toutes les trois périodes bauds. (Pour une réalisation matérielle ceci n'est possible qu'avec une synchronisation parfaite entre les horloges 2400 hz et 8000 hz).

Les valeurs possibles pour les échantillons de transcodages X_n et Y_n sont: $\sqrt{2}/2$, $-\sqrt{2}/2$, 0, 1, -1 et le signal devra être recalé sur l'une de ces valeurs.

Le sous-programme TRANS nécessite 16 emplacements en mémoire ROM pour les coefficients de transcodage et 7 emplacements en mémoire RAM répartis comme suit:

- 3 mots mémoires pour stocker les variables X_n et Y_n et X_{n-1} à chaque transcodage.
- Un compteur qui permet le recalage toutes les trois périodes bauds.
- 3 mots mémoires pour stocker les deux bits du dibit et l'adresse du début de la sous-table de transcodage.

Le sous-programme complet de transcodage, compte-tenu du recalage comporte 59 instructions et nécessite un temps d'exécution maximal de 13,8 μ s.

Pour une séquence binaire d'entrée de 31 bits représentée par la figure III.5, le signal modulé obtenu à la sortie du modulateur différentiel à 4 états de phase avec une porteuse de 1800 hz et une fréquence d'échantillonnage de 8000 hz est représenté par la figure III.6 et le spectre d'un tel signal est représenté par la figure III.7. La figure III.8 montre le spectre du signal démodulé sur l'une des voies de démodulation.

III-2 LE RECEPTEUR

III-2.1 Structure générale :

La structure du recepneur a été déjà présentée dans le chapitre II, paragraphe II.1 et représentée par la figure II.1 en page 32.

entrée binaire

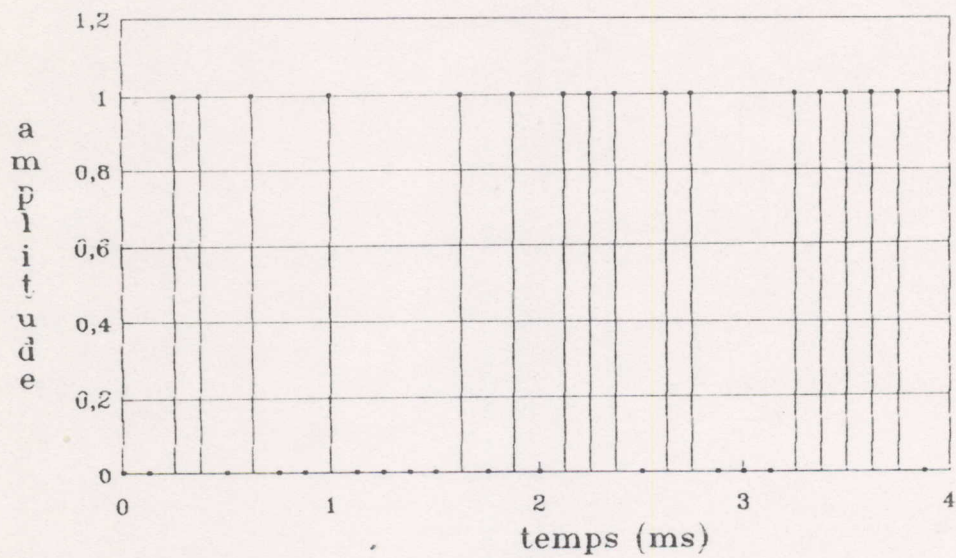


Figure III.5

sortie modulée

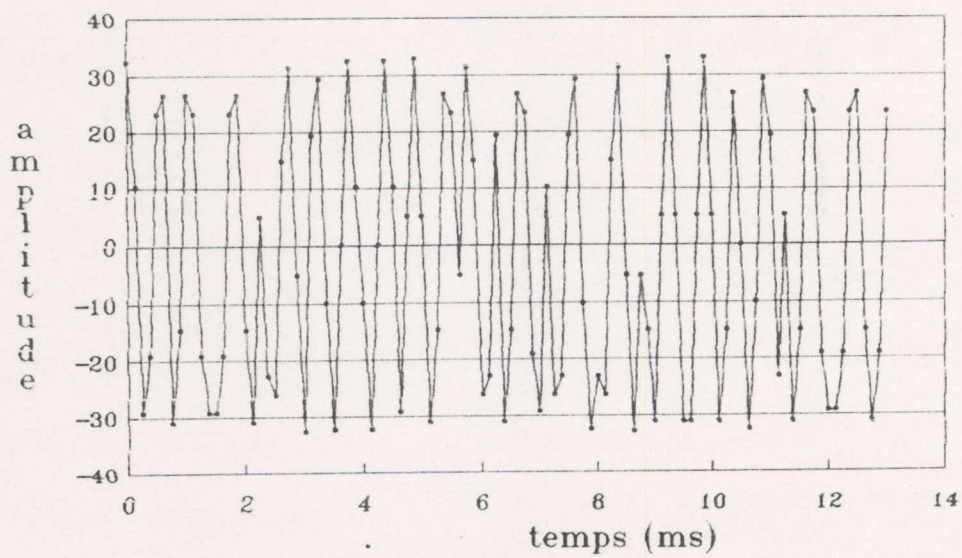


Figure III.6

spectre modulé

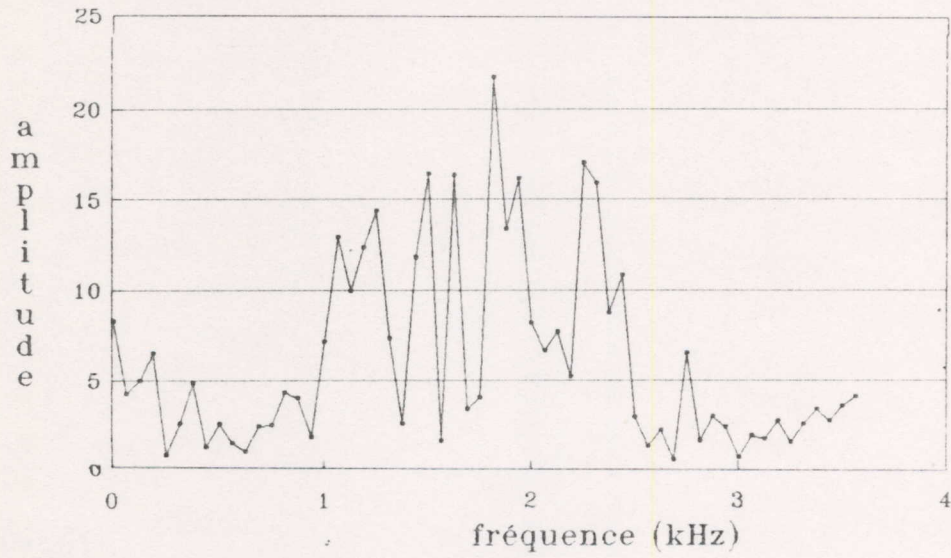


Figure III.7

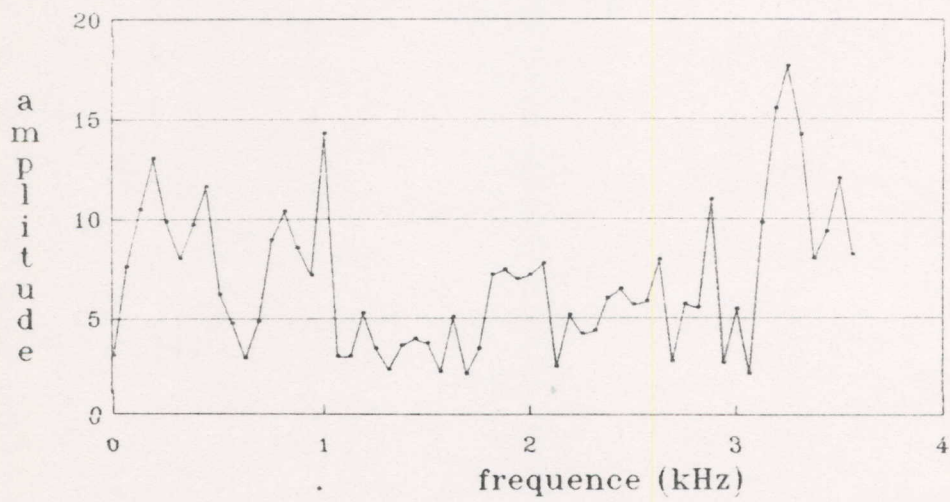
spectre démodulé
voie 1

Figure III.8

En mode réception, le modem reçoit, à la fréquence d'échantillonnage de 8000 hz, un échantillon du signal à moduler qui est traité par chaque fonction suivant l'organigramme de la figure III.9.

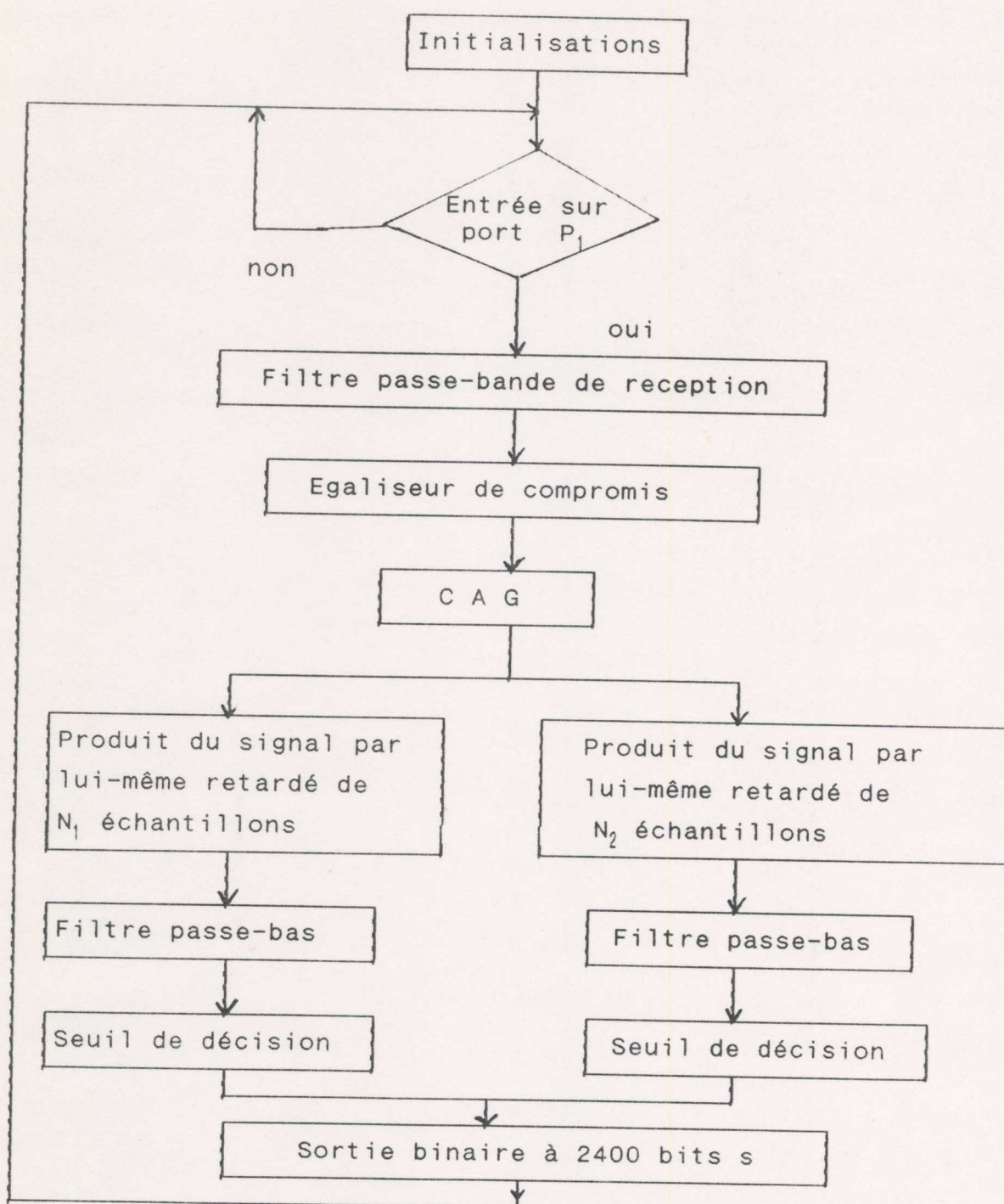


Figure III.9

Chaque fonction est réalisée par un ou plusieurs sous-programmes. Les filtres numériques utilisés sont constitués de plusieurs cellules du second ordre. A cet effet un sous-programme FILT a été élaboré et calcule les échantillons en sortie d'une section du 2^e ordre. Le sous-programme CAG réalise la fonction automatique de gain, tandis que le sous-programme DECIS, permet de sortir le symbole binaire émis. La fonction produit retardé est effectuée par le programme principal de réception.

III-2.2 Choix des filtres :

III-2.2.1 : Le filtre passe-bande de réception :

Ce filtre est destiné à éliminer le bruit en dehors de la bande utile du signal. L'étude du spectre de la sortie modulée de la figure III.7 (page 53) montre que ce dernier est de la forme $\sin^2[(2\pi f_0 t)]/[2\pi f_0 t]^2$ et que la majeure partie de l'énergie s'étend de 800 hz à 2800 hz. Par conséquent et conformément au gabarit représenté par la figure II.2 (page 34), les paramètres fixés pour ce filtre sont :

$TBW_1 = 600 \text{ hz}$, $TBW_2 = 600 \text{ hz}$, fréquence centrale : 1800 hz

bande passante 800 hz.

Atténuation dans la bande stoppée : 18 dB

Atténuation dans la bande passante : 3 dB

L'atténuation dans la bande coupée est fixée à 18 dB après étude du spectre de la figure III-7, qui est celui du signal modulé et afin de réduire la partie du signal situé en dehors de la bande 800 - 2800 Hz.

Le filtre de nature récursif, sera du type **Butterworth**, qui a l'avantage d'avoir un temps de propagation de groupe assez faible. La synthèse de ce filtre donne un filtre numérique du 4^e ordre dont la fonction de transfert est constituée de deux cellules du second ordre :

$$H_1 = 0.06758122657 \frac{1 - z^{-2}}{1 - 0.632786502 z^{-1} + 0.653537869 z^{-2}}$$

$$H_2 = \frac{1 - z^{-2}}{1 + 1.15961971146 z^{-1} + 0.6310318486 z^{-2}}$$

Les réponses fréquentielles de ce filtre en amplitude et en phase sont données par les figures III.10 et III.11 respectivement.

III-2.2.2 Le filtre passe-bas :

Ce filtre ne doit prendre en compte que l'information contenue dans la partie basse fréquence du signal. Après étude du spectre du signal démodulé de la figure III.8 (page 53), on constate que la partie basse fréquence s'étend de 0 à 1600 hz; Le signal s'atténue à partir de 900 hz. Conformément au gabarit d'un tel filtre donné par la figure II.3 (page 34) le type et les paramètres sont fixés comme suit:

- Filtre de nature récursif de type **Butterworth** .
- $TBW_2 = 900$ hz , fréquence centrale = 450 hz
- Atténuation dans la bande stoppée : 25 dB
- Atténuation dans la bande passante : 3 dB.

La synthèse donne un filtre numérique du 4^e ordre dont la fonction de transfert sous forme de deux cellules du second ordre est la suivante:

$$H_1 = 0.0071972 \frac{1 + 2 z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.95002653 z^{-1} + 0.249977924 z^{-2}}$$

$$H_2 = \frac{1 + 2 z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.2175684 z^{-1} + 0.60173602 z^{-2}}$$

reponse en amplitude
du filtre passe-bande

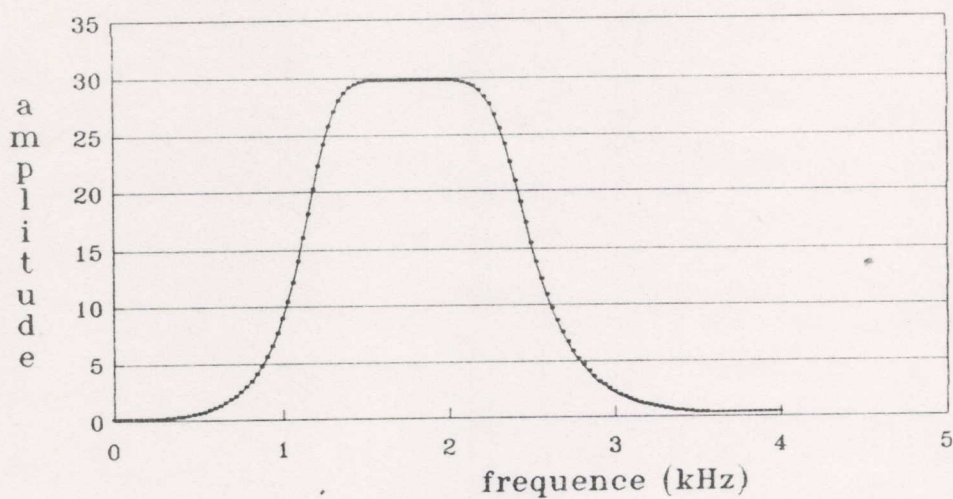


Figure III.10

reponse en phase
du filtre passe-bande

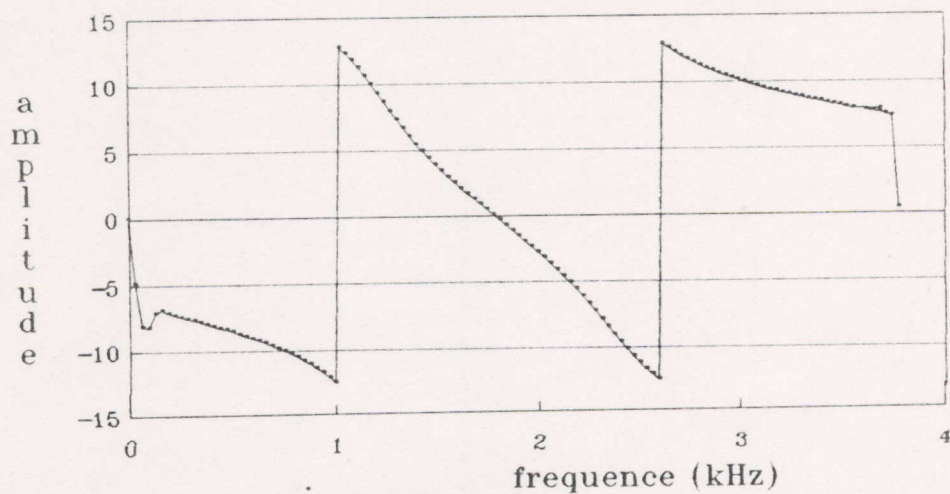


Figure III.11

Les réponses fréquentielles en amplitude et en phase du filtre passe-bas sont représentées par les figures III.13 et III.14 .

III-2.3 La cellule du second ordre :

En associant des cellules du second ordre du même type, on peut réaliser n'importe quel filtre. Aussi il suffit d'écrire le programme d'une cellule du second ordre dont la fonction de transfert, sous sa forme générale est :

$$H(Z) = g \frac{a_0 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2}}{1 - b_1 Z^{-1} - b_2 Z^{-2}}$$

Sa réalisation (deuxième forme canonique) est représentée sur la figure III.14.

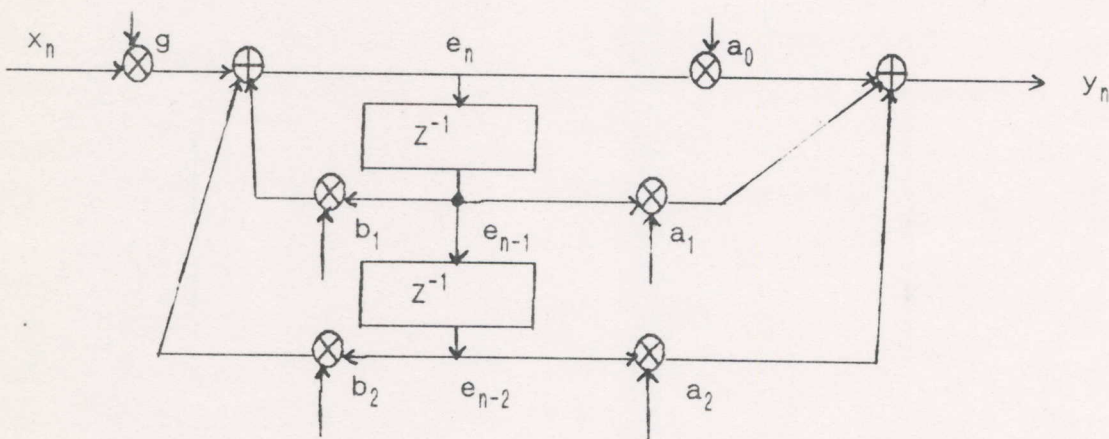


Figure III.12

reponse en amplitude
du filtre passe-bas

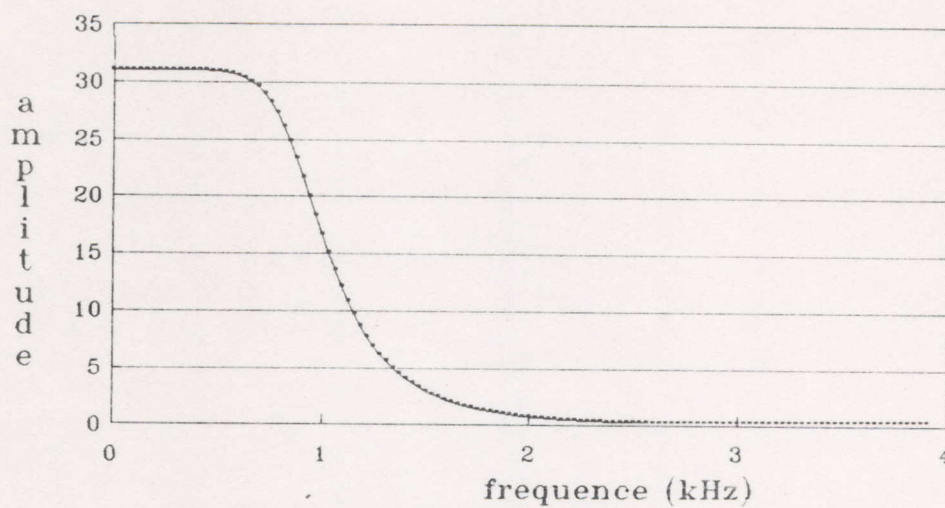


Figure III.13

reponse en phase
du filtre passe-bas

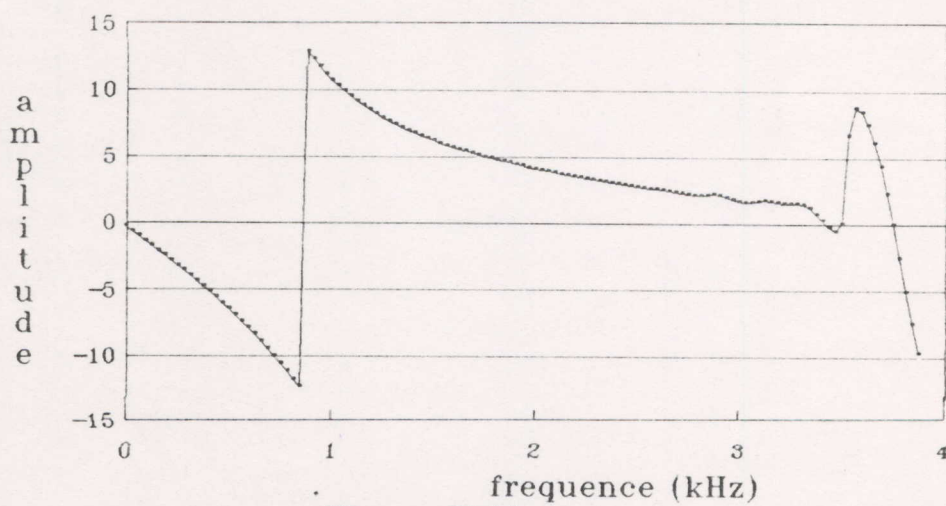


Figure III.14

Comme les termes a_1 et b_1 peuvent, en général être supérieurs à l'unité, alors il a été préférable de considérer la forme décrite sur la figure III.15, qui utilise ainsi des coefficients qui seront tous inférieurs à 1.

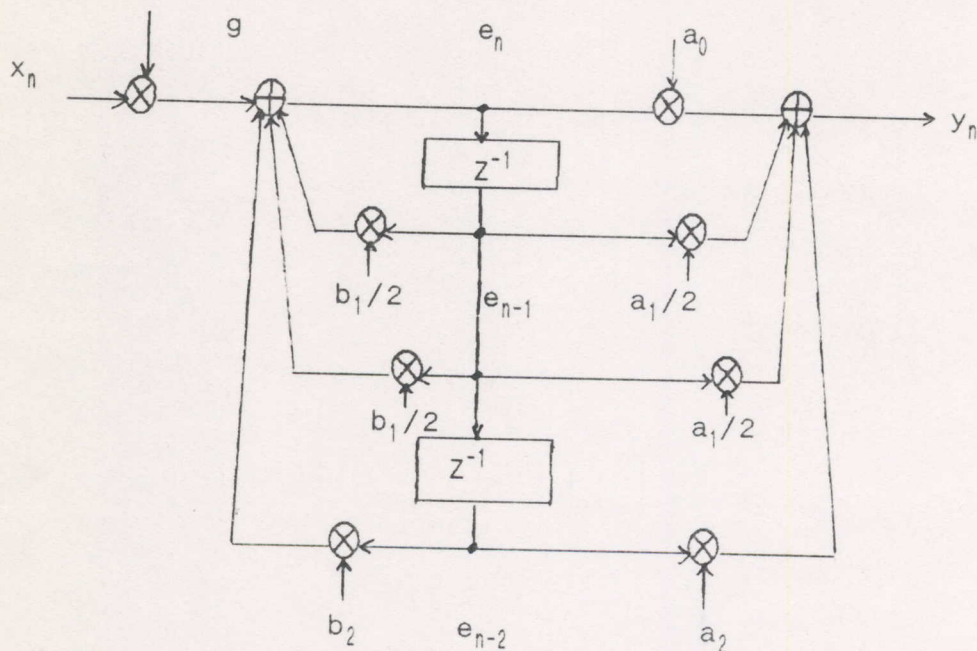


Figure III.15

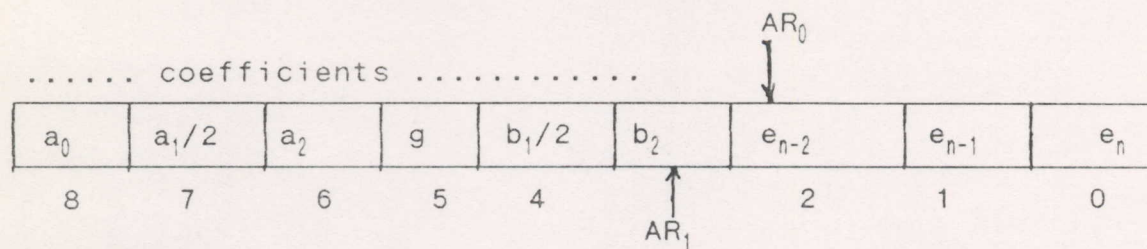
L'algorithme est le suivant :

$$e_n = g \cdot x_n + b_1/2 \cdot e_{n-1} + b_1/2 \cdot e_{n-1} + b_2 \cdot e_{n-2} \quad (\text{III.5})$$

$$y_n = a_0 \cdot e_n + a_1/2 \cdot e_{n-1} + a_1/2 \cdot e_{n-1} + a_2 \cdot e_{n-2} \quad (\text{III.6})$$

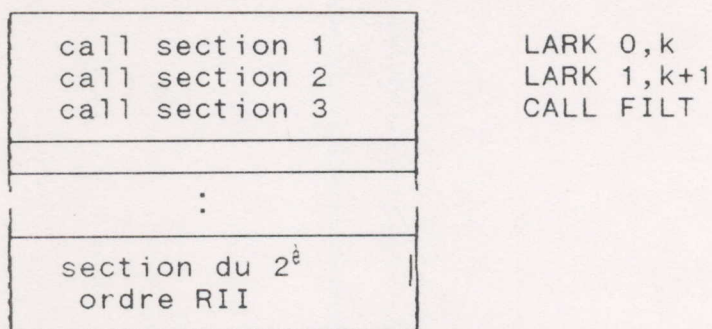
$$e_{n-2} \longleftarrow e_{n-1} \quad , \quad e_{n-1} \longleftarrow e_n$$

Organisation mémoire : Mémoire



ARP = 1 ; ACC contient X_n au début et Y_n à la fin

Mémoire de programme :



Ce sous-programme a les caractéristiques suivantes:

- il comporte 22 instructions
- s'exécute en 4,4 μ s
- demande les chargements de seulement deux pointeurs: AR_0 et AR_1 pour définir une section particulière, puis l'appel du sous-programme.
- permet de cascader des sections du 2^è ordre.

III-2.4 Le retard:

La fonction retard doit permettre de retrouver à chaque instant t quelconque, l'échantillon du signal présent à l'instant $t-n$, (n étant le retard). On peut réaliser cette fonction à l'aide d'un registre à décalage dont il faut modifier le contenu à chaque appel. Vu le nombre important de transfert entre mémoire que nécessite cette méthode, nous avons utilisé une autre méthode qui utilise un pointeur tournant pour retrouver l'échantillon désiré [4].

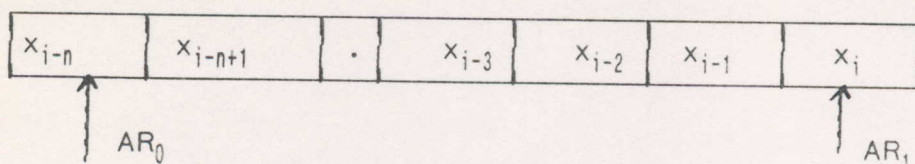


Figure III.16

A l'instant i l'échantillon présent à l'entrée est positionné en mémoire par le pointeur AR_1 qui sera incrémenté d'un pas. L'échantillon retardé est indiqué par le pointeur AR_0 qui sera aussi incrémenté après l'opération; ce qui fait déplacer toujours le pointeur AR_1 à la position occupée par AR_0 l'instant plutôt et ce dernier indiquera l'échantillon retardé pour le prochain appel.

Les figures III.16 et III.17 donnent la représentation des données en mémoire et l'organigramme.

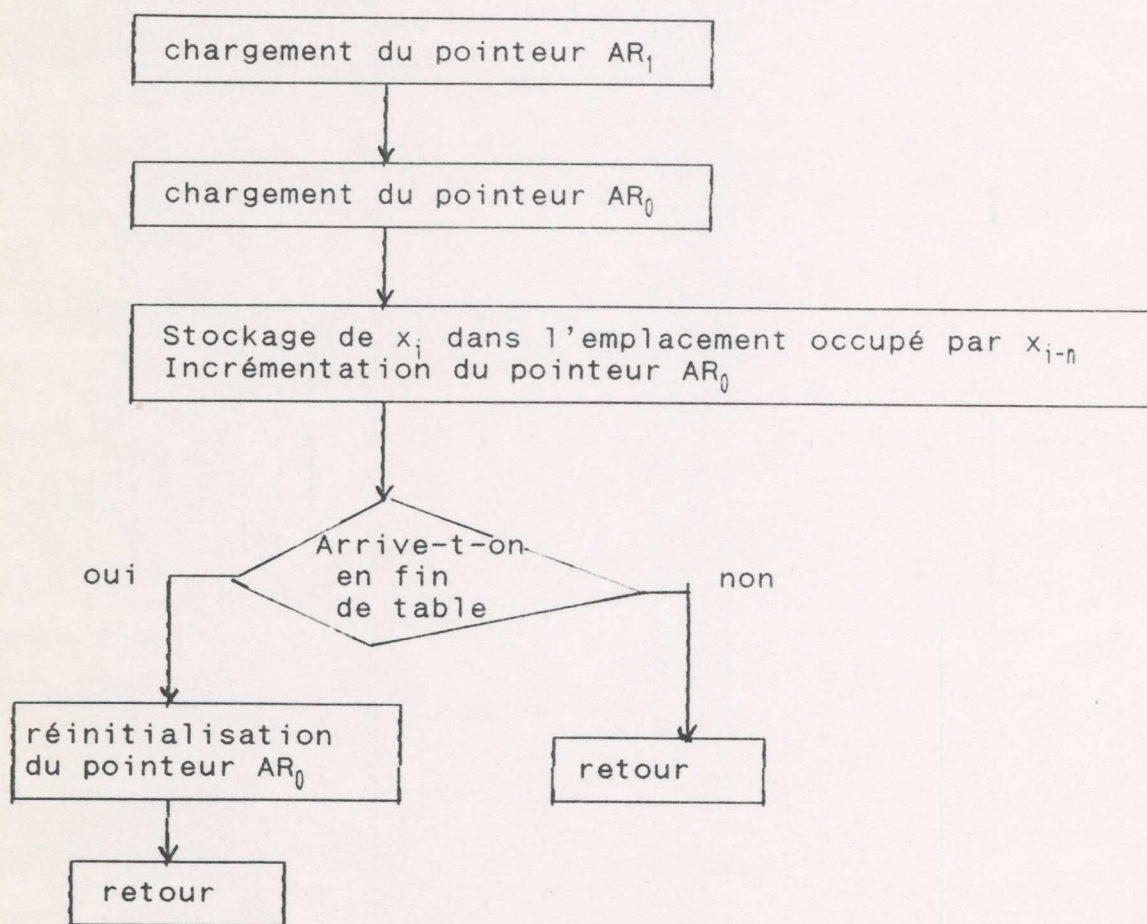


Figure III.17

III-2.5 Démodulateur :

Le principe de la démodulation différentielle à 4 états a été montré au parag. IV-2.3.2, chap. I, page 21. Nous allons l'appliquer pour notre réalisation pour les paramètres suivant :

- fréquence d'échantillonnage : $f_e = 8000$ hz
- fréquence de la porteuse : $f_0 = 1800$ hz
- rapidité : $1/T = 1200$ bauds
- débit binaire : 2400 bits/s

Le schéma de la figure III.18 représente le schéma de principe du démodulateur:

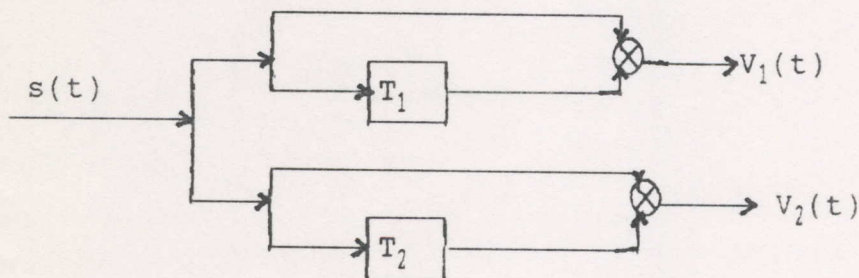


Figure III.18

Les deux retards T_1 et T_2 doivent encadrer au mieux la valeur T de la période baud et doivent satisfaire les conditions constituées par les équations I.43 et I.44 (page 22).

Sachant que $T = 3/2T_0$, la période d'échantillonnage étant $T_e = 1/8000$ s alors $T = 6.66 T_e$ et $T_0 = 40/9 T_e$

Alors, T_1 et T_2 seront fixés de telle façon que :

$$2\pi f_0 T_1 = n\pi/2 \quad n : \text{entier} \quad (\text{III.7})$$

$$2\pi f_0 T_2 = (n+1)\pi/2 \quad (\text{III.8})$$

Si on prend $T_2 = T$, on doit avoir $2\pi f_0 T_2 = (n+1)\pi/2$, soit $n = 5$.
 Pour déterminer T_1 on utilise la première équation :

$$2\pi f_0 T_1 = n\pi/2 \quad \text{soit} \quad T_1 = 5.55 T_e$$

On fixe alors $T_1 = 5$ et $T_2 = 6$

Si le signal incident a pour équation :

$$s(t) = A \cdot \sin(2\pi f_0 t + \phi_k) \quad (\text{III.9})$$

On obtient en sortie des multiplieurs :

$$V_1(t) = s(t) \cdot s(t-T_1) = s(t) \cdot s(t-5T_0/4) \quad (\text{III.10})$$

$$V_2(t) = s(t) \cdot s(t-T_2) = s(t) \cdot s(t-3T_0/2) \quad (\text{III.11})$$

Soit :

$$V_1(t) = A^2 \cdot \sin(2\pi f_0 t + \phi_k) \cdot \sin(2\pi f_0 (t-5T_0/4) + \phi_{k-1}) \quad (\text{III.12})$$

$$V_2(t) = A^2 \cdot \sin(2\pi f_0 t + \phi_k) \cdot \sin(2\pi f_0 (t-3T_0/2) + \phi_{k-1}) \quad (\text{III.13})$$

Le passage dans le filtre passe-bas permet d'éliminer les termes en $2f_0$, on aura :

$$y_1(t) = A^2/2 \cdot \cos(2\pi f_0 5T_0/4 + \Delta\phi_k) \quad (\text{III.14})$$

$$y_2(t) = A^2/2 \cdot \cos(2\pi f_0 3T_0/2 + \Delta\phi_k) \quad (\text{III.15})$$

$$\text{avec } \Delta\phi_k = \phi_k - \phi_{k-1} \quad (\text{III.16})$$

On obtient enfin :

$$y_1(t) = A^2/2 \cdot \cos(5\pi/2 + \Delta\phi_k) = A^2/2 \cdot \cos(\pi/2 + \Delta\phi_k) \quad (\text{III.17})$$

$$y_2(t) = A^2/2 \cdot \cos(3\pi + \Delta\phi_k) = A^2/2 \cdot \cos(\pi + \Delta\phi_k) \quad (\text{III.18})$$

Les règles de décisions appliquées aux deux valeurs détectées $y_1(t)$ et $y_2(t)$ qui permettent de déterminer le couple (A, B) émis sont résumées dans le tableau III.3 conformément au codage (solution B du CCITT) choisi à l'émission (paragraphe V-3.2, chapitre I).
 Il apparaît que le seuil de décision à considérer est la valeur zéro.

$y_1(t)$	$y_2(t)$	A	B	$\Delta\phi_k$
-	-	0	0	$\pi/4$
-	+	0	1	$3\pi/4$
+	+	1	1	$5\pi/4$
+	-	1	0	$7\pi/4$

Tableau III.3

III-2.6 La décision :

Un sous-programme décision est écrit pour permettre la détection de l'information binaire à partir du signal incident démodulé et filtré par le filtre passe-bas. Comme on peut le constater sur le tableau III.3, les signaux $y_1(t)$ et $y_2(t)$ porteurs de l'information dans les deux voies de démodulations, sont positifs si l'élément binaire correspondant A ou B vaut "1" et négatifs s'il vaut "0"; alors la valeur du seuil de décision est prise égale à zéro. Ainsi le sous-programme compare la valeur de l'échantillon à celle fixée pour le seuil de décision.

Comme les échantillons d'entrées arrivent à une fréquence de 8000 hz et que le débit binaire est de 2400 bits/s, on attend d'avoir reçu 5 échantillons avant de sortir le bit correspondant, étant donné qu'une période baud $T = 6.66$ périodes d'échantillonnage.

Ce sous-programme utilise un mot mémoire pour stocker la valeur du seuil de décision; il comporte 43 instructions et s'exécute en 6 μ s maximum.

III-2.7 La commande automatique de gain :cag

Cette fonction permet de ramener le signal à l'entrée à une valeur de référence constante. Le schéma de principe est donné par la figure III.19.

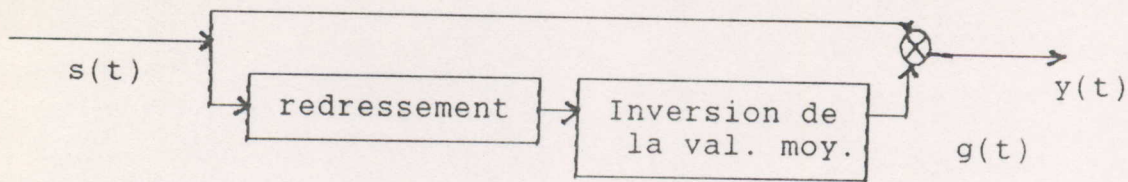


Figure III.19

La valeur moyenne d'une sinusoïde $s(t)$ redressée, d'amplitude A et de période T , est une constante égale à :

$$m = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} A \cdot \sin\left[\left(\frac{2\pi}{T}\right)t\right] dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} A \sin a da = \frac{2A}{\pi} \quad (\text{III.19})$$

Le signal corrigé $y(t)$ est obtenu en multipliant le signal incident $s(t)$ par l'inverse $g(t)$ de la valeur moyenne m .

$$y(t) = g(t) \cdot s(t) \\ = \left(\frac{\pi}{2A}\right) A \sin\left(\frac{2\pi}{T}\right)t = \frac{\pi}{2} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{T}\right)t \quad (\text{III.20})$$

L'amplitude du signal de sortie varie alors entre $-\pi/2$ et $+\pi/2$. Pour que le signal de sortie puisse varier entre -1 et $+1$, il faut multiplier la valeur moyenne calculée m par la quantité $2/\pi$. Pour une réalisation numérique le schéma adopté est décrit par la figure III.20.

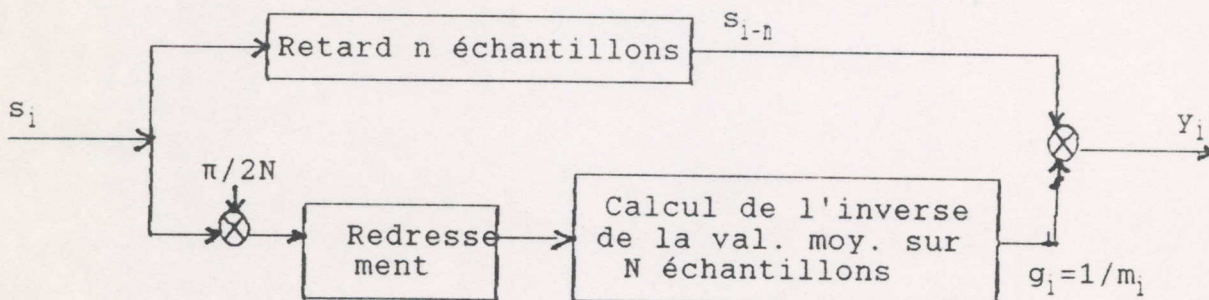


Figure III.20

La valeur moyenne m_i et le gain g_i s'écrivent :

$$m_i = \sum_{j=i-N+1}^i (\pi/2N) s_j \quad (\text{III.21})$$

Comme m_i est toujours inférieure ou égale à 1, on peut l'écrire sous la forme suivante:

$$m_i = 2^{-v} \cdot z \quad (\text{III.22})$$

où v est un entier positif ou nul et z est une valeur comprise entre 0,5 et 1. On en déduit les valeurs correspondantes pour m_i et g_i :

$$g_i = 2^v \cdot 1/z \quad \text{et} \quad y_i = 2^v \cdot (1/z) \cdot s_{i-n}$$

Dans une réalisation numérique, le facteur 2^v correspond à v décalages à gauche du mot à multiplier.

Le problème consiste à calculer l'inverse de z ; On peut l'approcher en utilisant k niveaux équirépartis sur la courbe $f(z) = 1/z$, comme le montre la figure III.21 [4].

Ainsi, si z est compris entre deux valeurs C_j et C_{j+1} , le gain est constant et égal à g_j d'où :

$$y_i = 2^v \cdot g_j \cdot s_{i-n} \quad (\text{III.23})$$

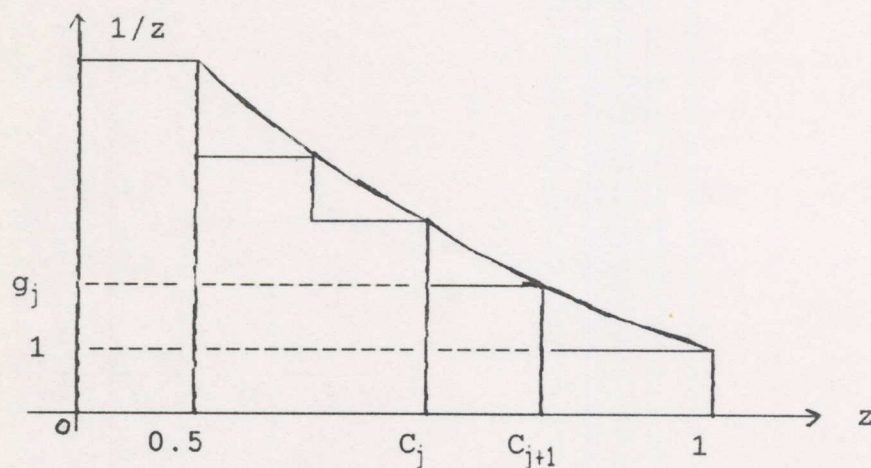


Figure III.21

Pour notre application nous prenons 16 niveaux équirépartis dans le tableau III.4 [4].

L'organigramme pour une réalisation numérique est représenté sur la figure III.22 . L'échantillon à corriger s_{i-n} est rangé dans la case mémoire "62" et la quantité $[\pi/2N.s_j]$ dans la case "34". On effectue le calcul de la somme $\sum \pi/2N.s_j$ que l'on stocke à l'adresse "4". Pour la fréquence d'échantillonnage de 8000 hz, nous avons 6 échantillons par période baud, alors le nombre $N = 6$. (ce nombre est fixé de telle sorte qu'il comporte tous les échantillons qui constituent une période baud).

z	j	$g_j = 1/z$	$g_j - 1$
1.000000	15	1.000000	0.000000
0.968750	14	1.032258	0.032258
0.937500	13	1.066666	0.066666
0.906250	12	1.103448	0.103448
0.875000	11	1.142857	0.142857
0.843750	10	1.185185	0.185185
0.812500	9	1.230769	0.230769
0.781250	8	1.280000	0.280000
0.750000	7	1.718750	0.333333
0.718750	6	1.391304	0.391304
0.687500	5	1.454545	0.454545
0.656250	4	1.523809	0.523809
0.625000	3	1.600000	0.600000
0.593750	2	1.684210	0.684210
0.562500	1	1.777777	0.777777
0.531250	0	1.882353	0.882353

Tableau III.4

Le nombre n de retard est fixé lui à $N/2$ soit $n = 3$. Ainsi, on peut effectuer le calcul du facteur multiplicatif $g(kT)$ avec les échantillons encadrant l'échantillon $s(kT)$.

La procédure est la suivante :

On décale simultanément le contenu de la case mémoire "4" et celui de la case "62" jusqu'à amener le premier bit significatif du contenu de "4" immédiatement à droite du bit de signe. On obtient alors dans la mémoire "4" un nombre compris entre 0.5 et 1. Le nombre de décalages effectués est égal à v et la case mémoire "62" contient $2^v \cdot s_{i-n}$.

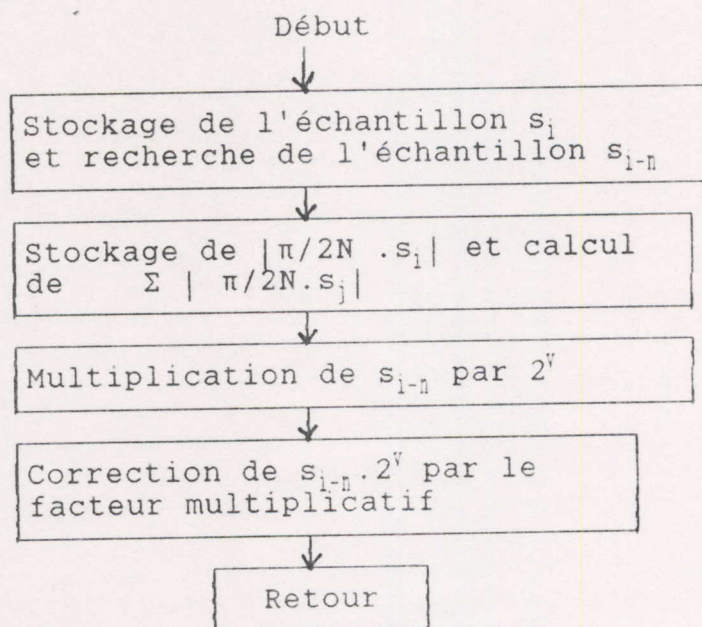


Figure III.22

Pour déterminer le facteur correctif g_j , correspondant à la valeur de z contenue dans la case "4" et comme l'on dispose de 16 niveaux équirépartis entre 0,5 et 1 (cf.tab.III.4), on effectue deux décalages à gauche du contenu de "4" :

- Les quatres bits les plus significatifs de la valeur contenue dans l'adresse "4" vont donner le numéro j du gain g_j recherché.

D'autre part, pour éviter de multiplier le contenu de l'adresse "62" soit $2^v \cdot s_{i-n}$ par un nombre supérieur à 1, on réalise l'opération de la manière suivante:

$$y_i = ["62"] + (g_j - 1) \cdot ["62"] \quad (\text{III.24})$$

avec ["62"] : contenu de la case mémoire 62.

Le sous-programme CAG comporte 122 instructions et s'exécute au maximum en 12,8 μ s pour le traitement d'un échantillon. Pour étudier le comportement de cette CAG, nous avons effectué deux simulations : l'une sans atténuation et l'autre avec une atténuation, à l'entrée du filtre passe-bande, de 40 dB en multipliant le facteur de gain de la première cellule du filtre passe-bande par 10^{-2} . Les résultats de cette simulation sont donnés par les figures III.23 et III.24. En comparant, on constate que le signal est bien atténué d'un facteur 10^{-2} (40 dB) dans la figure III.24 et que le signal après la CAG est identique avec ou sans atténuation (figure III.25 et figure III.26). La CAG joue donc bien son rôle de réajustement du niveau du signal.

III-3. SIMULATIONS :

III-3-1 : Résultats obtenus dans le domaine spectral:

Nous avons effectués dans un premier temps des simulations en l'absence de bruit avec le TMS32010 et en MATLAB. Le signal d'entrée est une séquence binaire pseudo-aléatoire de 31 bits terminée par un zéro.

Les variables de sorties utilisées dans les graphes représentent ce qui suit:

- variable S : sinusoïde générée par le programme MODULA
- variable M : sortie du modulateur
- variable LT : sortie de la ligne de transmission
- variable PBD : sortie du filtre passe-bande
- variable EC : sortie de l'égaliseur de compromis
- variable CAG : sortie de la commande automatique de gain
- variable D : sortie d'une des voies de démodulation
- variable F : sortie du filtre passe-bas sur la même voie
- variable SB : sortie binaire sur la même voie

sortie passe-bande
non atténuée

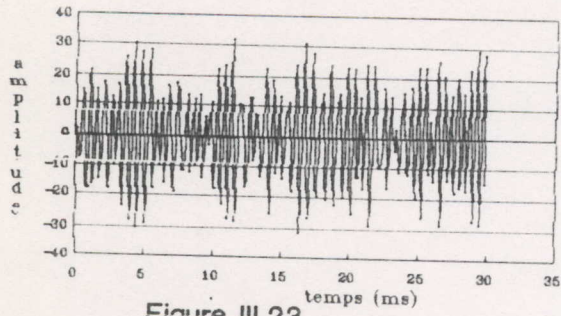


Figure III.23

sortie passe-bande
atténuée

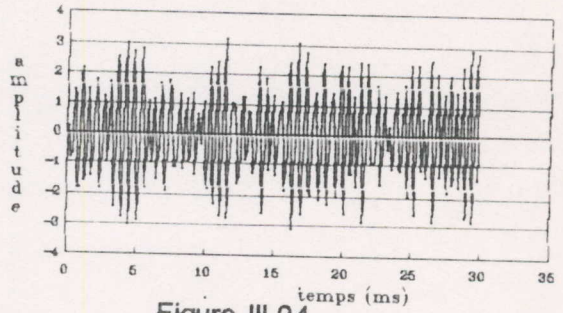


Figure III.24

sortie CAG
sans atténuation

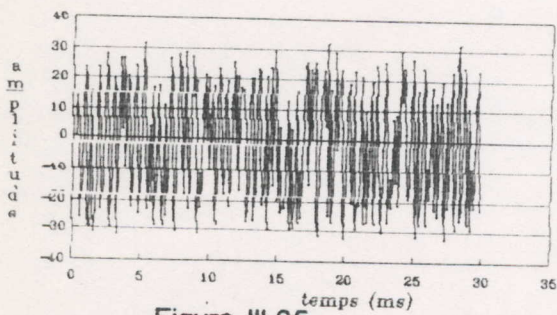


Figure III.25

sortie CAG
avec atténuation

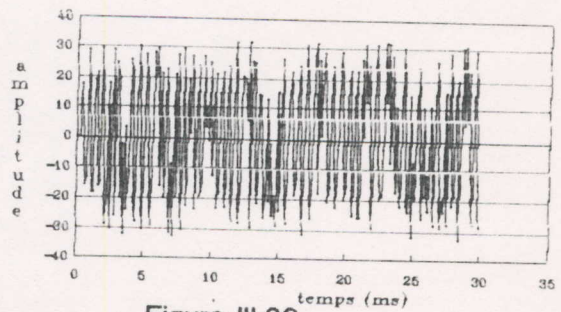


Figure III.26

- variable ER : entrée recepneur

Nous avons utilisé pour la ligne de transmission un filtre numérique passe-bas de bande passante 3400 Hz dont la fonction de transfert est constituée de trois cellules du second ordre:

$$c1 = 0.3982 \frac{1 + 2 Z^{-1} + Z^{-2}}{1 - 1.23903 Z^{-1} - .039047 Z^{-2}}$$

$$c2 = \frac{1 + 2 Z^{-1} + Z^{-2}}{1 + 1.34921 Z^{-1} + 0.514112 Z^{-2}}$$

$$c3 = \frac{1 + 2 Z^{-1} + Z^{-2}}{1 + 1.59485 Z^{-1} + 0.78977 Z^{-2}}$$

Pour l'égalisation, nous avons utilisé l'égaliseur de compromis dont la fonction de transfert est constituée des trois cellules suivantes [4]:

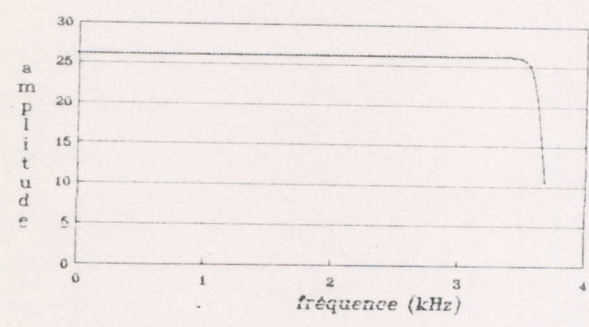
$$h1 = 0.068 \frac{1 - 1.019689 Z^{-1} + 1.946 Z^{-2}}{1 - 0.523992 Z^{-1} + 0.513874 Z^{-2}}$$

$$h2 = \frac{1 - 0.90132 Z^{-1} + 2.02044 Z^{-2}}{1 - 0.04461 Z^{-1} + 0.494949 Z^{-2}}$$

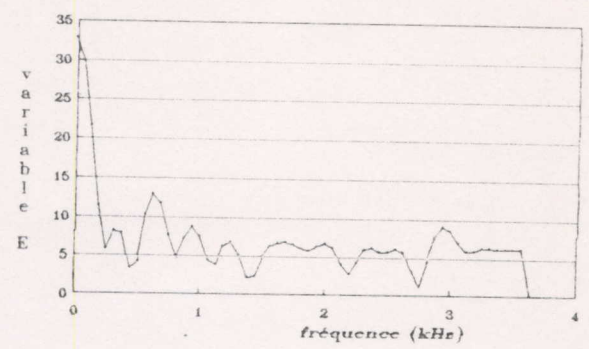
$$h3 = \frac{1 + 1.83398 Z^{-1} + 5.75616 Z^{-2}}{1 + 0.413085 Z^{-1} + 0.521755 Z^{-2}}$$

La figure III.27 montre les spectres obtenus par simulation avec le TMS32010. On voit le spectre modulé (variable M) et les dégradations apportées par le canal (LT). Le spectre à la sortie du filtre passe-bande (variable PBD) conserve la partie utile du signal (1200 - 2400 Hz). les distorsions apportées par le canal sont quelque peu corrigées par l'égaliseur de compromis (variable EC).

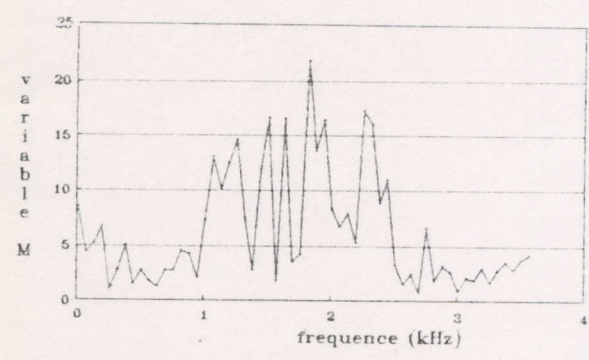
réponse en amplitude
du canal



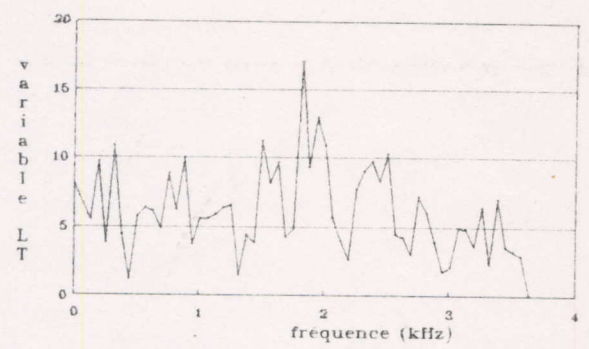
spectre de l'entrée binaire



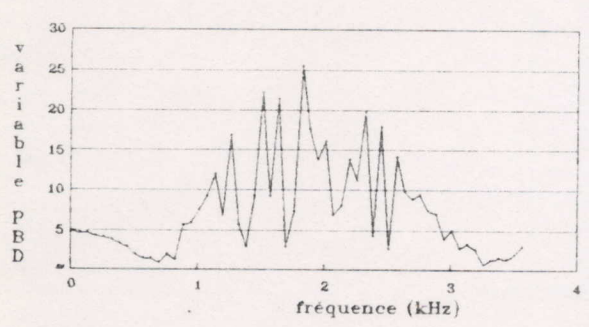
spectre modulé



spectre sortie canal



spectre sortie filtre
passe-bande



spectre sortie égaliseur

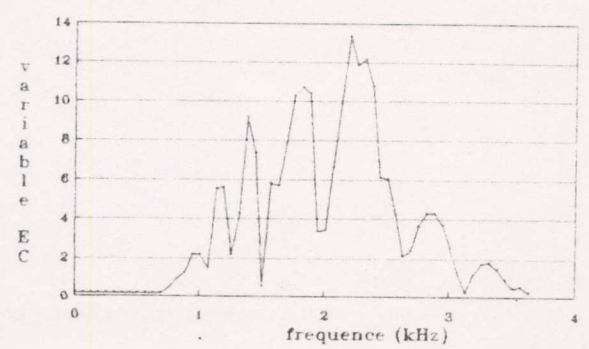


Figure III.27

Sur la figure III.28 ,le spectre à la sortie de la commande automatique de gain ne peut montrer l'efficacité de la CAG qui a été prouvée dans le domaine temporel (voir figures III.23 ,24, 25 et 26).

Par contre,le spectre (variables F1),montre l'élimination de la partie haute fréquence du spectre (variable D1) sur la même voie de démodulation différentielle.

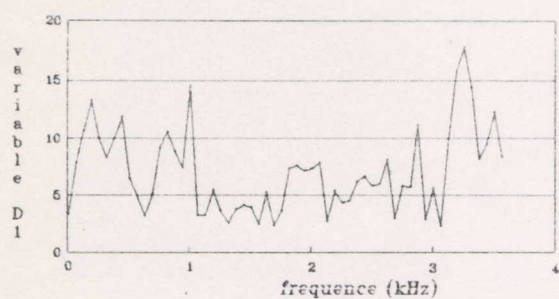
Les figures III.29 et III.30 montrent les résultats de la simulation faite avec MATLAB où l'on remarque les similitudes avec les résultats précédents .

Nous allons maintenant montrer l'influence du bruit aux différents niveaux de la chaine de transmission, en superposant au signal à la sortie de la ligne, un bruit blanc gaussien pour un rapport signal sur bruit de 10 dB. La simulation a été faite avec MATLAB et les résultats correspondants sont représentés par les figures III.31 et III.32. En comparant le spectre obtenu précédemment à la sortie du canal au spectre du signal à l'entrée du récepteur (variable ER), on remarque que ce dernier est fortement modifié par le bruit. Le spectre (variable PBD) permet de juger du bon fonctionnement du filtre passe-bande, grâce à la suppression du bruit en dehors de la bande utile.

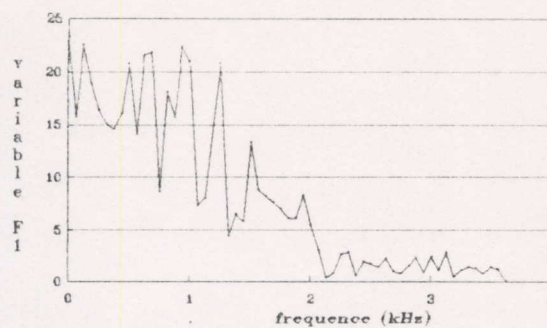
En comparant les spectres (variables EC, CAG, D1 et F1), on remarque leur similitude avec le cas sans bruit et il est difficile de tirer des conclusions sur la qualité de la transmission.

Il faut effectuer encore des simulations dans le domaine temporel.

spectre démodulé
voie 1



Spectre passe-bas



spectre sortie CAG

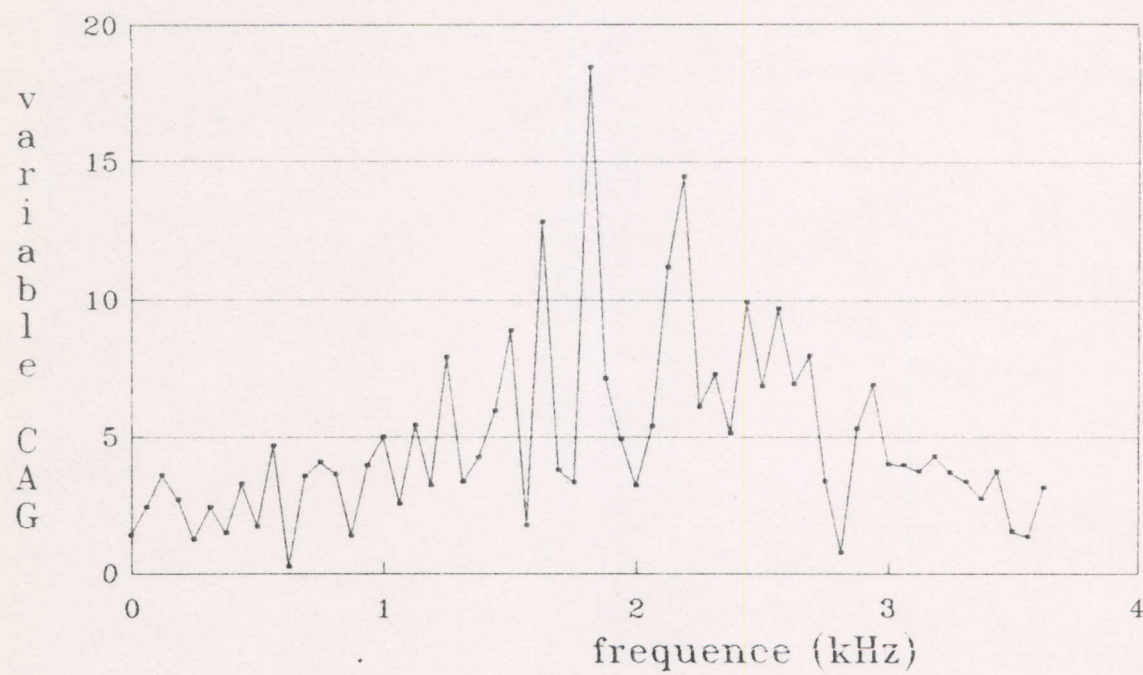


Figure III.28

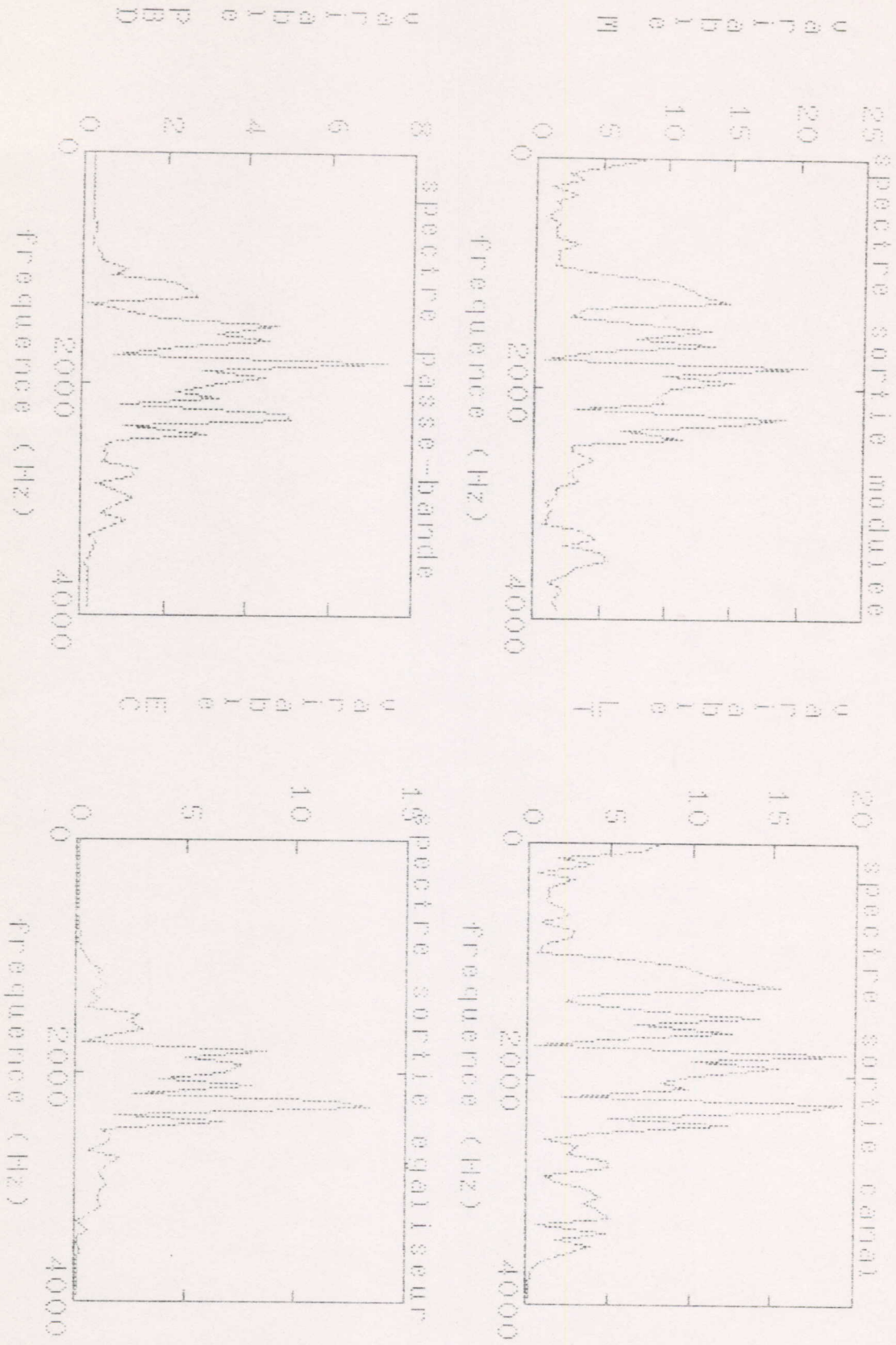


Figure III.29

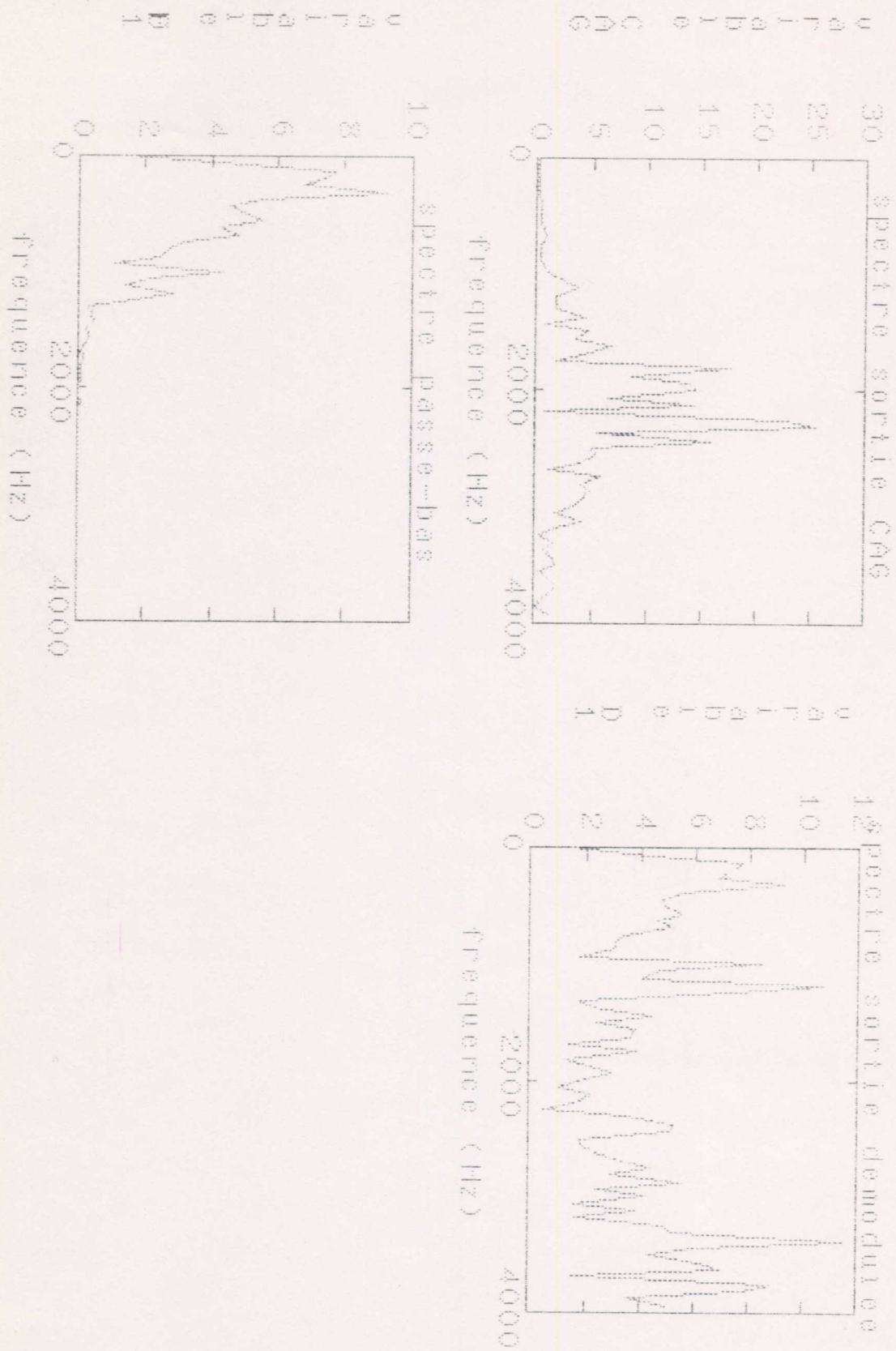


Figure III.30

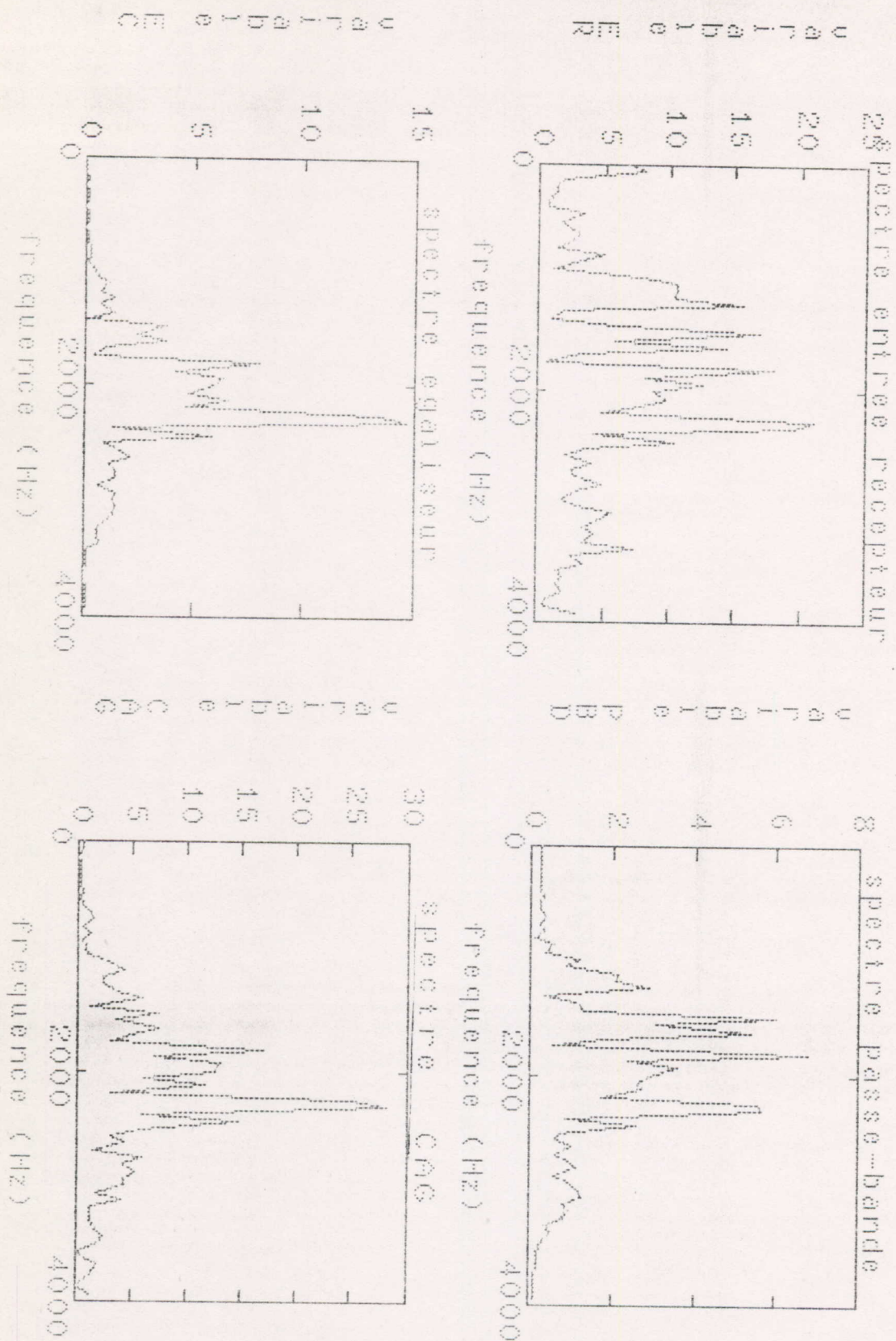


Figure III.31

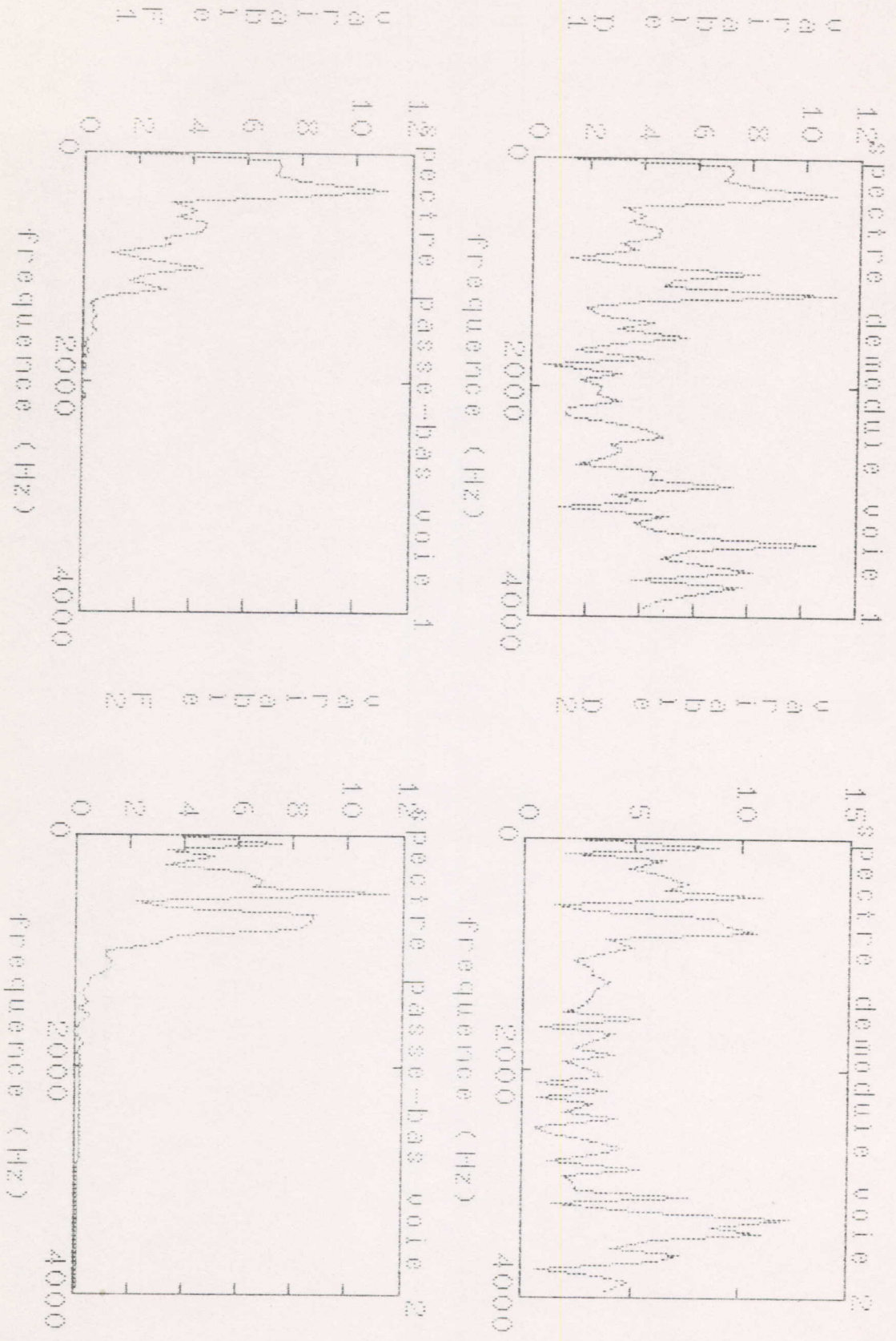


Figure III.32

III-3-2 Résultats obtenus dans le domaine temporel:

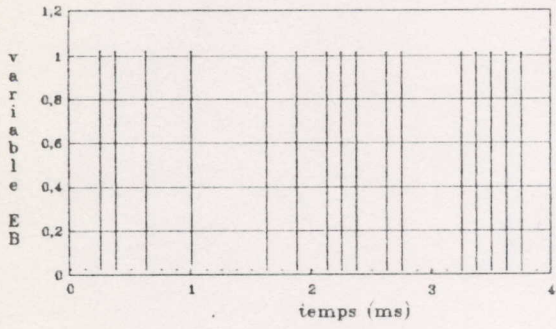
Pour apprécier le comportement du système de transmission, nous avons effectué des simulations avec le TMS32010 et en MATLAB, en appliquant à l'entrée du modulateur une séquence binaire pseudo-aléatoire de 31 bits terminée par un zéro. Nous avons travaillé dans un premier temps en l'absence de bruit.

La figure III.33 montre les signaux obtenus par simulation avec le TMS 32010 : ainsi, la variable EB montre la séquence binaire d'entrée tandis que la variable M montre le signal modulé où l'on peut relever les sauts de phase de la porteuse. La variable LT montre les distorsions apportées par le canal de transmission. La variable PBD montre le signal à la sortie du filtre passe-bande. La figure III.34 montre le signal obtenu après l'égalisation (variable EC) et la commande automatique de gain (variable CAG) permet d'ajuster le signal à un niveau de référence constant. Les variables D1 et D2 montrent les signaux après démodulation différentielle de phase à quatre états. Les variables F1 et F2 montrent sur la figure III.35, les signaux après filtrage passe-bas sur les deux voies de démodulations, qui après remise en forme, permettent d'obtenir les signaux binaires sur les deux voies (variables SB1 et SB2). Ces signaux correspondent respectivement au premier et second bits du dibit transmis selon le principe de l'avis V26 ter du CCITT. En les remultipliant, nous obtenons la séquence de sortie binaire identique à celle d'entrée, mais décalée dans le temps par l'opération du produit retardé lors de la démodulation. Les figures III.36, III.37 et III.38 donnent les résultats obtenus par simulation avec MATLAB. On remarque les similitudes dans l'ensemble avec les résultats obtenus avec le TMS32010.

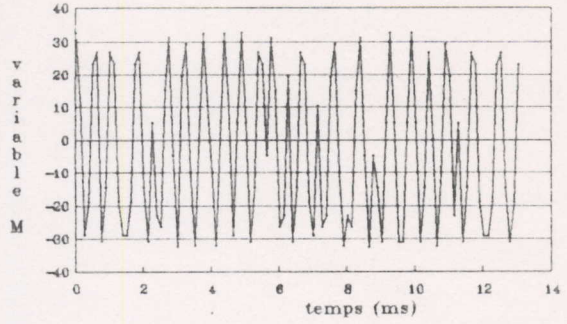
Pour la simulation en présence de bruit, les figures III.39 et III.40 montrent les signaux aux différents niveaux de la chaîne, avec un rapport signal sur bruit de 10 dB. Les effets du bruit apparaissent au niveau de l'entrée récepteur (variable ER). Si on compare les signaux obtenus en présence et en absence du bruit, on constate que les effets du bruit provoquent des déformations au niveau des sorties filtrées (variables F1 et F2), bien qu'il n'entraînent pas d'erreurs sur les signaux après décision.

Afin de conclure sur la qualité de transmission, en présence du bruit, nous avons évalué le taux d'erreur sur des séquences plus grandes.

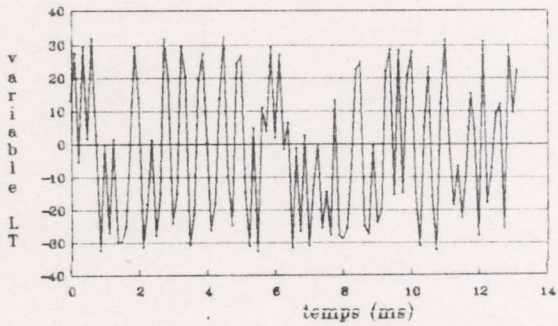
entrée binaire



sortie modulée



sortie canal



sortie passe-bande

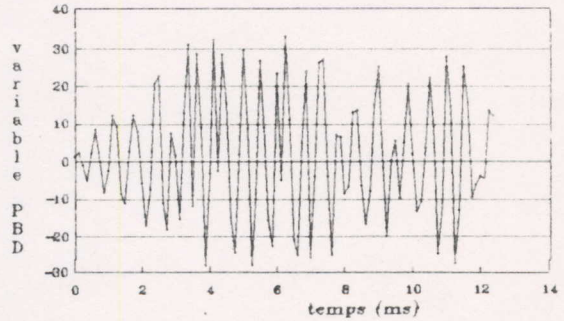
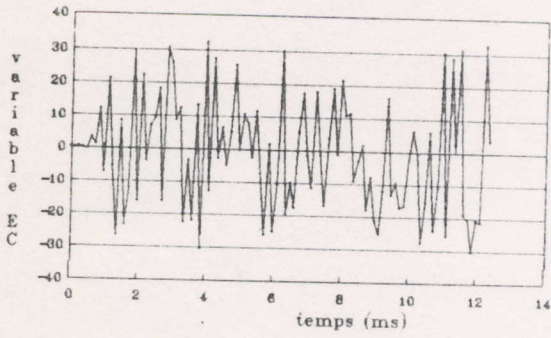
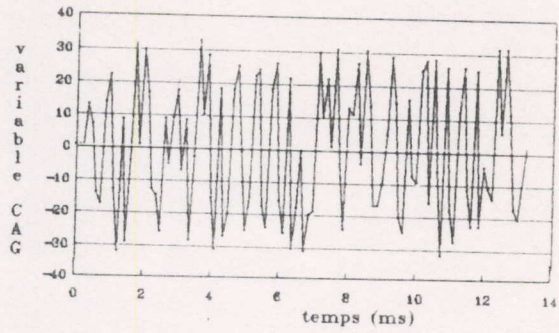


Figure III.33

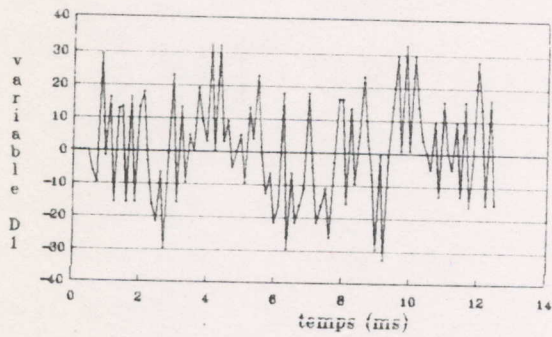
sortie égaliseur



sortie CAG



sortie démodulée voie 1



sortie démodulée voie 2

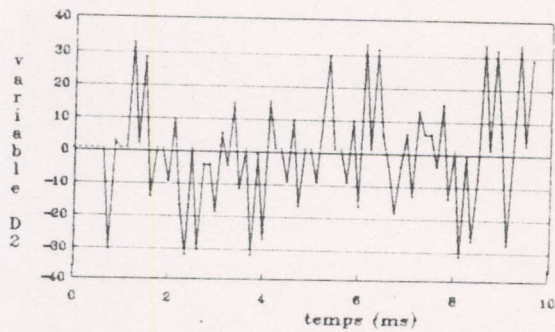
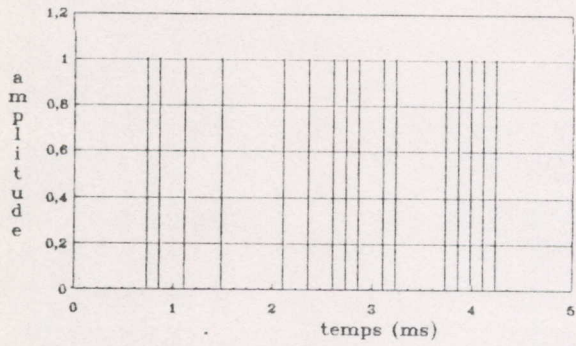
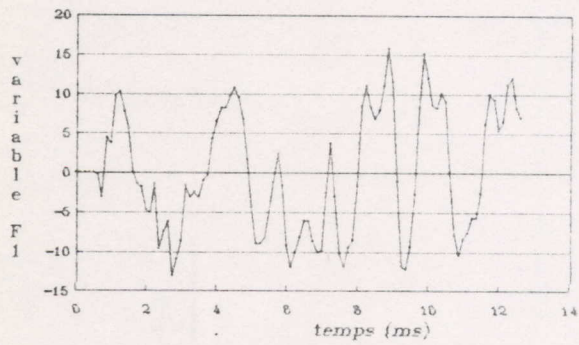


Figure III.34

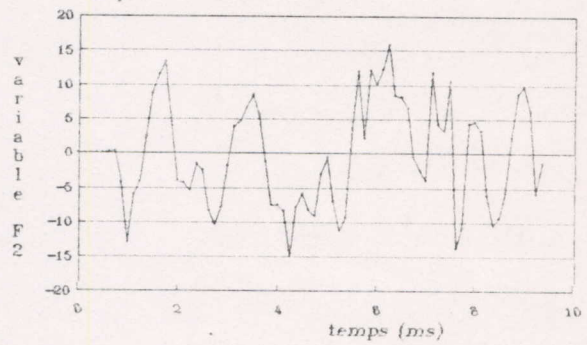
sortie binaire



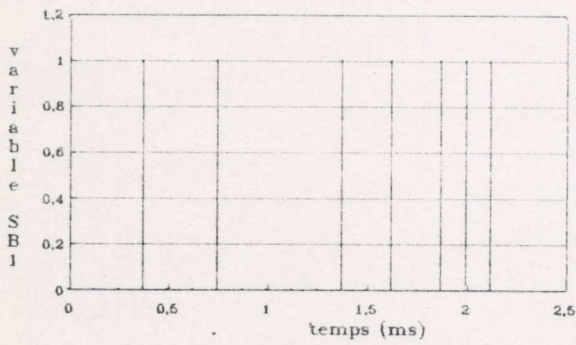
sortie passe-bas voie 1



sortie passe-bas voie 2



sortie binaire voie 1



sortie binaire voie 2

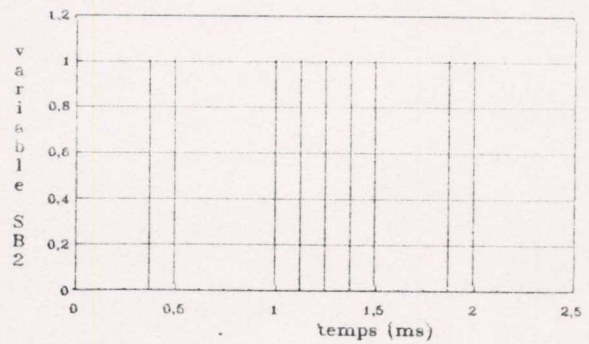


Figure III.35

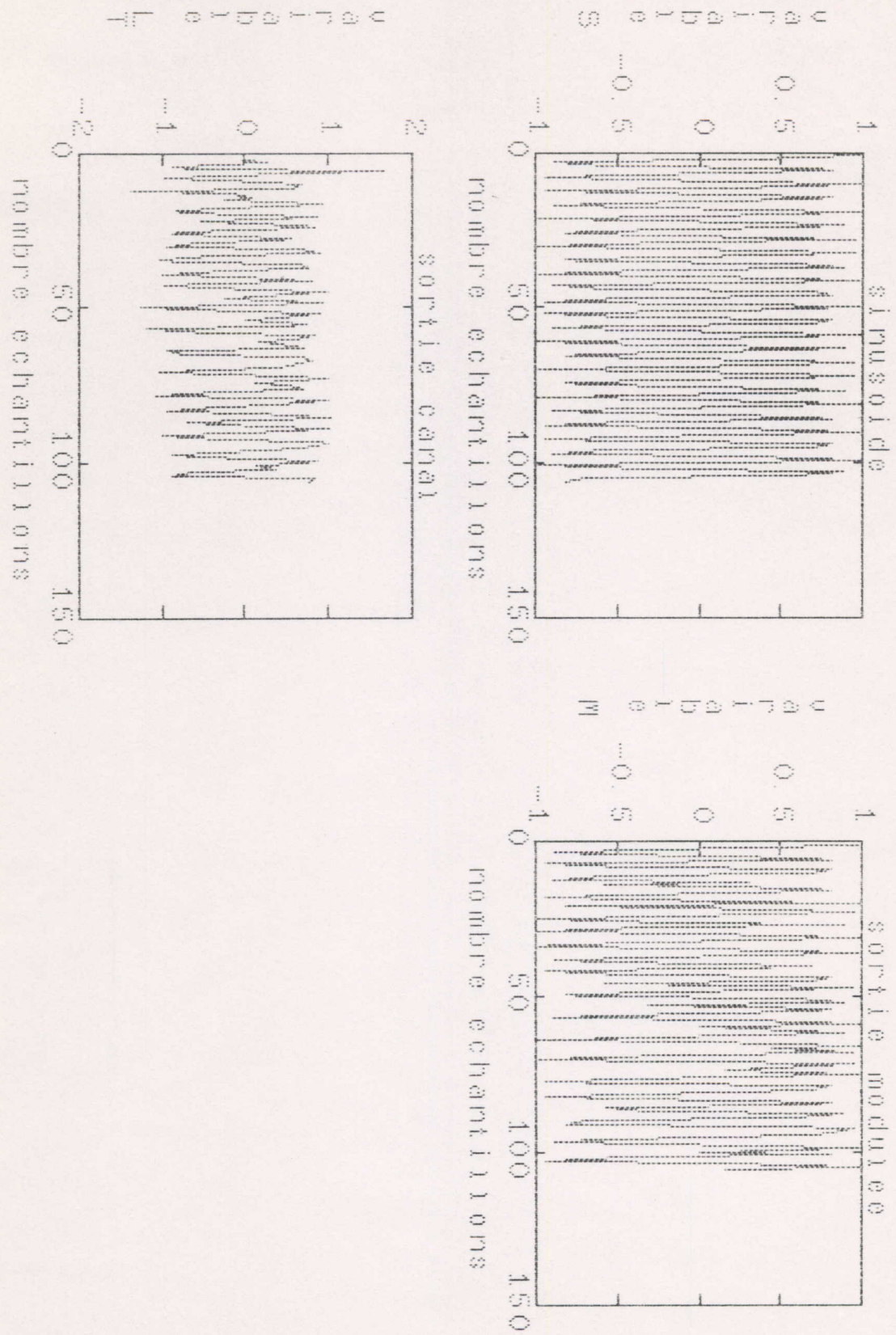


Figure III.36

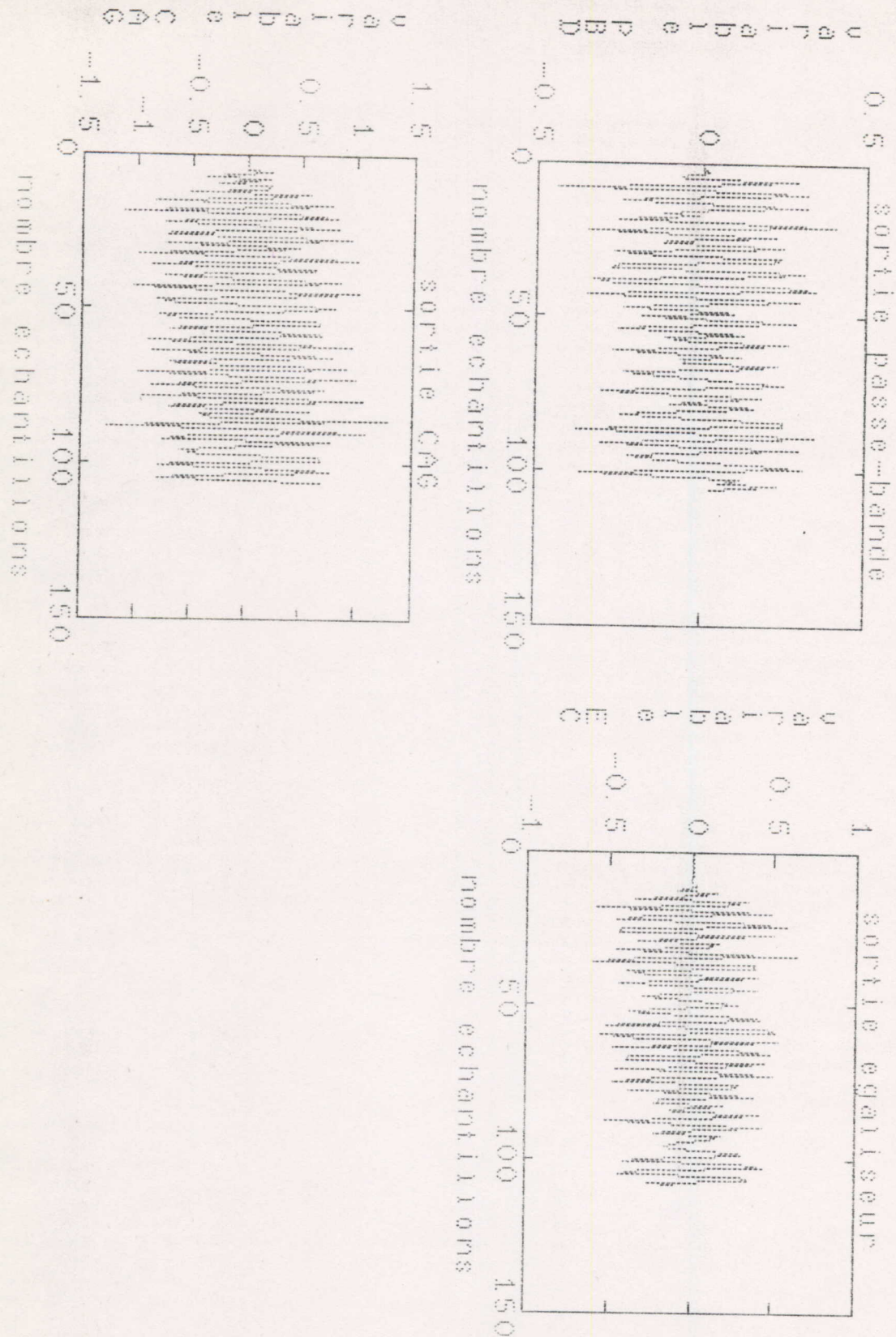


Figure III.37

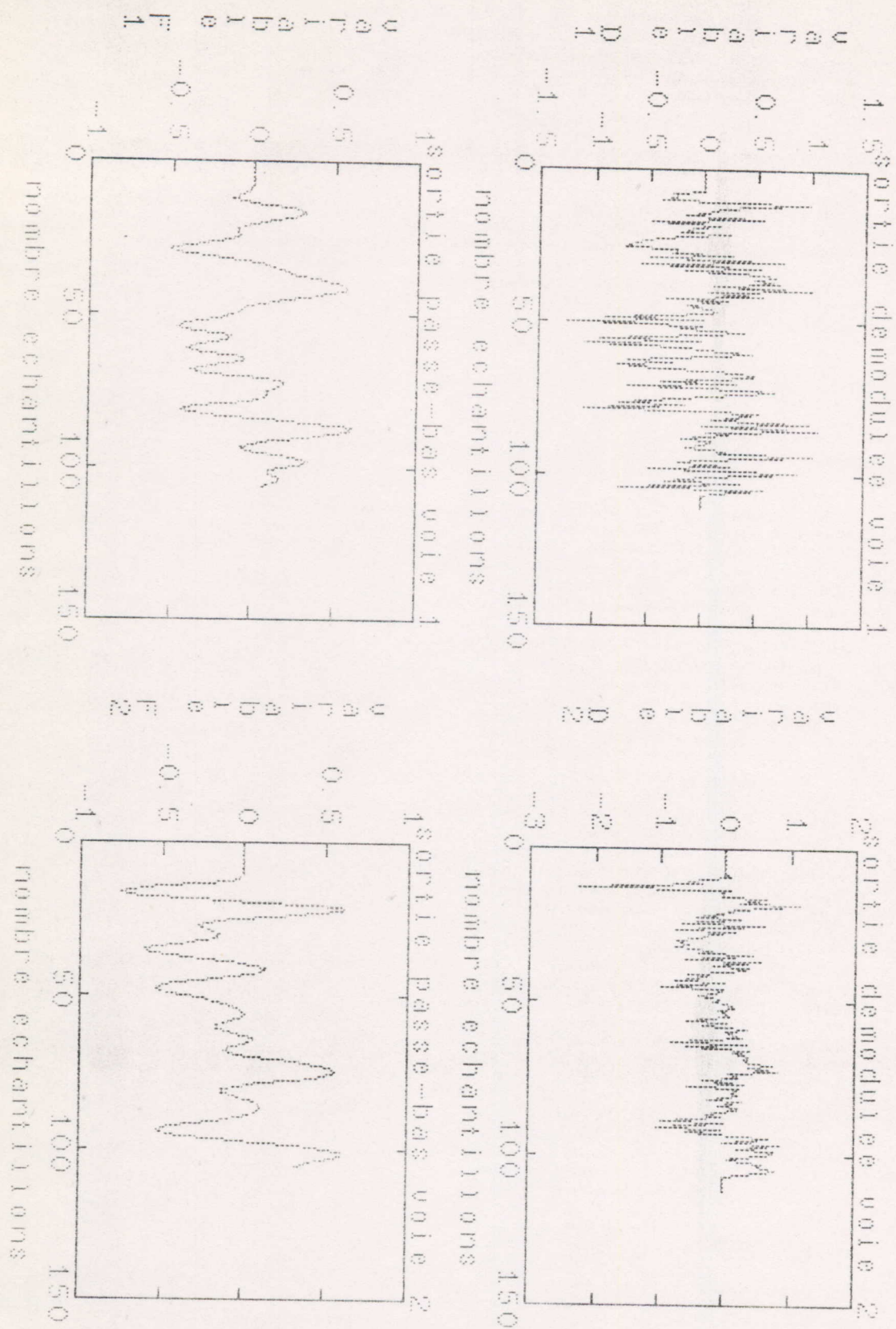


Figure III.38

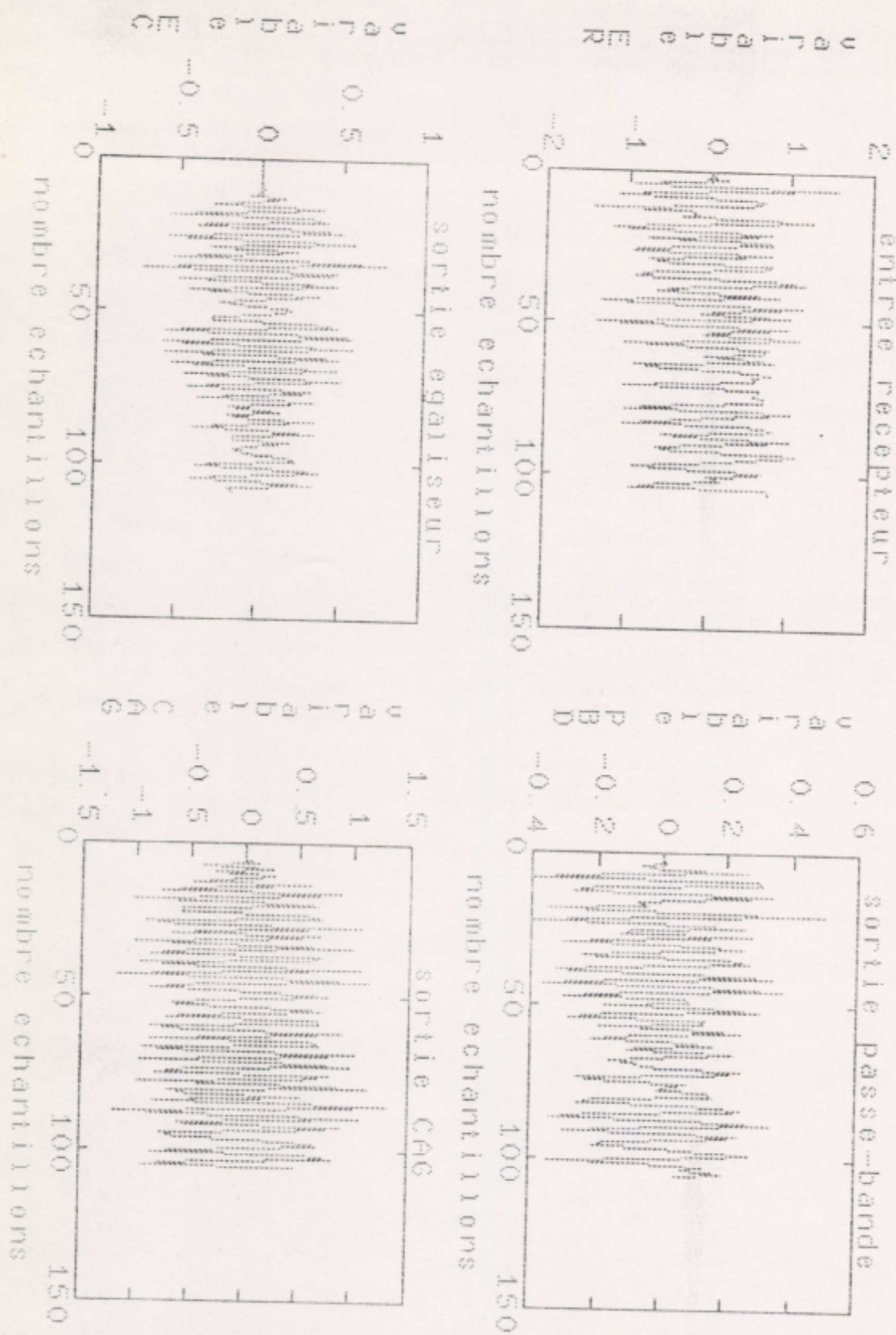


Figure III.39

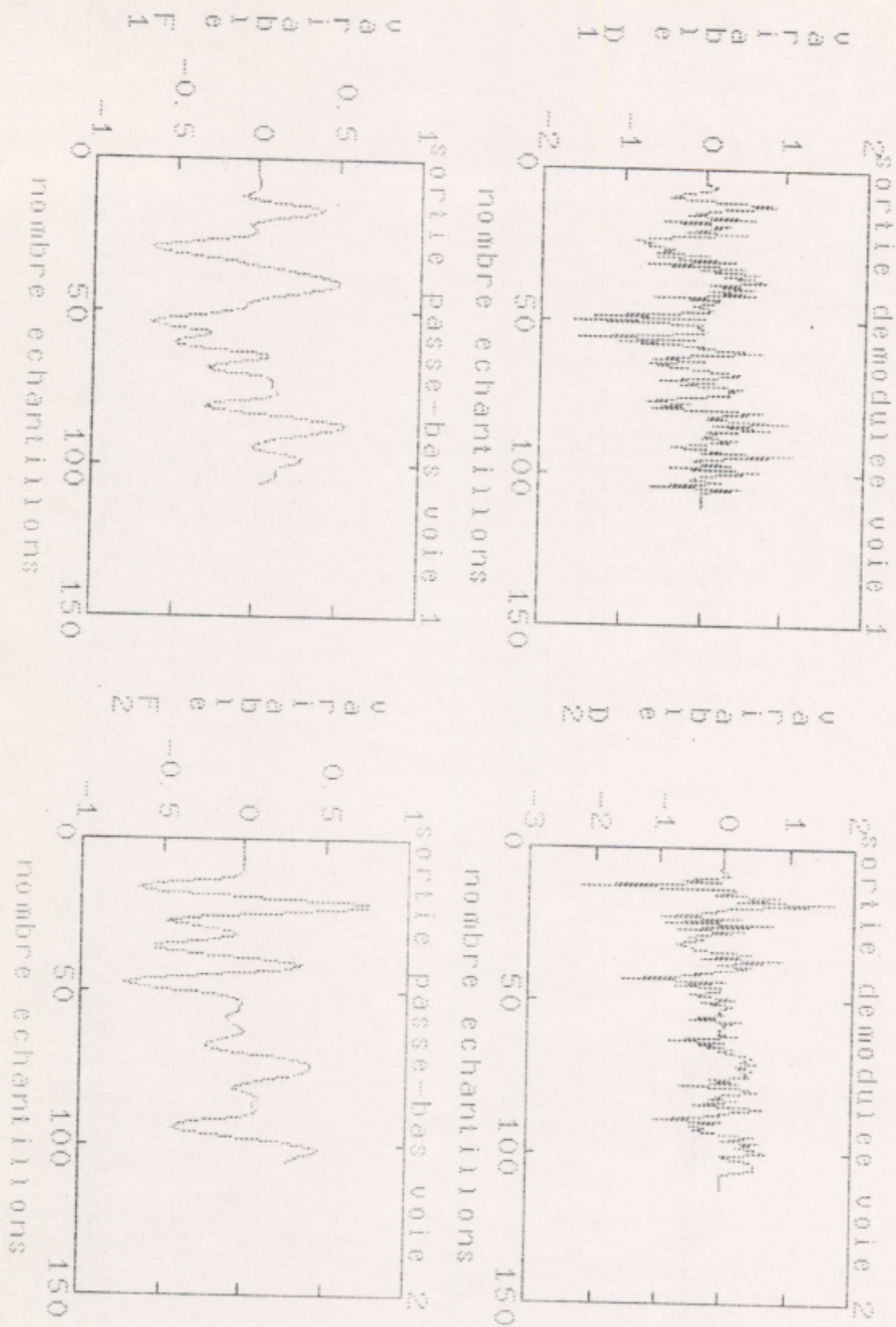


Figure III.40

III.3.3 Evaluation du taux d'erreur:

Le bruit apporté par le canal est supposé blanc, gaussien, de moyenne nulle et d'écart type σ . Sa densité spectrale est constante et égale à $N^0/2$ dans la bande du canal de transmission.

Le rapport signal sur bruit à l'entrée du récepteur est donné par la relation qui correspond au rapport de la puissance reçue et de la densité spectrale de puissance du bruit.

$$S/B = W/N^0B = W/\sigma$$

avec W : puissance moyenne du signal reçu.

$N^0/2$: densité spectrale de bruit.

B : bande téléphonique.

σ : variance du bruit.

Pour évaluer la qualité de transmission de notre système, nous avons effectué des simulations en présence de bruit pour différents rapports signal/bruit. Ainsi, pour un rapport signal sur bruit de 10 dB, le taux d'erreur obtenu est de l'ordre de 10^{-2} . Ce dernier est obtenu en comparant les séquences d'entrée et de sortie et en relevant le nombre de bits erronés. Pour un rapport signal sur bruit de 5 dB, le taux d'erreur est de 10^{-1} .

Ces résultats ne peuvent être comparés avec les résultats théoriques car il faudrait pour cela utiliser des séquences très longues. Cependant, le but de notre travail est l'implantation du modem sur un microprocesseur spécialisé en traitement de signal.

III-4 IMPLANTATION MEMOIRE ET TEMPS D'EXECUTION:

L'organisation interne dans la mémoire RAM des données utilisées pour la réalisation des différentes fonctions du modem est représentée par le tableau III.5 avec des adresses hexadécimales.

0	tran1	tran2	tran3	tran4	mod1	mod2	mod3	mod4
8	tran5	tran6	tran7	-	-	-	PB11	PB12
10	PB13	PB21	PB22	PB23	cag1	cag2	cag3	cag4
18	cag5	cag6	cag7	cag8	cag9	cag10	cag11	cag12
20	pb11	pb12	pb13	pb21	pb22	pb23	reta1	reta2
28	reta3	reta4	reta5	reta6	reta7			

Tableau III-5

- tran1 à tran7 : emplacements utilisés par le transcodage
- mod1 à mod4 : emplacements utilisés par le modulateur
- PB11 à PB23 : emplacements des e_n , e_{n-1} et e_{n-2} des deux cellules du second degré du filtre passe-bande.
- cag1 à cag12 : emplacements utilisés par la CAG.
- pb11 à pb23 : emplacements des e_n , e_{n-1} et e_{n-2} des deux cellules du second ordre du filtre passe-bas, des deux voies de démodulation.
- reta1 à reta7 : emplacements réservés pour le retard de 7 échantillons.

Le TMS32010 nécessitant le transfert des données de la mémoire ROM vers la mémoire RAM, les données qui sont transférées lors de l'exécution des modes émission -réception sont :

- les valeurs des sinus et cosinus de la fréquence porteuse du modulateur.
- les 16 mots de la table de transcodage.
- les coefficients des filtres (6 par cellules du second ordre) soit 12 pour le filtre passe-bande et 12 pour le filtre passe-bas.
- les niveaux de gain au nombre de 16 et la constante $\pi/12$ utilisés par la CAG.

Le tableau III.6 récapitule l'encombrement en nombre de mots mémoire ainsi que le temps d'exécution de chaque sous-programme de l'émetteur et du receptr.

Fonction	Programme (nbre instr.)	Données ROM	Données RAM	Temps max (μ s)
Génération d'une Sinusoïde	46	2	4	10
Transcodage	59	18	7	13,8
Emetteur	105	20	11	23,8
Cellule du second ordre	19	6	3	3,8
C A G	60	17	12	12,8
Décision	30	-	-	1,2
Recepteur	182	24	15	36,4
MODEM	287	46	26	60,2
Espace ou Temps dispo- nible		-	144	125

Tableau III.6

III-5. STRUCTURE MATERIELLE DU MODEM

Pour une réalisation matérielle du modem, il faut développer une carte pour gérer les entrées/sorties et générer les signaux d'horloges nécessaires.

Le microprocesseur reçoit le train binaire au rythme de l'horloge 2400 bits/s qui doit être synchronisée avec la fréquence d'échantillonnage de 8000 hz.

La sortie des données numériques modulées doit être convertie par un convertisseur série/parallèle puis subir une conversion numérique/analogique. Le signal sera alors envoyé sur la ligne téléphonique après passage dans le filtre analogique d'émission.

Le signal provenant de la ligne de transmission passe par le filtre analogique anti-repli et doit être converti par un convertisseur analogique/numérique. Avant d'être traité par le microprocesseur, ce signal doit subir une conversion parallèle/serie.

Après traitement du signal, les données binaires sortent à la fréquence de 2400 bits/s sur le port de sortie considéré.

III-6 CONCLUSION

Ce chapitre nous a montré comment réaliser toutes les fonctions nécessaires à l'implantation d'un modem entièrement numérique, sur un microprocesseur de traitement de signal.

Ainsi l'implantation d'un modem 2400 bits/s est réalisable sur le TMS32010.

CONCLUSION

Notre étude montre que toutes les fonctions d'un modem à modulation différentielle de phase sont réalisables par des techniques numériques et que l'implantation d'un modem à 2400 bits/s respectant l'avis V26 ter du CCITT est possible sur un microprocesseur spécialisé en traitement du signal.

Il est vrai que les microprocesseurs de la génération actuelle permettent l'intégration de modems à haut débit (à partir de 4800 bits/s). Cependant, comme toute application avec des microprocesseurs spécialisés nécessite les outils de développement propres, notre étude s'est limitée au TMS32010 qui est certes de la deuxième génération de la famille TMS320 mais pour lequel on dispose d'un système de développement software, qui ne permet donc pas d'effectuer de simulations en temps réel.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] : Les filtres numériques . Masson 1980
R. BOITE et H. LEICH
- [2] : Un filtre numérique universel. Electronique applications
L. CASSANNELLI , M. GINDRE , J-J. LAZAR
- [3] : Modems . J.R. DAVEY , FELLOW , IEEE 1972.
- [4] : Etude et simulation d'une chaîne de transmission à
modulation de phase en vue de l'implantation d'un modem de 2400
bits/s sur un microprocesseur de traitement de signal.
J.Y. FORET. Thèse de docteur ingénieur, INSA de RENNES 1983
- [5] : HYPERSIGNAL USERS MANUAL , 1988.
- [6] : Cours de transmission numérique. Institut National Des
Cadres Techniques, PARIS. M. JOINDOT.
- [7] : The TMS320 Family of digital signal processors.
Proceedings of the IEEE, vol 75 n°9, septembre 1975
Kun-Shan.LIN , GENE A.Frantz , RAY SIMAR.
- [8] : Digital signal processing, Englewood. CLIFFS
NJ. Prentice HALL , 1975. A. V. OPPENHEIM and R.W. SCHAFER.
- [9] : Egaliseurs de réseaux. Masson 1980.
P. POTEAUX . Laboratoire RSI . RENNES , 1978.
- [10] : Digital filter design techniques in the frequency domain.
Charles M. RADER , Bernard GOLD . 1966.
- [11] : Electronic Communication Technique .
P. H. Young . Merrill Publishing Company, 1990.
- [12] : TMS32010 Assembly language programmer's guide.
TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED , 1983.

- [13] : TMS32010 USER'S GUIDE . TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 1983.
- [14] : Implementation of FIR/IIR filters with the TMS32010/32020
TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED , 1983.
- [15] : TMS32010 Development support reference guide.
Digital signal processor products.
Texas instruments incorporated , 1984.
- [16] : Etude et simulation d'une chaine de transmission à modulation de
fréquence en vue de l'implantation d'un modem 1200 bits/s sur un
microprocesseur de traitement de signal.
Abdallah TOURBAH. Thèse de docteur ingénieur
INSA, 1983.
- [17] : On differential detection of M-ary DPSK with intersymbol
interference and noise correlation.
IEEE Transactions on communications, vol. com.35 ,N°1,
jan. 1987 Jack. H. WINTERS.
- [18] : Voice-band data communication modems.
A historical review 1919 - 1988.
Kaveh PAHLAVAN, Jerry L.HOLSINGER. IEEE Communications Magazine,
janvier 1988, vol.26, n°1.
- [19] : A 2400 bits/s Microprocessor-Based Modem
Dominique GODARD , Daniel PILOST.
IBM J.Res.Develop. vol.25, N°1 , Janvier 1981.
- [20] : Eléments de communications numériques.
J.C.BIC - D. DUPONTEIL - J.C. IMBEAUX. DUNOD 1986
- [21] : Pseudo-coherent phase shift keyed demodulator
G.T. DAVIS , B.D. MANDALIA
IBM Corporation , IEEE - 1989 -
- [22] : Les Modems . Cours ENST. M. STEIN, 1976.

ANNEXES

ANNEXE 1

SYNTHESE D'UN FILTRE NUMERIQUE A PARTIR DE SA REPONSE FREQUENTIELLE

I-INTRODUCTION :

La synthèse d'un filtre numérique récursif consiste à rechercher une fonction de transfert $H(z)$ telles que les spécifications requises par l'utilisateur soient satisfaites.

Le filtre obtenu doit être réalisable et stable, ce qui veut dire que la réponse impulsionnelle d'un tel filtre doit vérifier les relations suivantes:

- causalité : $h(n) = 0$ pour $n < 0$
- réponse impulsionnelle bornée : $\sum_{n=0}^{\infty} h(n) < +\infty$

Il existe cependant plusieurs méthodes d'approximation permettant de synthétiser un filtre numérique récursif:

- méthode de transposition du filtre analogique au filtre numérique par une transformation appropriée .
- méthode analytique qui réalise une approximation directe dans le plan z .
- méthode d'optimisation itérative, qui à partir des approximations établies, permet de déterminer les coefficients du filtre qui minimisent un critère d'erreur donné.

II-2 SYNTHESE DES FILTRES ANALOGIQUES

Pour effectuer la synthèse d'un filtre, les paramètres suivants doivent être définis:

- le type du filtre (passe-bas, passe-bande, passe-haut, etc..).
- la fréquence d'échantillonnage (cas d'un filtre numérique).
- les fréquences de coupure.
- l'atténuation maximale dans la bande passante.
- l'atténuation minimale dans la bande coupée.

- le type d'approximation.
- le degré souhaité pour la fonction de transfert.

La synthèse d'un filtre est réalisée en utilisant tout d'abord les propriétés du filtre passe-bas normalisé dont la fréquence de coupure ω_c est égale à l'unité. Le filtre résultant est alors obtenu par une transposition de fréquence appropriée. On utilisera la pulsation normalisée $\Omega = \omega/\omega_c$.

II-2.1. Modèle de Butterworth

Le carré de l'amplitude d'un filtre de Butterworth de fonction de transfert $H(j\Omega)$ est donnée par :

$$A^2(\Omega) = |H(j\Omega)|^2 = 1 / [1 + (\omega^2)^n]$$

n étant l'ordre du filtre.

La forme de la courbe $A(\Omega)$ est représentée sur la figure 1.

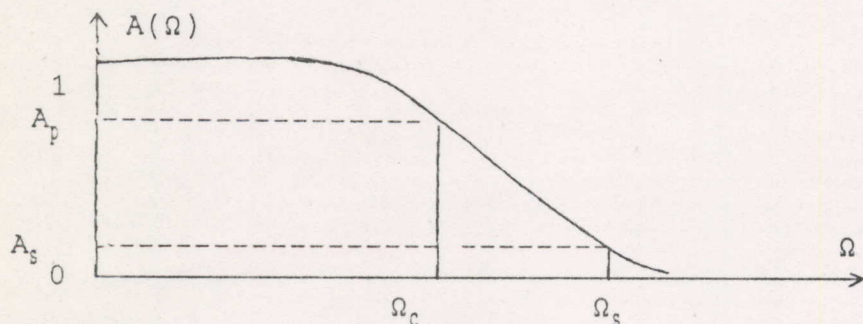


Figure 1

L'expression précédente peut s'écrire encore :

$$|H(j\Omega)|^2 = H(p).H(-p) \quad \text{pour } p = j\Omega$$

$$\text{d'où : } |H(j\Omega)|^2 = 1 / [1 + (-p^2)^n]$$

Les pôles de $|H(p)|^2$ sont obtenus par résolution de l'équation suivante:

$$1 + (-p^2)^n = 0$$

Pour assurer la stabilité, les pôles de $H(p)$ doivent être tels que leur partie réelle soit strictement négative (à gauche de l'axe imaginaire); ceci conduit à l'expression :

$$H(p) = \frac{k_0}{(p-p_1) \dots (p-p_k) \dots p-p_n} = \frac{k_0}{\prod (p-p_k)}$$

$$\text{avec } p_k = e^{j\pi/2n \cdot (n+2k-1)}$$

Les filtres de Butterworth présentent les propriétés suivantes :

- Ils ont une courbe de réponse plate à l'origine (pour un filtre d'ordre n , les $2n-1$ premières dérivées de $|H(j\Omega)|^2$ s'annulent pour $\Omega = 0$). Cette réponse varie de façon monotone dans les bandes passante et atténuée.
- Ils appartiennent à une classe dont tous les zéros de transmission sont situés à l'infini; on les appelle filtres polynomiaux.
- L'ordre n du filtre est déterminé par l'atténuation maximale désirée (A_p) en fin de bande passante et l'atténuation minimale désirée (A_s) en début de bande coupée.

III-2.2 Modèle de Cauer :

La fonction amplitude des filtres de CAUER se caractérise par une ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée. Ces filtres sont optimaux car il n'existe aucun filtre de même degré qui assure une transition de la bande passante vers la bande atténuée plus courte avec les mêmes spécifications d'amplitude.

Le carré de l'amplitude d'un filtre passe-bas de Cauer est:

$$A(\Omega) = |H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 S_n^2(\Omega, L)}$$

où:

$S_n(\Omega, L)$ est une fonction rationnelle de Tchebycheff et L un paramètre lié à l'ondulation de S_n .

ϵ : un paramètre lié à l'amplitude de l'ondulation dans la bande passante.

La figure 2 montre la forme des courbes d'amplitude de Cauer.

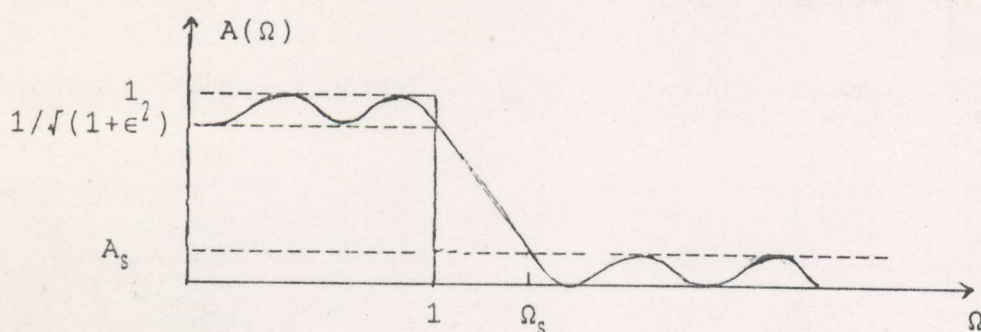


Figure 2

Les filtres de Cauer présentent un intérêt considérable à cause de leur coupure extrêmement raide pour un ordre donné. Par contre, la grande irrégularité du temps de propagation de groupe au voisinage de la fréquence de coupure est un inconvénient sérieux.

II-2.3. Modele de Tchebycheff de type 1 et de type 2:

Les filtres de Tchebycheff sont caractérisés par le fait que l'erreur d'approximation est uniformément répartie dans toute la bande passante ou dans toute la bande atténuée. La courbe d'amplitude ondule dans la bande passante et est monotone dans la bande atténuée pour les filtres de type 1 et inversement pour le type 2.

Les fonctions caractéristiques permettant d'aboutir à de tels filtres sont les polynômes de Tchebycheff : $T_n(\Omega)$.

Le carré de l'amplitude des filtres de type 1 est donné par

$$A^2(\Omega) = |H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(\Omega)}$$

avec :

$$\begin{aligned} T_n(\Omega) &= \cos(n \cdot \cos^{-1} \Omega) & \text{si } |\Omega| \leq 1 \\ &= \text{ch}(n \text{ ch}^{-1} \Omega) & \text{si } |\Omega| > 1 \end{aligned}$$

n étant l'ordre du filtre.

ϵ un paramètre lié à l'amplitude de l'ondulation dans la bande passante.

Les filtres de Tchebycheff de type 1 sont des filtres polynomiaux.

Le carré de l'amplitude des filtres de type 2 est égal à :

$$A^2(\Omega) = |(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 [(T_n(\Omega_s))/ (T_n(\Omega_s/\Omega))]^2}$$

Ω_s = est la pulsation du début de la bande atténuée. Les figures 3 et 4 montrent respectivement la forme des courbes d'amplitudes de tchébycheff de types 1 et 2 .

Les filtres de Tchébycheff sont entièrement définis par la spécification de trois valeurs parmi les quatres paramètres suivants :

n , ϵ , Ω_s et A_s .

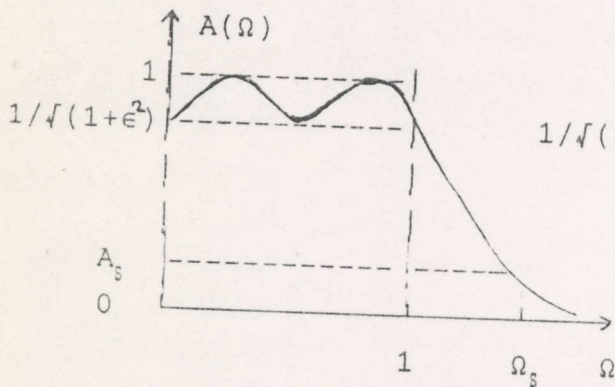


Figure 3

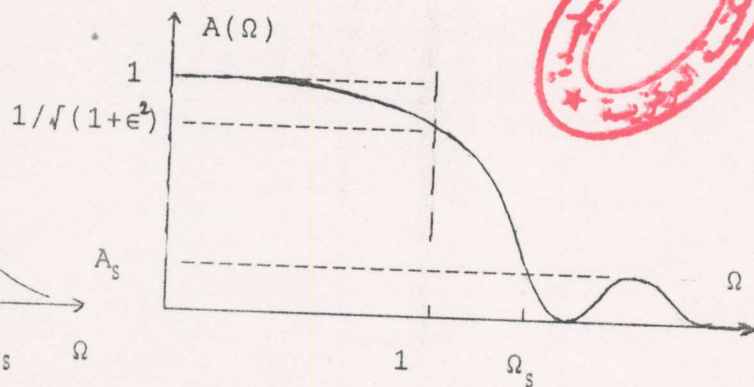


Figure 4

Les filtres de type 1 sont des filtres optimaux en ce sens qu'il n'existe pas de filtres polynomiaux ayant les performances d'amplitude meilleures ou identiques dans la bande atténuée.

Ainsi la comparaison d'un filtre de Butterworth et d'un filtre de Tcheycheff de même degré et de mêmes spécifications dans la bande passante montre que l'amplitude du filtre de Butterworth décroît moins rapidement que celle du filtre de Tcheycheff vers la bande atténuée.

II-3 TRANSPOSITION D'UN FILTRE ANALOGIQUE EN UN FILTRE NUMERIQUE

Pour pouvoir utiliser les fonctions modèles analogiques pour le calcul d'un filtre numérique, il faut trouver une transformation entre l'axe réel et le segment $[0, f]$, f étant la fréquence d'échantillonnage. On établit une correspondance entre la variable complexe p qui caractérise les fonctions analogiques et la variable complexe z des fonctions numériques. Cette dernière:

- transforme l'axe imaginaire en cercle unité
- transforme une fraction rationnelle en p en une fraction rationnelle en z .
- conserve la stabilité.

Les filtres numériques synthétisés sont obtenus en transposant un filtre analogique, synthétisé à partir des spécifications désirées, en un filtre numérique par la transformation bilinéaire.

Cette transformation présente l'intérêt de conserver les propriétés des filtres de Butterworth, Cauer et Tchebycheff, mais elle introduit une distorsion de l'axe des fréquences.

Celle-ci est compensée par une prédistorsion de cet axe entraînant ainsi une déformation du gabarit du filtre analogique synthétisé.

ANNEXE 2

PROGRAMMES

ET

SOUS-PROGRAMMES

```

0001 *****
0002 *
0003 **** SOUS-PROGRAMME MODULA POUR GENERER LA SINUSOIDE
0004 *
0005 *
0006 ET CALCUL DE LA SORTIE MODULEE
0007 *****
0008 IDT 'MODULA'
0009 DEF MODULA
0010 0078 MODULA EQU 120
0011 0078 7F89 AORG 120
0012 0079 6A05 ZAC
0013 007A 6D4F LT 5 XKMI * calcul de l'echantillon
0014 007B 6C06 MPY 79 COS *
0015 007C 6D50 LTA 6 YKMI * x(kT) ,
0016 007D 6C06 MPY 80 SIN *
0017 007E 5904 LTA 6 YKMI *
0018 007F 7F89 SACH 4,1 XK *
0019 0080 6D4F ZAC
0020 0081 6C05 MPY 79 COS * calcul de l'echantillon
0021 0082 6D50 LTA 5 XKMI *
0022 0083 7F90 MPY 80 SIN * y(kT)
0023 0084 5906 SPAC *
0024 0085 6904 SACH 6,1 YK *
0025 0086 390B DMOV 4
0026 0087 6881 LAR 1,11 * Compteur permettant le
0027 0088 F400 LARP 1 * recalage de x(kT) tous
0028 0089 00A0 BANZ >A0 (sar) * les 20 echantillons
0029 008A 7F89 ZAC *
0030 008B 5005 SACL 5 *
0031 008C 5004 SACL 4 *
0032 008D 4D04 OUT 4,5 * x(kT) = 0
0033 008E 390F LAR 1,15 * Sortie de x(kT) (sinusoide)
0034 008F 6881 LARP 1 * compteur pour le
0035 0090 F400 BANZ >98 (zac0) * recalage de y(kT) tous
0036 0091 0098 * les 20 echantillons
0037 0092 3910 LAR 1,16 *
0038 0093 310F SAR 1,15 *
0039 0094 7F89 ZAC
0040 0095 0051 ADD 81 * y(kT) = 1
0041 0096 F900 B >9B (sac1)
0042 0097 009B
0043 0098 7F89 ZACO ZAC
0044 0099 0052 ADD 82 * y(kT) = -1
0045 009A 310F SAR 1,15
0046 009B 5006 SACL SACL 6
0047 009C 390E LAR 1,14
0048 009D 310B SAR 1,11
0049 009E F900 B >A2 (zac)
0050 009F 00A2
0051 00A0 310B SAR SAR 1,11
0052 00A1 4D04 OUT 4,5
0053 00A2 7F89 ZAC ZAC
0054 00A3 6A00 LT 0 *XN Calcul de la
0055 00A4 6D05 MPY 5 *Xk
0056 00A5 6C01 LTA 1 *YN sortie modulee
0057 00A6 6D06 MPY 6 *Yk

```

0054 00A7 7F8F
0055 00A8 5907
0056 00A9 7F8D
NO ERRORS, NO WARNINGS

APAC
SACH 7,1
RET

*
*SK

s(KT)

```

0001 *****
0002 ****          SOUS-PROGRAMME DE TRANSCODAGE          ****
0003 *****
0004 0000
0005          IDT 'TRANS'
0006          DEF TRANS
0007          00B4 TRANS EQU 180
0008 00B4          AORG 180
0009 00B4 7F89     ZAC
0010 00B5 6880     LARP 0
0011 00B6 7E3F     LACK 63          * Dbut table de transcodage
0012 00B7 0003     ADD 3          * adresse de la sous-table
0013 00B8 5003     SACL 3          * de transcodage
0014 00B9 7F89     ZAC
0015 00BA 3803     LAR 0,3
0016 00BB 7100     LARK 1,0
0017 00BC 6AA1     LT  **+,1          * Calcul de
0018 00BD 6DA0     MPY **+,0          * Xn = a.Xn-1 + b.Yn-1
0019 00BE 6CA1     LTA **+,1          *
0020 00BF 6DA0     MPY **+,0          *
0021 00C0 6CA1     LTA **+,1          *
0022 00C1 5998     SACH *- ,1          *
0023 00C2 7F89     ZAC
0024 00C3 6D90     MPY *- ,0          * Calcul de
0025 00C4 6C81     LTA *,1          *
0026 00C5 6DA8     MPY **+,          * Yn = c.Xn-1 + d.Yn-1
0027 00C6 7F8F     APAC          *
0028 00C7 59A8     SACH **+,1          *
0029 00C8 7F89     ZAC
0030 00C9 2098     LAC *-
0031 00CA 6898     MAR *-
0032 00CB 5088     SACL *
0033 00CC 390A     LAR 1,10          * Compteur pour effectuer
0034 00CD 6881     LARP 1          * le recalage de Xn et Yn
0035 00CE F400     BANZ >119 (sar) * toutes les trois
          00CF 0119
0036 00D0 7F89     ZAC          * periodes bauds.
0037 00D1 2000     LAC 0
0038 00D2 7F88     ABS
0039 00D3 1053     SUB 83
0040 00D4 FA00     BLZ >F1          (load4)
          00D5 00F1
0041 00D6 2000     LAC 0
0042 00D7 7F88     ABS
0043 00D8 1054     SUB 84
0044 00D9 FA00     BLZ >E6          (load2)
          00DA 00E6
0045 00DB 2000     LAC 0
0046 00DC FA00     BLZ >E2          (load1)
          00DD 00E2
0047 00DE 2051     LAC 81
0048 00DF 5000     SACL 0          * recalage de Xn à 1
0049 00E0 F900     B >F3          (next)
          00E1 00F3
0050 00E2 2052     LOAD1 LAC 82
0051 00E3 5000     SACL 0          * recalage de Xn à -1
0052 00E4 F900     B >F3

```

```

00E5 00F3
0053 00E6 2000 LOAD2 LAC 0
0054 00E7 FA00 BLZ >ED (load3)
00E8 00ED
0055 00E9 203F LAC 63
0056 00EA 5000 SACL 0 * recalage de Xn à  $\sqrt{2}/2$ 
0057 00EB F900 B >F3
00EC 00F3
0058 00ED 2040 LOAD3 LAC 64
0059 00EE 5000 SACL 0 * recalage de Xn à  $-\sqrt{2}/2$ 
0060 00EF F900 B >F3
00F0 00F3
0061 00F1 203B LOAD4 LAC 59
0062 00F2 5000 SACL 0 * recalage de Xn à 0
0063 00F3 2001 NEXT LAC 1
0064 00F4 7F88 ABS
0065 00F5 1053 SUB 83
0066 00F6 FA00 BLZ >113 (load44)
00F7 0113
0067 00F8 2001 LAC 1
0068 00F9 7F88 ABS
0069 00FA 1054 SUB 84
0070 00FB FA00 BLZ >108 (load22)
00FC 0108
0071 00FD 2001 LAC 1
0072 00FE FA00 BLZ >104 (load11)
00FF 0104
0073 0100 2051 LAC 81
0074 0101 5001 SACL 1 * recalage de Yn à 1
0075 0102 F900 B >115 (lack)
0103 0115
0076 0104 2052 LOAD11 LAC 82
0077 0105 5001 SACL 1 * recalage de Yn à -1
0078 0106 F900 B >115
0107 0115
0079 0108 2001 LOAD22 LAC 1
0080 0109 FA00 BLZ >10F (load33)
010A 010F
0081 010B 203F LAC 63 * recalage de Yn à  $\sqrt{2}/2$ 
0082 010C 5001 SACL 1
0083 010D F900 B >115
010E 0115
0084 010F 2040 LOAD33 LAC 64 * recalage de Yn à  $-\sqrt{2}/2$ 
0085 0110 5001 SACL 1
0086 0111 F900 B >115
0112 0115
0087 0113 203B LOAD44 LAC 59
0088 0114 5001 SACL 1 * recalage de Yn à 0
0089 0115 7E01 LACK LACK 1
0090 0116 500A SACL 10
0091 0117 F900 B >11A * ret
0118 011A
0092 0119 310A SAR SAR 1,10
0093 011A 7F8D RET RET
NO ERRORS, NO WARNINGS

```

5

```

0001      *
0002      *****
0003      *
0004      *****      SOUS-PROGRAMME DE FILTRAGE      *****
0005      *
0006      *****
0007      *
0008      IDT 'FILT'
0009      DEF FILT
0010      02D0  FILT  EQU 720
0011      02D0  AORG 720
0012      02D0  6AA0  LT  **+,0      *
0013      02D1  6D91  MPY **-,1      *
0014      02D2  6C80  LTA *,0      *
0015      02D3  6D81  MPY *,1      * calcul de e(n)
0016      02D4  6CA0  LTA **+,0      *
0017      02D5  6D91  MPY **-,1      *
0018      02D6  6CA0  LTA **+,0      *
0019      02D7  59A0  SACH **+,1,0      *
0020      02D8  7F89  ZAC
0021      02D9  68A8  MAR **
0022      02DA  6D98  MPY *-
0023      02DB  6B81  LTD *,1      * e(n-1) dans e(n-2)
0024      02DC  6D80  MPY *,0      *
0025      02DD  6C91  LTA **-,1      * calcul de la sortie
0026      02DE  6DA0  MPY **+,0      * du filtre y(n)
0027      02DF  6B81  LTD *,1      * e(n) dans e(n-1)
0028      02E0  6D88  MPY *      *
0029      02E1  7F8F  APAC      *
0030      02E2  7F8D  RET
  
```

NO ERRORS, NO WARNINGS

6

```

0001      *
0002      *****
0003      *
0004      *****
0005      *****          SOUS-PROGRAMME DE          ****
0006      *              DE LA COMMANDE AUTOMATIQUE DE GAIN      ****
0007      *****
0008      IDT 'CAG'
0009      DEF CAG
0010      0238 CAG EQU 568
0011      0238 AORG 568
0012      0238 7117 LARK LARK 1,23
0013      0239 310B SAR 1,11
0014      023A 3108 SAR 1,8
0015      023B 7122 LARK 1,34
0016      023C 310D SAR 1,13
0017      023D 711A LARK 1,26
0018      023E 313C SAR 1,60
0019      023F 3106 SAR 1,6
0020      0240 7002 LARK 0,2
0021      0241 3002 SAR 0,2
0022      0242 3003 SAR 0,3
0023      0243 3002 SAR1 SAR 0,2
0024      0244 393C LAR 1,60
0025      0245 705A LARK 0,90
0026      0246 6881 LARP 1
0027      0247 4280 IN *,2,0 * entree echantillon port 2
0028      0248 7F89 ZAC
0029      0249 6A81 LT *,1
0030      024A 6DA8 MPY **
0031      024B 7F8E PAC
0032      024C 7F88 ABS
0033      024D 313C SAR 1,60
0034      024E 390D LAR 1,13
0035      024F 5998 SACH *-,1 * stockage de (pi/(2N))xj
0036      0250 310D SAR 1,13
0037      0251 390B LAR 1,11
0038      0252 20A8 LAC **
0039      0253 503E SACL 62 * stockage de x(i-n)
0040      0254 310B SAR 1,11
0041      0255 7F89 ZAC
0042      0256 7022 LARK 0,34
0043      0257 7105 LARK 1,5
0044      0258 6880 LARP LARP 0 ** calcul de la somme
0045      0259 0091 ADD *-,0,1
0046      025A F400 BANZ >258 ((arp)
           025B 0258
0047      025C 5004 SACL 4
0048      025D 2E3A LAC1 LAC 58,14
0049      025E 7904 AND 4 * case 0 est stockee la somme
0050      025F FE00 BNZ >267 ((ac2)
           0260 0267
0051      0261 213E LAC 62,1
0052      0262 503E SACL 62
0053      0263 2104 LAC 4,1
0054      0264 5004 SACL 4
0055      0265 F900 B >25D ((ac1)
  
```

0266	025D			
0056	0267	2204	LAC2	LAC 4,2
0057	0268	5904		SACH 4,1
0058	0269	2404		LAC 4,4
0059	026A	7F88		ABS
0060	026B	583D		SACH 61,0
0061	026C	7F89		ZAC
0062	026D	7E4A		LACK 74
0063	026E	003D		ADD 61
0064	026F	500A		SACL 10
0065	0270	390A		LAR 1,10
0066	0271	6881		LARP 1
0067	0272	2088		LAC *
0068	0273	703E		LARK 0,62
0069	0274	6A80		LT *,0
0070	0275	6D88		MPY *
0071	0276	7F8E		PAC
0072	0277	0088		ADD *
0073	0278	590C		SACH 12,1
0074	0279	4A0C		OUT 12,2
0075	027A	6880		LARP 0
0076	027B	3802		LAR 0,2
0077	027C	F400		BANZ >243 (sar1)
	027D	0243		
0078	027E	3803		LAR 0,3
0079	027F	3002		SAR 0,2
0080	0280	3003	SAR2	SAR 0,3
0081	0281	3908		LAR 1,8
0082	0282	705A		LARK 0,90
0083	0283	6881		LARP 1
0084	0284	4280		IN *,2,0
0085	0285	7F89		ZAC
0086	0286	6A81		LT *,1
0087	0287	6DA8		MPY **
0088	0288	7F8E		PAC
0089	0289	7F88		ABS
0090	028A	3108		SAR 1,8
0091	028B	390D		LAR 1,13
0092	028C	5998		SACH *-,1
0093	028D	310D		SAR 1,13
0094	028E	3906		LAR 1,6
0095	028F	20A8		LAC **
0096	0290	503E		SACL 62
0097	0291	3106		SAR 1,6
0098	0292	7F89		ZAC
0099	0293	7022		LARK 0,34
0100	0294	7105		LARK 1,5
0101	0295	6880	LARP2	LARP 0
0102	0296	0091		ADD *-,0,1
0103	0297	F400		BANZ >295 (larp2)
	0298	0295		
0104	0299	5004		SACL 4
0105	029A	2E3A	LAC3	LAC 58,14
0106	029B	7904		AND 4
0107	029C	FE00		BNZ >2A4 (lac4)
	029D	02A4		
0108	029E	213E		LAC 62,1

* debut coefficients de correctio

* Entre du 4x echantillon

* Stockage de $(\pi/2N) x_j$

* Stockage de $x(i-n)$

* calcul de la somme

0109	029F	503E		SACL	62	
0110	02A0	2104		LAC	4,1	
0111	02A1	5004		SACL	4	
0112	02A2	F900		B >29A		(lac3)
	02A3	029A				
0113	02A4	2204	LAC4	LAC	4,2	
0114	02A5	5904		SACH	4,1	
0115	02A6	2404		LAC	4,4	
0116	02A7	7F88		ABS		
0117	02A8	583D		SACH	61,0	
0118	02A9	7F89		ZAC		
0119	02AA	7E4A		LACK	74	
0120	02AB	003D		ADD	61	
0121	02AC	500A		SACL	10	
0122	02AD	390A		LAR	1,10	
0123	02AE	6881		LARP	1	
0124	02AF	2088		LAC	*	
0125	02B0	703E		LARK	0,62	
0126	02B1	6A80		LT	*,0	
0127	02B2	6D88		MPY	*	
0128	02B3	7F8E		PAC		
0129	02B4	0088		ADD	*	
0130	02B5	590C		SACH	12,1	
0131	02B6	4A0C		OUT	12,2	
0132	02B7	6880		LARP	0	
0133	02B8	3803		LAR	0,3	
0134	02B9	F400		BANZ	>280	(sar2)
	02BA	0280				
0135	02BB	F900		B >238		(lark)
	02BC	0238				
0136	02BD	7F8D		RET		

NO ERRORS, NO WARNINGS

* Dbut coefficients de correction

```

0001      *
0002      *****
0003      *
0004      *****      SOUS-PROGRAMME DE DECISION      *****
0005      *
0006      *****
0007      *
0008      IDT 'DECIS'
0009      DEF DECIS
0010      0320  DECIS  EQU 800
0011      0320  AORG 800
0012      0320  3900  LAR 1,0
0013      0321  6881  LARP 1
0014      0322  F400  BANZ >328      * Compteur de 7 echantillons
                                (sar1)
                                0323  0328
0015      0324  3901  LAR 1,1
0016      0325  3100  SAR 1,0
0017      0326  F900  B >340      (zac)
                                0327  0340
0018      0328  3100  SAR1  SAR 1,0
0019      0329  7F89  ZAC
0020      032A  0023  ADD 35
0021      032B  FC00  BGZ >32F      (sar1)      test si x(n) > 0
                                032C  032F
0022      032D  F900  B >357      (ret)
                                032E  0357
0023      032F  3802  LAR1  LAR 0,2
0024      0330  6880  LARP 0
0025      0331  F400  BANZ >33D      (sar2)
                                0332  033D
0026      0333  3900  LAR 1,0
0027      0334  6881  LARP 1
0028      0335  68A8  MAR *+
0029      0336  F400  BANZ >355      (ark)
                                0337  0355
0030      0338  3901  LAR 1,1
0031      0339  3100  SAR 1,0
0032      033A  3804  LAR 0,4
0033      033B  3002  SAR 0,2
0034      033C  4B3A  OUT 58,3
0035      033D  3002  SAR2  SAR 0,2
0036      033E  F900  B >357      (ret)
                                033F  0357
0037      0340  7F89  ZAC  ZAC
0038      0341  0023  ADD 35
0039      0342  FC00  BGZ >346      (sar2)      test si x(n) > 0
                                0343  0346
0040      0344  F900  B >34C
                                0345  034C
0041      0346  3802  LAR2  LAR 0,2
0042      0347  6880  LARP 0
0043      0348  F400  BANZ >34C      (out0)
                                0349  034C
0044      034A  F900  B >34F      (out1)
                                034B  034F
0045      034C  4B3B  OUT0  OUT 59,3
0046      034D  F900  B >350      (sar3)

```

```
034E 0350
0047 034F 4B3A OUT1 OUT 58,3
0048 0350 3804 LAR3 LAR 0,4
0049 0351 3002 SAR 0,2
0050 0352 F900 B >357 (ret)
      0353 0357
0051 0354 3001 SAR 0,1
0052 0355 7000 LARK LARK 0,0
0053 0356 3002 SAR 0,2
0054 0357 7F8D RET
```

NO ERRORS, NO WARNINGS