

50376

1995

15

N° d'Ordre :

50376

1995

15

THESE



Présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR de l'UNIVERSITE
spécialité : Electronique

par

Abdennacer CHERRADI

CONTRIBUTION A L'ANALYSE SPECTRALE DU SON VOISE
TEMPS REEL, PAR PERIODE

Soutenu le 11 janvier 1995 devant la commission d'examen

Membres du Jury :

L. RACZY	Président	IEMN	USTL Lille 1
B. ESCUDIE	Rapporteur	CPE / ICPI	Lyon
C. LEGROS	Rapporteur	LAUTM	Toulouse
Ph. LOOSFELT	Directeur de thèse	LMA	USTL Lille 1
J. P. DUBUS	Examineur	LMA	USTL Lille 1
L. DEVOS	Examineur	EUDIL	USTL Lille
V. DEVLAMINCK	Examineur	LMA	USTL Lille 1
J. B. CHOQUEL	Examineur	LISIR	U. L. Calais

REMERCIEMENTS

Le travail exposé dans ce mémoire a été réalisé au Laboratoire de Mesures Automatiques (LMA) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, dirigé par Monsieur le professeur Jean-Paul DUBUS.

J'exprime ma respectueuse gratitude envers Monsieur le professeur Philippe LOOSFELT qui m'a accueilli dans son équipe et qui a assuré la direction de cette étude. Je lui suis particulièrement gré pour ses multiples conseils qui ont guidé mes recherches et du soutien qu'il m'a apporté dans la rédaction de ce mémoire.

J'exprime ma gratitude à monsieur RACZY, professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, qui a bien voulu accepter de présider ce jury. Grâce à son engagement dans le Centre National de Formation à la Micro-électronique, nous avons pu accéder aux outils de conception assisté par ordinateur.

Je remercie vivement Monsieur Bernard ESCUDIE, professeur au CPE de Lyon, d'avoir accepté de juger ce travail en qualité de rapporteur. Ses remarques m'ont permis d'enrichir ce rapport. Qu'il veuille bien trouver ici, pour ses conseils précieux, l'expression de mes profonds remerciements.

J'exprime mes plus vifs remerciements à Monsieur Claude LEGROS, professeur à l'Université de Toulouse-le Mirail et directeur du laboratoire d'acoustique (LAUTM) qui a bien voulu s'intéresser à mes travaux en acceptant d'être rapporteur. Ses remarques et critiques ont été précieuses. Qu'il veuille bien trouver dans ce mémoire l'expression de mes respectueux remerciements.

Je remercie spécialement monsieur Jean-Paul DUBUS, professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Directeur du Laboratoire de Mesures Automatiques, de bien vouloir examiner mon travail et pour avoir accepté d'être membre du jury.

Je tiens à remercier Monsieur Lievin DEVOS, professeur à l'EUDIL ainsi que Messieurs Vincent DEVLAMINCK, et Jean-Bernard CHOQUEL, maîtres de conférence à l'IUT de Calais de bien vouloir s'intéresser à ce travail et d'avoir accepté de l'examiner.

Je remercie Messieurs Abdelmalik TALEB-AHMED, Pierre CHRISTIAEN, François WAUCQUIER, Francis WATTRELOT, Patrick NIKYEMA, Aziz YAKOUBI, Serge REBOUL, Franck DUFRENOY pour leurs aides et leurs encouragements.

Je remercie sincèrement Madame Régine CASTEGNIER pour sa disponibilité et sa patience dans le travail de secrétariat.

Je remercie Monsieur Jean-Pierre DEHORTER qui a reproduit les différentes versions de cette thèse.

Merci aussi à Brigitte.

Table des matières

INTRODUCTION	1
CHAPITRE I - DESCRIPTION DES PRINCIPALES METHODES D'ANALYSE DU SPECTRE (Fondamental, Harmoniques)	
I - Techniques de détection de la fréquence fondamentale.....	5
I - 1 - Analyseur à un seul filtre linéaire (passe-bas).....	6
I - 2 - Analyseur a canaux.....	6
I - 3 - Analyseur à filtre variable.....	7
I - 4 - Méthode d'autocorrélation modifiée.....	8
I - 5 - Méthode de détection des pics du signal temporel.....	9
I - 6 - Méthode du CEPSTRE d'énergie.....	10
I - 7 - Méthode du SIFT (Simplified Inverse Filtering Technique).....	11
II - Analyse spectrale.....	13
II - 1 - Banc de filtres : Le vocodeur à canaux.....	13
II - 2 - Analyseur à filtre passe-bande unique.....	14
II - 3 - La transformée de Fourier	15
III - Conclusion.....	16
CHAPITRE II - APPORT DES FILTRES A CAPACITES COMMUTEES DANS L'ANALYSE DES SONS VOISES	
I - Rappel sur les filtres à capacités commutées.....	17
I - 1 - Mécanisme.....	17
I - 2 - Simulation d'une résistance par une capacité et deux interrupteurs.....	19
I - 3 - Intégrateurs	20
II - Utilisation des filtres à capacités commutées pour le filtrage du fondamental.....	21
II - 1 - Système d'asservissement à verrouillage de phase sur la fréquence fondamentale	21
II - 1 - 1 - Rappel sur la boucle à verrouillage de phase.	21
II - 1 - 2 - Dispositif réalisé initialement	22
II - 1 - 3 - Dispositif à double filtre.....	23

II - 2 - Asservissement sur la période	25
II - 2 - 1 - Apport du filtre “ passe-bas dynamique ”	25
II - 2 - 2 - Présentation et principe de fonctionnement du système.....	27
II - 2 - 3 - Application et mise en oeuvre du système	28
II - 2 - 4 - Fonctionnement	30
II - 2 - 5 - Résultats	31
III - Utilisation des filtres à capacités commutées pour borner dynamiquement le spectre	33
III - 1 - Les filtres de BUTTERWORTH, TCHEBYCHEFF et CAUER.....	34
III - 1 - 1 - Filtre de BUTTERWORTH	34
III - 1 - 2 - Filtre de TCHEBYCHEFF.....	35
III - 1 - 3 - Les filtres elliptiques : CAUER.....	36
III - 2 - Synthèse et comparaison	36
III - 3 - Conclusion.....	38
IV - Conclusion	38

CHAPITRE III - TRANSFORMEE DE FOURIER RAPIDE PAR QUART DE PERIODE

I - Notion de filtre-k.....	39
I - 1 - Rappel	39
I - 2 - Le filtre-k parfait.....	41
I - 3 - Le filtre-k par sommation discrète.....	42
II - Echantillonnage par quart de période d'harmonique.	43
Introduction	43
II - 1- Mise en oeuvre.....	44
II - 2 - Système d'équations linéaires	48
II - 3 - Mise en oeuvre.....	49
II - 3 - 1 - Premier temps : Sommation en temps réel.....	50
II - 3 - 2 - Second temps : Passage aux coefficients.....	50
III - Avantages de la FFT-QP.....	51
VI - Inconvénients de la FFT-QP.....	51

V - Conclusion.....	52
---------------------	----

CHAPITRE IV - INTEGRATION DE L'ALGORITHME "FFT-QP"

I - Architecture parallèle du circuits FFT-QP.....	54
I - 1 - Graphe flots de données.....	55
I - 2 - Architecture.....	55
I - 3 - Description d'un module de calcul.....	57
I - 3 - 1 - Présentation.....	57
I - 3 - 2 - Description.....	58
II - Réalisation.....	59
III - Simulations.....	60
IV - Retour de fonderie.....	62
V - Conclusion.....	62

**CHAPITRE V - APPLICATION DE L'ALGORITHME
FFT-QP A L'ANALYSE DES SONS VOISES**

I - Présentation du dispositif d'analyse.....	63
II - Résultats expérimentaux.....	65
II - 1 - Spectre d'amplitude.....	65
II - 2 - Conclusion de l'expérimentation.....	68
III - Conclusion.....	68

CONCLUSION GENERALE..... 69

Annexe 1 : Liste des phonèmes du Français.....	71
Annexe 2 : Fichier modèle du circuit intégré "FFT-QP".....	72
Annexe 3 : Spectre d'amplitude et représentation temporelle des voyelles.....	80
Annexe 4 : Graphe flot de données.....	97
Annexe 5 : Fichier de simulation du calcul des harmonique sous SOLO1400.....	98
Annexe 6 : Caractéristiques physiques du circuit intégré "FFT-QP".....	100
Annexe 7 : Masque du circuit intégré "FFT-QP".....	102

BIBLIOGRAPHIE.....	103
--------------------	-----

Contribution à l'analyse spectrale du son voisé, temps réel, par période.

INTRODUCTION

De nombreux travaux ont déjà été menés pour reconnaître automatiquement la parole. Le sujet traité ici s'intègre dans le cadre de ces travaux, en se bornant à un objectif précis : étant donné un son voisé, donc pseudo-périodique, comment fournir le spectre du signal à la fin de chaque période ?

Cette étude s'est placée dans le cas favorable où le son n'est pas parasité par un second locuteur ou par du bruit : il est constitué d'une fondamentale, que nous appellerons "harmonique 1", et d'un nombre infini d'harmoniques, de 2 à N.

Dans ce contexte idéal, nous avons fait l'hypothèse qu'un nombre limité d'harmoniques suffit à identifier le son voisé ; pour des raisons pratiques, nous nous sommes bornés à 8 harmoniques. Le nombre d'harmoniques ainsi retenu influe sur la qualité des résultats, mais non sur le principe.

La parole, signal pseudo-périodique.

La parole est, physiquement, un phénomène vibratoire complexe, tantôt pseudo-périodique (voyelle), tantôt aléatoire (consonne). Les figures 1 et 2 illustrent un exemple de variabilité du signal vocal dans cas de la voyelle / a / prononcée par deux locuteurs différents.

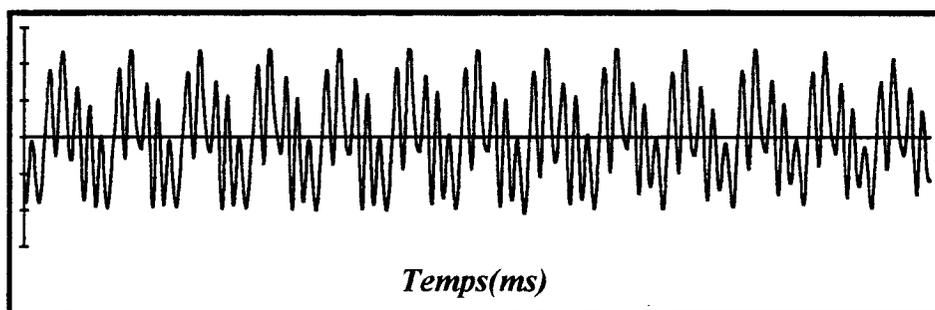


Figure 1 : Vowelle " a " ; locuteur 1

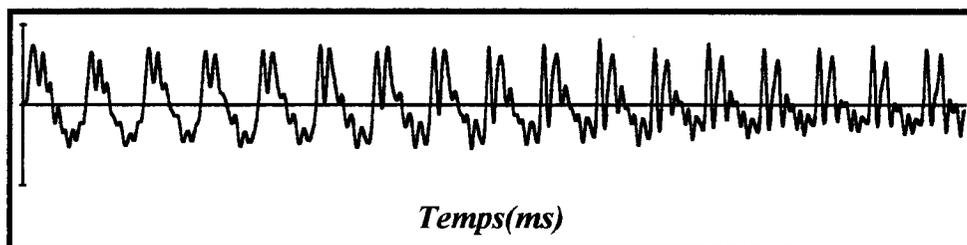


Figure 2 : Vowelle " a " ; locuteur 2

L'émission sonore

Pendant l'élocution, un flux d'air en provenance des poumons traverse le larynx, arrive dans la gorge et sort par la bouche. Lorsque le voile du palais est baissé, une partie de l'air passe par le nez. Le flux d'air peut être arrêté par la fermeture des lèvres, la pression de la langue contre le palais ou la fermeture de la glotte qui est formée de replis membraneux parallèles (les cordes vocales) situés à l'intérieur du larynx. Le flux d'air à travers le conduit vocal produit un son de trois manières différentes :

1. Dans la première manière, les cordes vocales vibrent. Quand elles sont pressées l'une contre l'autre, elles empêchent le passage de l'air et la pression augmente. Cette pression contraint les cordes à s'écarter, mais la vitesse de l'écoulement fait que la pression diminue (loi de Bernoulli) et les membranes se rejoignent à nouveau : la pression augmente à nouveau et la vitesse à laquelle ce cycle se répète détermine la fréquence fondamentale du son, sa "hauteur".
2. On émet aussi des sons en réduisant la dimension du conduit afin de provoquer une turbulence. Par exemple en forçant l'air à passer par une petite ouverture entre les dents de la mâchoire supérieure et la lèvre inférieure, on provoque un flux turbulent entendu comme le son /f/. Contrairement aux sons produits par la vibration des cordes vocales, les sons engendrés par des flux turbulents sont apériodiques : ce sont des bruits. On peut

émettre simultanément des sons périodiques et apériodiques : en combinant une vibration des cordes vocales avec le bruit d'un /f/, on émet le son /v/

3. Un troisième type d'émission sonore se produit lorsqu'on libère brusquement la pression accumulée derrière un obstacle. Ces explosions d'énergie acoustique ont lieu lorsqu'on prononce des consonnes comme /p/, /t/, ou /k/.

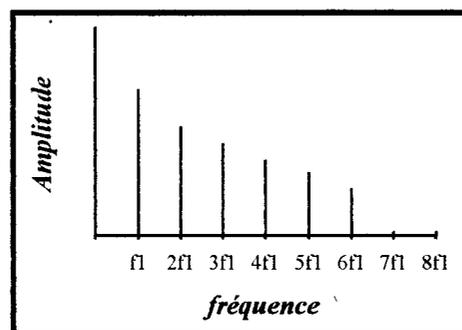
Les sons ainsi émis sont créés sur le plan acoustique par les variations de la forme du conduit vocal. Si les vibrations des cordes mettaient en mouvement directement l'air extérieur, sans passage par la gorge, la bouche et le nez, on entendrait un bruit ressemblant plus à un son synthétique qu'à une voix. La différence entre les diverses voyelles provient de la forme du conduit vocal, qui dépend des positions du larynx, de la langue, des lèvres et du palais.

Le son voisé.

Dans notre étude, on ne s'intéressera qu'aux sons voisés (voyelles) ; ils sont bien caractérisés par leur spectre de fréquence.

On peut analyser ces modifications acoustiques en utilisant l'analyse de Fourier. Comme tout phénomène périodique on peut considérer le son voisé comme étant constitué par la somme de composantes sinusoïdales d'amplitudes diverses dont les fréquences seraient toutes multiples exactes de celle d'une composante fondamentale.

La façon la plus évidente de représenter les sons consiste à tracer la variation de la pression de l'air en fonction du temps. La représentation de Fourier permet d'expliciter la même information sous une autre forme par un graphique qui donne l'amplitude et la phase en fonction de la fréquence des composantes sinusoïdales. Comme les différences de phase n'ont que peu d'effet sur la perception, on peut, en pratique, décrire un son par son spectre d'amplitude.



Exemple d'un spectre d'amplitude

La fréquence fondamentale, variable au cours de la prononciation d'un mot ou d'une phrase est l'une des caractéristiques de la parole. Cette information est primordiale dans de nombreux domaines de recherche parmi lesquels on peut citer la synthèse, la reconnaissance automatique de la parole, la vérification du locuteur.

Ce travail a démarré au Laboratoire de Mesures Automatiques de l'Université des Sciences et Techniques de Lille en 1990 par une étude sur un suiveur de fréquence des sons voisés [CHERRADI, sujet de DEA]. Cette étude était la première dans le cadre du laboratoire, spécialisé en traitement d'image.

La motivation de notre travail de thèse a été notre désir d'apporter une contribution, si faible soit-elle, dans un domaine aussi vaste et difficile qu'est la parole.

Nous décrivons, dans ce mémoire, un dispositif d'asservissement en temps réel sur la fréquence fondamentale et de filtrage dynamique des huit premiers harmoniques ainsi qu'un nouvel algorithme de traitement du signal et sa réalisation sous forme de circuit intégré.

- Au chapitre I nous rappelons les problèmes liés à la détection de la fréquence fondamentale et nous décrivons quelques méthodes de détection et d'analyse spectrale.
- Au chapitre II nous décrivons l'exploitation que nous avons faite des filtres à capacités commutées dont l'apport permet de renouveler des dispositifs de détection du fondamental et de filtrage dynamique.
- Le troisième chapitre est consacré à la présentation d'un nouvel algorithme de traitement du signal dénommé FFT-QP (FFT par quart de période car un échantillon est prélevé tout les quarts de période de l'harmonique considéré).
- Au quatrième chapitre nous décrivons l'architecture du dispositif élaboré ainsi que les étapes de réalisation de chaque module du circuit intégré correspondant à l'algorithme FFT-QP, permettant d'analyser en temps réel les variations du spectre de fréquence des sons voisés.
- Le cinquième chapitre traite de l'application du dispositif expérimental à l'analyse en temps réel du spectre des voyelles.

CHAPITRE I

DESCRIPTION DES PRINCIPALES METHODES D'ANALYSE DU SPECTRE (Fondamental, Harmoniques).

L'objectif de ce travail de recherche est de réaliser un analyseur spectral "temps réel" du son voisé. L'analyse spectrale signifie l'accès aux informations "période" et "spectre". "Temps réel" signifie que l'information "spectre" est disponible en fin de période.

Les deux problèmes sont distincts : d'une part maîtriser la période, et les nombreux travaux sur ce point révèlent la difficulté d'accéder à cette information; D'autre part faire le bilan des harmoniques pendant la période.

Dans ce premier chapitre, nous passons en revue les diverses méthodes essayées, au cours des dernières décennies, pour accéder à la fréquence fondamentale et aux harmoniques.

Les principales difficultés rencontrées lors de la réalisation d'un système de détection de la fréquence fondamentale du son voisé résultent de la nature quasi-périodique de ce dernier et la grande excursion possible de la fréquence.

Les variations de la fréquence fondamentale évoluent, suivant les personnes, entre 60 et 400 Hz ; les valeurs moyennes sont :

Voix d'homme : 120 Hz.

Voix de femme : 220 Hz.

Voix d'enfant : 300 Hz.

I - Techniques de détection de la fréquence fondamentale

L'expérience la plus précise de CARRE, en 1971 confirme que les variations de la fréquence fondamentale sont très faibles et ne perturbent pas la répartition des harmoniques, ce qui permet de considérer que les harmoniques de fréquence f_n s'en déduisent par la relation $f_n = n f_1$ ($n = 2, 3, \dots$), avec f_1 = fréquence fondamentale.

Depuis 1936 et jusqu'à nos jours, des vingtaines de techniques de détection de la fréquence fondamentale, tant analogiques que numériques, ont été élaborées.

I - 1 - Analyseur à un seul filtre linéaire (passe-bas)

Il a pour objet de débarrasser le fondamental des harmoniques ; il est suivi par un système de mesure et de détection des périodes successives du son (Figure 1.1).

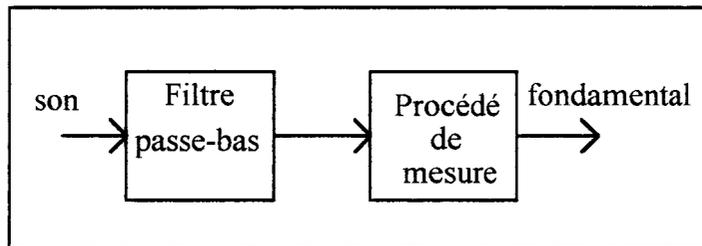


Figure 1.1 : Analyseur à un seul filtre.

Ce type d'analyseur a été développé par plusieurs chercheurs notamment par PISANI, en 1971, dont le principe est représenté schématiquement à la figure 1.2.

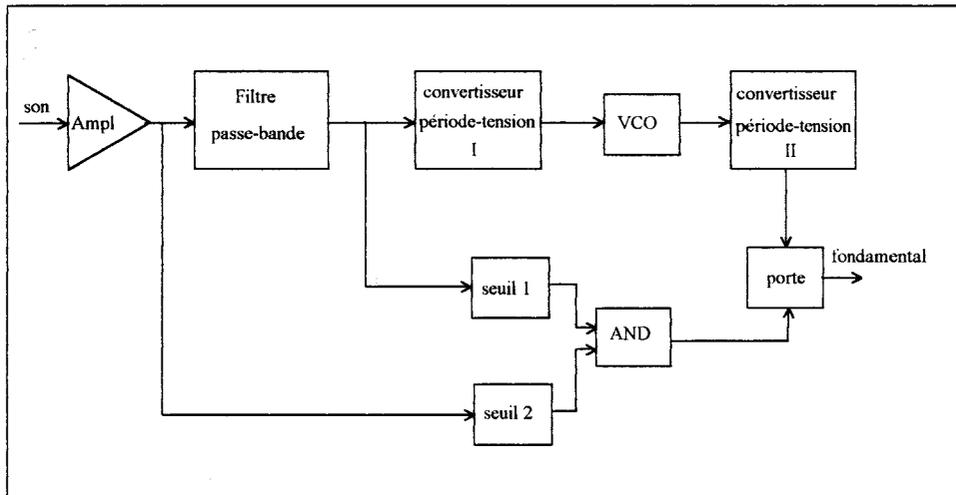


Figure 1.2 : Analyseur du fondamental d'après PISANI.

I - 2 - Analyseur a canaux

MILLER, en 1970, a proposé une méthode utilisant onze filtres passe-bande en parallèle, dont l'action est de pouvoir cerner dans chaque bande un seul harmonique du fondamental (Figure 1.3). La sortie de chaque filtre attaque d'une part un système de mesure de la période du fondamental, et d'autre part un système de mesure de l'énergie dans chaque

bande. Les différentes sorties, après multiplication et addition convergent vers un système de correction.

Les résultats obtenus par MILLER sont intéressants, le taux d'erreur dans la mesure des périodes est de 7%.

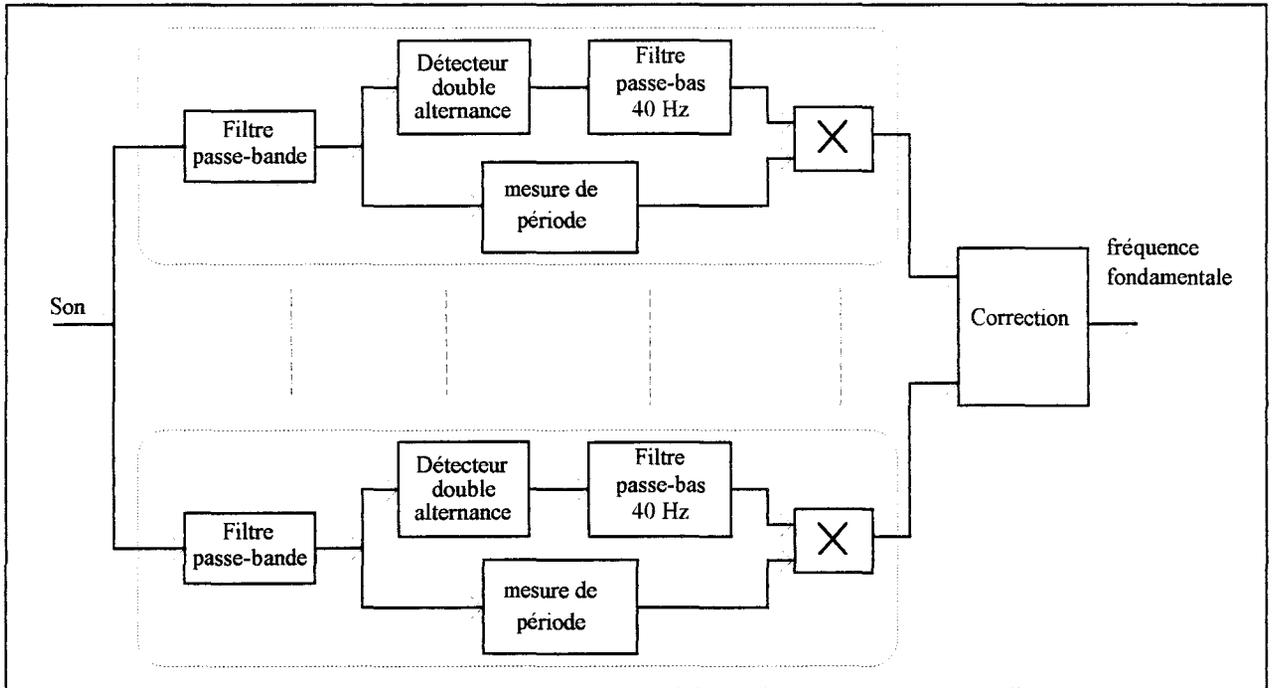


Figure 1.3 : Analyseur du fondamental par MILLER.

Une modification du système de MILLER a été adoptée par MARTIN en 1977 ; il réalise le filtrage inverse de la parole par un banc de filtres passe-bas de configuration fixe ; Ces filtres sont sélectionnés en cours d'analyse par un microprocesseur qui assure également la mesure des périodes laryngiennes successives. Les résultats obtenus marquent une certaine amélioration par rapport aux méthodes précédentes.

I - 3 - Analyseur à filtre variable [CARRE, 1963]

La fréquence de coupure de ce type de filtre est commandée par une horloge (figure 1.4).

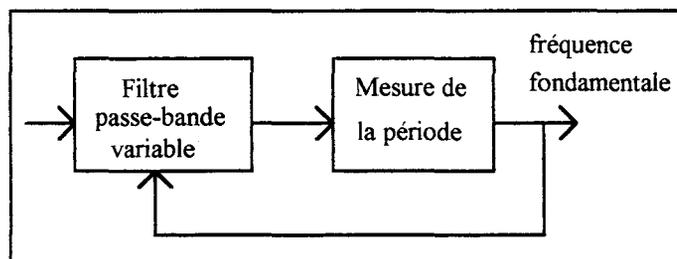


Figure 1.4 : Analyseur à filtre variable.

Ce procédé offre des avantages certains ; nous allons nous en inspirer pour notre système d'asservissement sur la fréquence fondamentale des sons voisés.

I - 4 - Méthode d'autocorrélation modifiée
[DUBNOWSKI, 1976]

La figure 1.5 montre le schéma synoptique de cette méthode. Le signal de parole est filtré à l'aide d'un filtre passe-bas de fréquence de coupure 900 Hz, échantillonné à 10 kHz, puis numérisé.

Les échantillons $s(n)$ sont groupés en bloc de 300 échantillons consécutifs (section de 30 ms) pour le calcul du fondamental. Ce calcul a lieu toutes les 10 ms. Il y a un recouvrement de 20 ms entre deux blocs consécutifs.

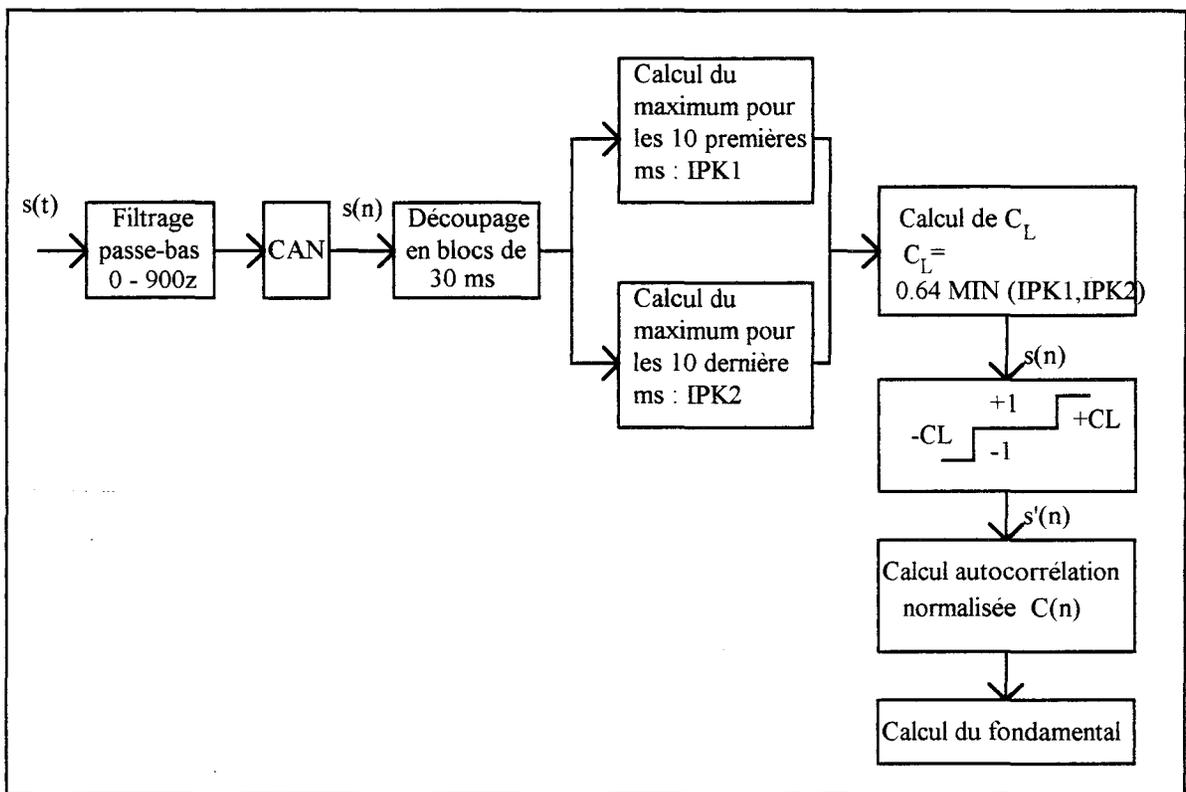


Figure 1.5 : Schéma de la détection du fondamental par autocorrélation modifiée (DUBNOWSKI).

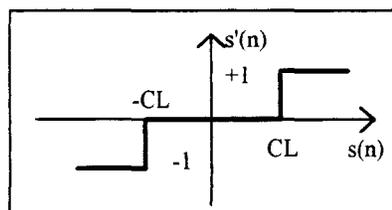


Figure 1.6 : Transformation appliquée au signal.

On détermine une valeur C_L égale à 64 % du minimum des valeurs crêtes maximales (IPK1, IPK2) des premiers et derniers tiers des blocs de 30 ms. On calcule la fonction d'autocorrélation $C(n)$ normalisée du signal obtenu en appliquant la transformation non linéaire de la figure 1.6, les échantillons $s'(n)$ ne pouvant prendre que les valeurs -1, 0, +1. La valeur de la fonction d'autocorrélation normalisée pour le décalage nul permet, lorsque cette dernière est inférieure à 0.3, de considérer le signal comme non voisé. La valeur du décalage temporel pour laquelle la fonction d'autocorrélation présente un maximum, donne la valeur de la période du fondamental.

I - 5 - Méthode de détection des pics du signal temporel
[GOLD et RABINER, 1969]

La figure 1.7 montre le schéma de principe de la méthode de détection des pics. Le signal de parole est filtré à 900 Hz et la période du fondamental est déterminée après comparaison des résultats délivrés par six détecteurs de maximums et minimums successifs. Le degré de concordance des résultats donnés par les six détecteurs fournit alors la valeur du fondamental et la décision du voisement.

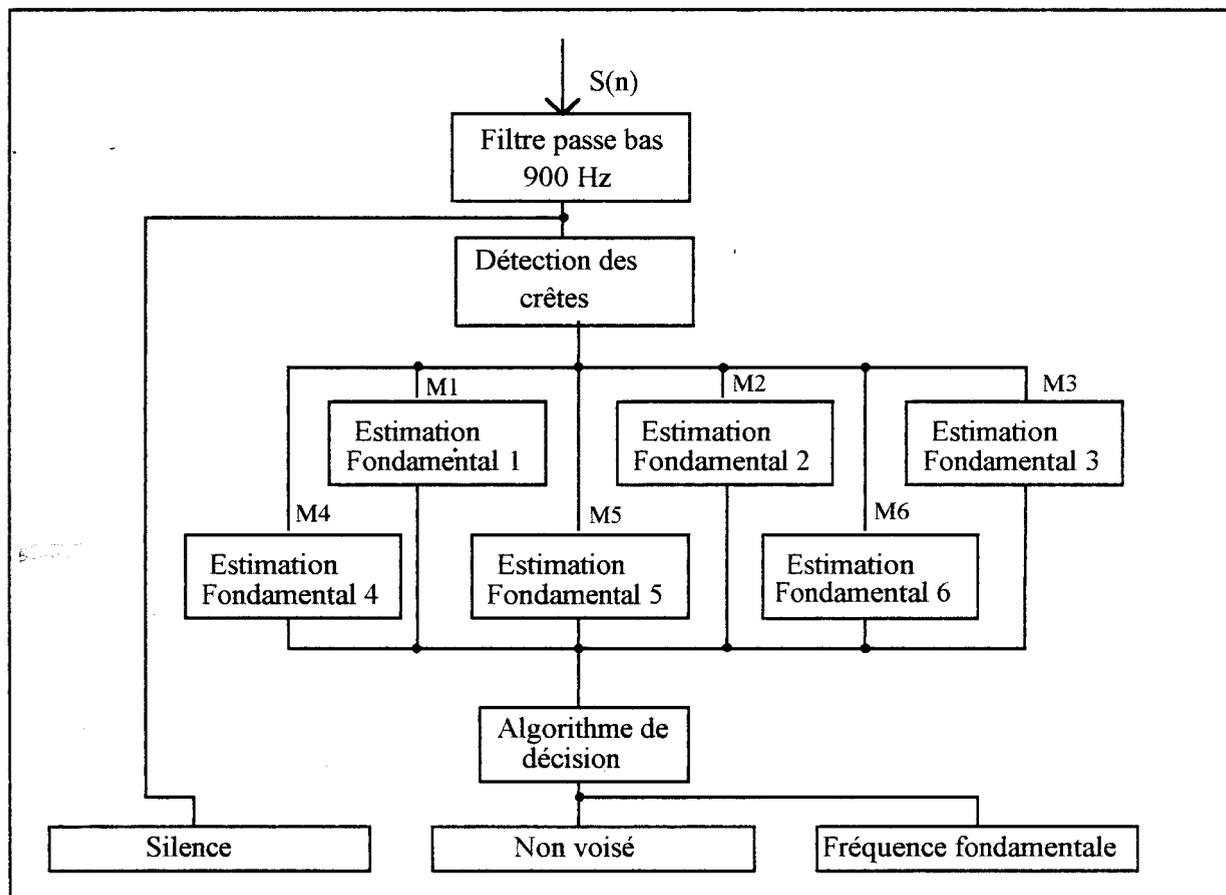


Figure 1.7 : Schéma synoptique de détection du fondamental par détection des pics (GOLD et RABINER).

I - 6 - Méthode du CEPSTRE d'énergie
[SCHAFER et RABINER, 1970]

Le cepstre est le résultat de la transformée de Fourier inverse du logarithme du module du spectre. La figure 1.8 montre le schéma de principe d'un détecteur de fondamental à partir du cepstre.

Le signal de parole, échantillonné à 10 kHz, numérisé, découpé en blocs de 512 échantillons, est pondéré par une fenêtre de Hamming de durée égale à 51.2 ms. On calcule le logarithme de la transformée de Fourier discrète de la tranche de signal considérée, puis on effectue une transformation de Fourier inverse. La position du pic principal donne la valeur de la période fondamentale. Lorsque son amplitude est inférieure à un seuil donné, le signal est considéré comme non voisé. Il en est de même si le nombre de passages par zéro du signal est supérieur à un seuil fixé au préalable.

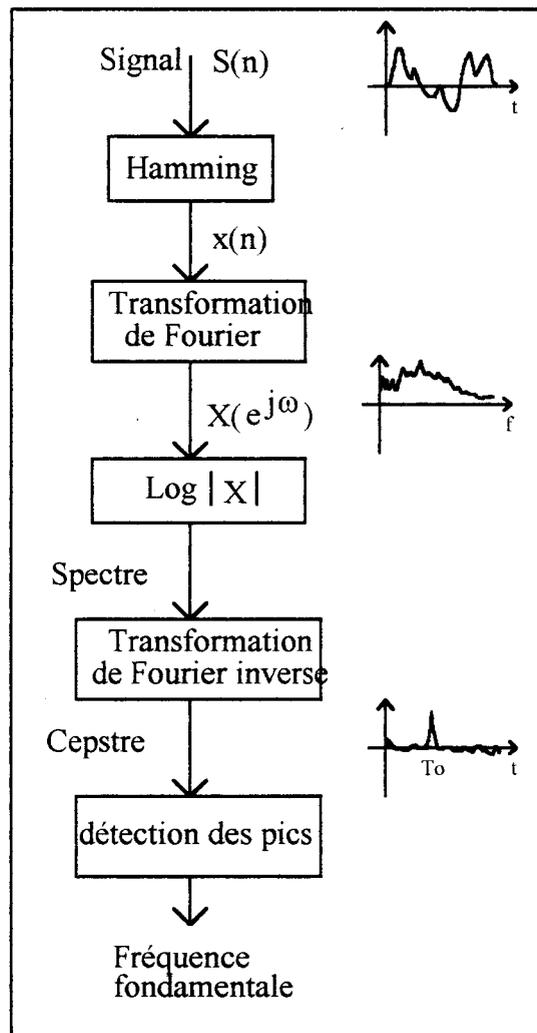


Figure 1.8 : Schéma synoptique de la détection de la fréquence fondamentale utilisant le cepstre.

I - 7 - Méthode du SIFT (Simplified Inverse Filtering Technique)

[MARKEL, 1972]

La figure 1.9 montre le schéma de principe d'un détecteur de fondamental utilisant la technique du filtrage inverse.

Le signal de parole est tout d'abord filtré à l'aide d'un filtre passe-bas de fréquence de coupure 900 Hz, échantillonné à la fréquence de 2 kHz puis numérisé. Cette fréquence d'échantillonnage est suffisante pour éviter le repliement (théorème d'échantillonnage), ainsi le nombre d'opération est réduit. Les coefficients du filtre inverse $A(z)$ (filtre du quatrième ordre) sont alors déterminés. On calcule ensuite la fonction d'autocorrélation du signal de sortie du filtre inverse dont l'entrée est constituée par les échantillons du signal de parole filtré échantillonné à 2 kHz. La valeur de la période du fondamental est obtenue par une recherche de maximum de la fonction d'autocorrélation.

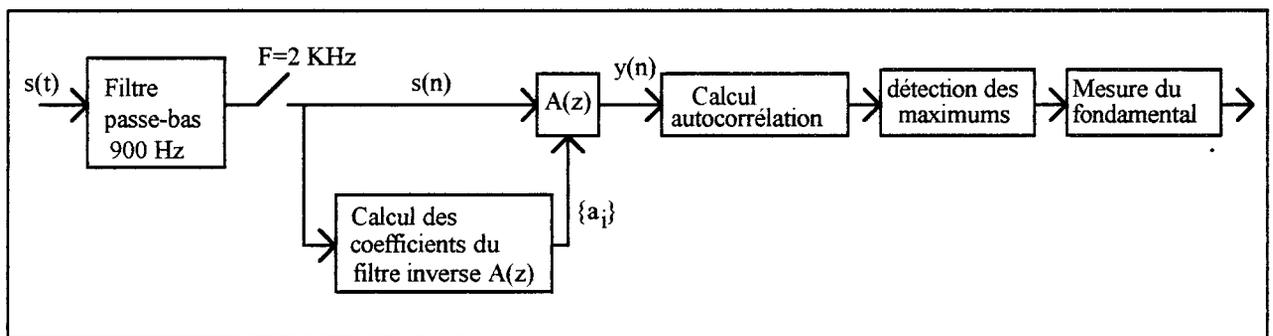


Figure 1.9 : Schéma de la détection de la fréquence fondamentale par filtrage inverse (SIFT).

La méthode d'analyse par prédiction linéaire est fondée sur l'hypothèse selon laquelle un échantillon du signal de parole $s(n)$ correspondant à l'instant nT , où T est la période d'échantillonnage, peut être prédit approximativement par une somme, pondérée linéairement, d'un certain nombre d'échantillons le précédant immédiatement. Si l'on désigne par $s'(n)$ la valeur approchée (valeur prédite) de $s(n)$, nous avons :

$$s'(n) = \sum_{k=1}^p a_k \cdot s(n-k)$$

où a_k ($1 \leq k \leq p$) est un ensemble de coefficients réels, constants, à déterminer, qu'on appelle généralement coefficients de prédiction linéaire ; p est l'ordre du prédicteur.

L'erreur de prédiction commise entre la valeur réelle de $s(n)$ et la valeur prédite $s'(n)$ est $G.e(n)$:

$$e(n) = s(n) - s'(n) = s(n) - \sum_{k=1}^p a_k \cdot s(n-k)$$

La détermination des coefficients a_k est obtenue en essayant de rendre minimale l'erreur quadratique totale pour un ensemble de N échantillons du signal.

En prenant la transformée en z de $e(n)$ on obtient:

$$E(z) = S(z) - \sum_{k=1}^p a_k \cdot S(z) \cdot z^{-k}$$

$$E(z) = S(z) \left(1 - \sum_{k=1}^p a_k z^{-k} \right) = S(z) \cdot A(z)$$

On voit que la séquence d'erreur de prédiction est la sortie d'un système linéaire dont la fonction de transfert est :

$$A(z) = 1 - \sum_{k=1}^p a_k z^{-k}$$

Donc, le filtre d'erreur de prédiction $A(z)$ est un filtre inverse (au sens de transmittance inverse) pour le filtre $H(z)$:

$$H(z) = \frac{G}{A(z)} \text{ avec } G : \text{facteur de gain.}$$

La méthode consiste à déterminer le gain G et les coefficients a_k qui permettent de minimiser l'erreur quadratique totale E :

$$E = \sum_n e^2(n) = \sum_n (s(n) - s'(n))^2$$

$$E = \sum_n \left(s(n) - \sum_{k=1}^p a_k \cdot s(n-k) \right)^2$$

Les a_k qui minimisent E sont obtenus en annulant la dérivée partielle de E par rapport à chaque a_k :

$$\frac{\partial \mathcal{E}}{\partial \alpha_k} = 0 \quad k = 1, 2, \dots, p$$

Le gain G est déterminé en utilisant le critère suivant : l'énergie du signal correspond à l'énergie contenue dans le signal prédit [MAKHOUL, 1975].

L'erreur de prédiction est une bonne approximation de la source d'excitation dans le modèle de prédiction linéaire.

Un calcul d'autocorréction sur le signal d'erreur $e(n)$ et la détection d'un pic dans un intervalle donné permet également de déterminer la période du fondamental.

II - Analyse spectrale

L'idée d'analyser et de synthétiser des signaux de parole à partir de la transformée de Fourier a été introduite dès les années 70, mais elle est restée relativement inexploitée en tant que technique de traitement de la parole. En pratique, on a préféré utiliser des méthodes paramétriques, beaucoup plus économiques, telles que le codage à prédiction linéaire.

II - 1 - Banc de filtres : Le vocodeur à canaux

C'est un banc de filtres, conçu au départ pour le codage et la transmission de la parole.

Il permet d'obtenir toutes les n ms :

- un signal indiquant la présence ou l'absence du fondamental
- les sorties des N filtres dont les fréquences de résonance sont réparties entre 100 Hz et 5 kHz.

Chaque canal est constitué d'un filtre passe-bande et d'un système de détection d'enveloppe (redresseur à diode et intégrateur par filtres passe-bas). Le schéma de principe d'un vocodeur à canaux est donné à la figure 1.13.

Les premières expériences d'analyse de la parole datent de l'invention du vocodeur par DUDLEY en 1939.

Avant l'apparition des circuits numériques spécialisés, les vocodeurs à canaux (banc de filtres analogiques), étaient les premiers analyseurs en temps réel de la parole. Divers vocodeurs ont été construits notamment au CNET Lannion, au début analogiques, puis actuellement, numériques.

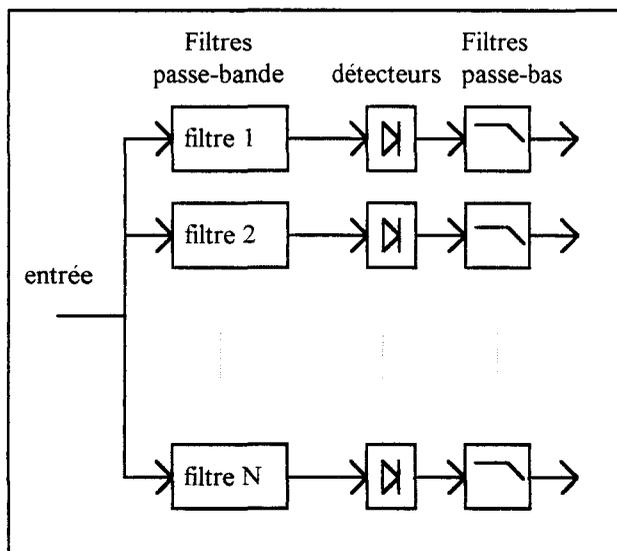


Figure 1.13 : Principe d'un vocodeur à canaux.

II - 2 - Analyseur à filtre passe-bande unique
[CAILLON, TAWFIK, 1982]

Pour réduire le nombre de filtres et la consommation d'énergie, on prévoit un analyseur spectral dans lequel un banc de filtres est remplacé par un filtre passe-bande unique dont la fréquence centrale f_0 est en dehors du spectre du signal à analyser. Ce spectre est décalé le long de l'axe des fréquences de manière à défilé devant la fréquence f_0 , grâce à une multiplication entre le signal à analyser s_1 et un signal sinusoïdal à fréquence F variable. Cette fréquence F subit un cycle de variations périodiques grâce auquel le spectre du signal peut être analysé par le filtre passe-bande.

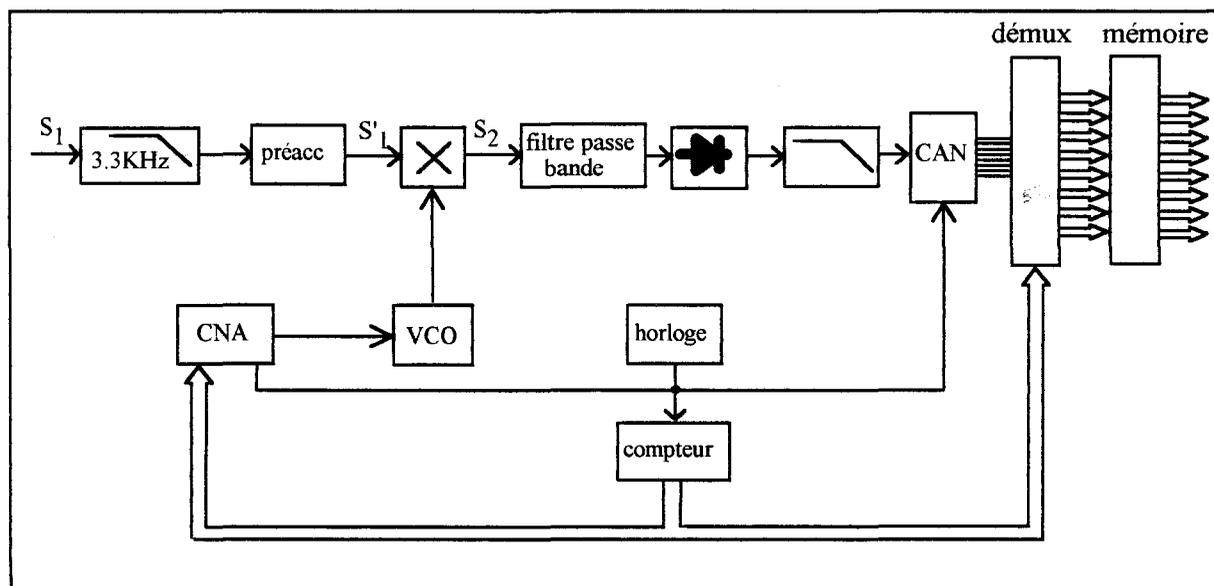


Figure 1.6 : Analyseur à filtre passe bande.

Principe de fonctionnement

Le signal de parole s_1 à analyser subit initialement un premier filtrage passe-bas destiné à limiter son spectre, ceci à cause du fait que le circuit d'analyse comporte des filtres échantillonnés introduisant des phénomènes de repliement de spectre très gênants si le spectre de départ n'est pas limité.

Ce filtre antirepliement est suivi d'un filtre de préaccentuation destiné à modifier le spectre avant traitement selon une courbe normalisée rehaussant les fréquences les plus élevées.

Le signal de sortie s'_1 de ce deuxième filtre est appliqué à une première entrée d'un multiplieur recevant sur une autre entrée un signal de fréquence F issu d'un oscillateur contrôlé par tension (VCO).

Le signal s_2 résultant de cette multiplication est appliqué à un filtre passe-bande de fréquence centrale f_0 .

Le signal de sortie du filtre est appliqué à un redresseur double alternance et à un filtre passe-bas .

L'oscillateur commandé par une tension programmée permet un balayage fréquentiel entre $f_0 - f'_1$ et $f_0 + f_1$, f_1 et f'_1 étant les limites de la gamme de fréquence du spectre qu'on veut analyser au moyen du filtre passe-bande.

Le cycle est établi à partir d'une horloge, suivie d'un compteur dont les sorties sont appliquées à un convertisseur numérique-analogique, la sortie de celui-ci commandant l'oscillateur. Ainsi, au fur et à mesure du comptage, la tension de sortie du convertisseur change et la fréquence de l'oscillateur change également.

A mesure que la séquence se déroule au cours d'une période, des parties différentes du spectre de la parole sont analysées et le convertisseur analogique-numérique fournit une valeur numérique d'énergie pour chacune de ces parties. La conversion est effectuée à la fin de chaque intervalle de temps où la fréquence reste constante.

Ces valeurs sont appliquées à un démultiplexeur qui les dirige vers une mémoire tampon de telle manière que la sortie de la mémoire fournisse périodiquement autant de valeurs numériques en parallèle que de points d'analyse du spectre.

II - 3 - La transformée de Fourier

Cette méthode est basée sur la quasi-stationnarité du signal sur des intervalles de durée faible. L'hypothèse utilisée en représentation de Fourier est le régime permanent. C'est cette propriété qui est mise à profit "à court terme" dans le signal de parole.

On calcule le spectre à court terme $F(\omega, t)$ (spectre variable dans le temps) en utilisant en général un intervalle de 10 ms et une fenêtre de Hamming.

$$F(\omega, t) = \int_{-\infty}^t f(\lambda) w(t - \lambda) e^{-j\omega\lambda} d\lambda \quad \text{avec} \quad \begin{cases} w(t) = 0 & \text{pour } t < 0 \\ w(t) \neq 0 & \text{pour } t > 0 \end{cases}$$

La transformée de Fourier permet d'obtenir, à partir des échantillons du signal initial, une représentation spectrale. Dans le cas où l'analyse de Fourier se fait d'une façon synchrone avec le cycle de voisement du signal, on obtient une série de Fourier. Dans le cas contraire, on doit utiliser une fonction de pondération. Habituellement, on utilise une fenêtre de Hamming. Un filtre antirepliement permet de supprimer les fréquences supérieures à la fréquence d'échantillonnage.

La transformée de Fourier discrète constitue un ensemble de N filtres identiques (banc de filtres), répartis uniformément sur l'axe des fréquences avec le pas $1/NT$ (N étant le nombre d'échantillons et T la période d'échantillonnage).

III - Conclusion

La détection et la mesure de la fréquence fondamentale peut se faire dans le domaine temporel, par exemple après filtrage du signal, ou dans le domaine fréquentiel à partir du spectre d'un son voisé.

Malgré l'amélioration des processus d'analyse et des moyens de calcul, la détection sûre de la fréquence fondamentale requiert un signal de parole de bonne qualité.

Un grand nombre de procédés différents ont été proposés. Une étude comparative de la plupart d'entre eux peut être trouvée dans [HESS, 1983].

CHAPITRE II

APPORT DES FILTRES A CAPACITES COMMUTEES

DANS L'ANALYSE DES SONS VOISES

Notre travail de recherche dans l'analyse spectrale en temps réel du son voisé a bénéficié de l'arrivée sur le marché de filtres à capacités commutées dont la maturité technologique est récente. Ce type de filtres, quand il est intégré, présente des avantages ; les circuits intégrés utilisés sur notre banc d'analyse sont apparus sur le marché en 1991.

Jusqu'à l'arrivée des filtres actifs, l'opération de filtrage faisait l'objet de montages électriques réalisés presque uniquement à l'aide de composants passifs. Dans le domaine de basse fréquence, de tels montages sont lourds, encombrants, et affaiblissent considérablement les signaux étudiés.

Actuellement, les filtres à capacités commutées intégrés permettent de réaliser des filtres qui, dans le domaine basse fréquence, ne présentent plus les inconvénients ci-dessus mentionnés.

I - RAPPEL SUR LES FILTRES A CAPACITES COMMUTEES

Les filtres à capacités commutées sont des systèmes analogiques ne contenant que des capacités intégrées, des amplificateurs opérationnels et des interrupteurs analogiques. Leur fréquence de résonance est commandée par une horloge. Cette fréquence est rigoureusement stable quelles que soient les conditions de fonctionnement du filtre.

I - 1 - Mécanisme

Le schéma de principe du filtre est représenté à la figure 2.1.
Les interrupteurs K_i ($i = 1, 2, \dots, N$) sont fermés séquentiellement pendant un laps de temps t ; la période T_0 est le temps au bout duquel un interrupteur donné se trouve fermé. La fréquence de résonance F_0 du filtre correspond à la fréquence de commutation des interrupteurs K_i .

Si la fréquence d'entrée est un multiple de la fréquence de résonance du filtre F_0 , chaque capacité intégrera le signal d'entrée pendant le temps t de fermeture de l'interrupteur précédent.

Si la fréquence d'entrée n'est pas multiple de la fréquence de commutation, l'amplitude du signal est considérablement affaiblie.

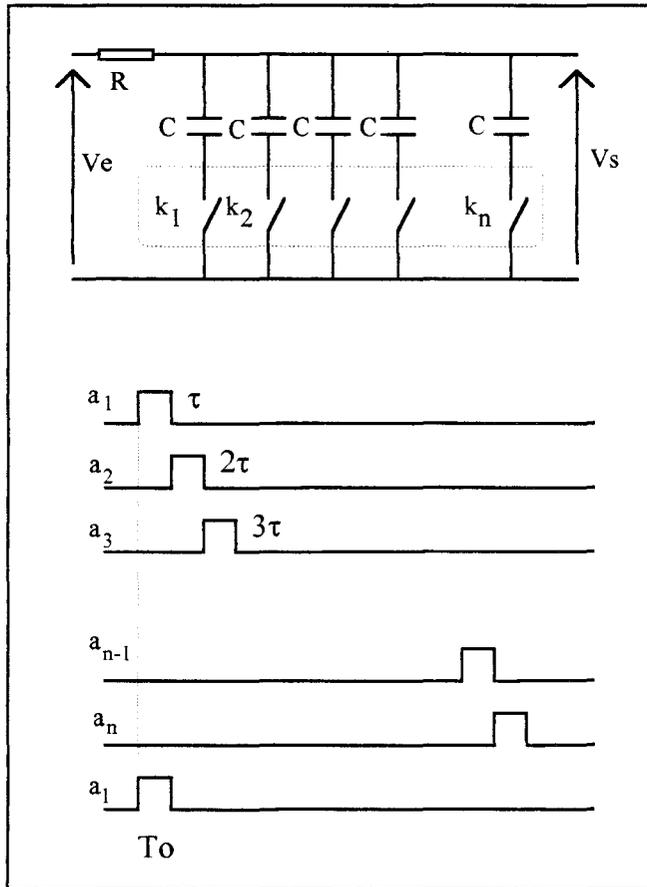
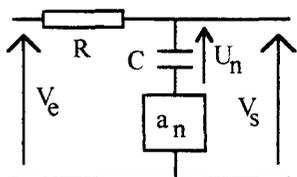


Figure 2.1. Principe des Filtres à Capacité Commutées.

Etude mathématique



a_n représente l'expression temporelle de la fonction interrupteur K_n .

$$i_n = a_n \cdot \frac{V_e - U_n}{R} \text{ avec } U_n = \frac{1}{C} \int_0^t i_n dt, V_s = \sum_{n=1}^N a_n \cdot U_n$$

Si V_e est un signal sinusoïdal, on a alors la fonction de transfert:

$$H(f) = \frac{TF[V_s(t)]}{TF[V_e(t)]} = \frac{V_s(f)}{V_e(f)} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \frac{k\pi}{N}}{\frac{k\pi}{N}} \cdot \frac{1}{1 + 2 \cdot \pi \cdot j(f - kF_0) \cdot NRC}$$

La réponse harmonique $|H(f)|$ est une somme de réponses harmoniques de filtres passe-bas du premier ordre de fréquence de coupure $F_0 = \frac{1}{2\pi NRC}$ mais translatées de kF_0 et pondérées par un terme en $\frac{\sin x}{x}$.

On retrouve un filtre passe-bas pour $k=0$ et des filtres sélectifs passe-bande centrés sur $F_0, 2F_0, \dots, kF_0$.

Leur bande passante est $B = \frac{1}{\pi NRC}$ et le coefficient de surtension est $Q_n = \frac{nF_0}{B} = nF_0 \pi NRC$

I - 2 - Simulation d'une résistance par une capacité et deux interrupteurs

Considérons le circuit représenté à la figure 2.2(a) à interrupteurs K_1 et K_2 complémentaires. L'interrupteur K_1 (K_2) est fermé (ouvert) durant T_1 secondes et ouvert (fermé) pendant T_2 secondes. La période d'un cycle de commutation est $T=T_1+T_2$ et la fréquence de commutation $f_H = \frac{1}{T}$.

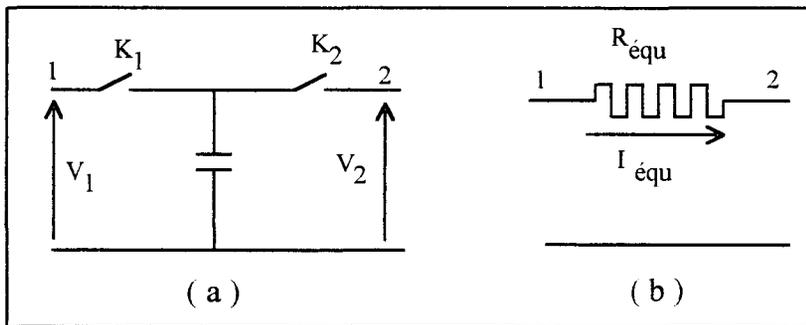


Figure 2.2 : Simulation d'une résistance par une capacité commutée entre deux sources de tensions.

Avec K_1 fermé et K_2 ouvert, C est chargée jusqu'à V_1 . A $t = T_1$, K_1 est ouvert K_2 fermé et C se décharge jusqu'à V_2 . Ce cycle se répète à $t = T = T_1 + T_2$.

Durant un cycle, la charge transportée du noeud 1 au noeud 2 est égale à $Q = C(V_1 - V_2)$. La durée de ce transfert de charge étant de T secondes, le courant équivalent moyen est égal à :

$$I_{\text{éq. moy}} = \frac{Q}{T} = \frac{C}{T} \cdot (V_1 - V_2) = C \cdot f_H (V_1 - V_2)$$

Le courant équivalent moyen est le même que celui qui circule dans la résistance équivalente $R_{\text{éq}}$ représentée à la figure 2(b), donc :

$$\frac{(V_1 - V_2)}{R_{\text{éq}}} = C \cdot f_H \cdot (V_1 - V_2) \quad \text{d'où} \quad R_{\text{éq}} = \frac{1}{C \cdot f_H} \quad (2.1)$$

Selon l'équation (2.1), commuter périodiquement la capacité revient à connecter une résistance selon la figure 2.2(b). Cette affirmation n'est vraie que si la fréquence de commutation f_H est nettement supérieure à la fréquence des signaux V_1 et V_2 .

I - 3 - Intégrateurs

L'intégrateur est le montage de base des filtres à capacités commutées. Un tel montage permet de minimiser l'erreur de la fréquence de coupure due aux valeurs inexacts des capacités intégrées.

La figure 2.3(a) représente la réalisation à capacités commutées de l'intégrateur à fonctionnement continu schématisé à la figure 2.3(b).

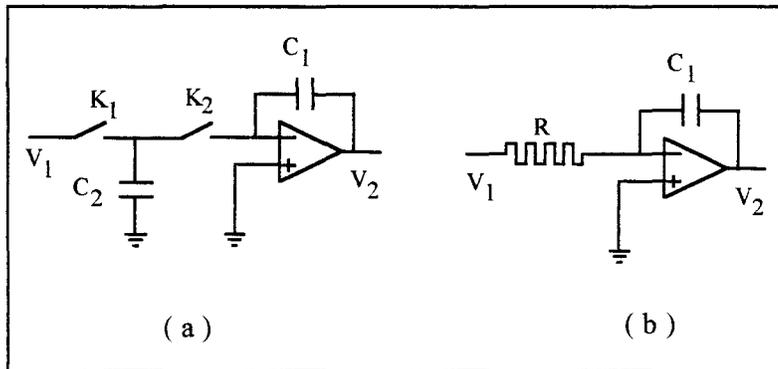


Figure 2.3 : Intégrateur à capacités commutées.

La constante de temps de l'intégrateur est donnée par : $\tau_0 = \frac{C_1}{C_2 \cdot f_H}$

τ_0 est inversement proportionnel à f_H . On peut modifier sa valeur à l'aide de la fréquence d'horloge. Cet intégrateur est donc à constante de temps programmable, propriété particulièrement précieuse.

II - UTILISATION DES FILTRES A CAPACITES COMMUTEES POUR LE FILTRAGE DU FONDAMENTAL

Nous avons utilisé un filtre à capacités commutées pour isoler le fondamental. Dans un premier temps, nous avons utilisé ce filtre dans une boucle d'asservissement à verrouillage de phase ; les résultats n'ont pas été satisfaisants. Nous avons donc utilisé une boucle d'asservissement à verrouillage de fréquence (période).

II - 1 - Système d'asservissement à verrouillage de phase sur la fréquence fondamentale

II - 1 - 1 - Rappel sur la boucle à verrouillage de phase.

Une boucle à verrouillage de phase (PLL) est un système d'asservissement dont l'action est de verrouiller ou synchroniser la fréquence d'un oscillateur contrôlé sur celle d'un signal incident. Dans sa forme la plus simple, elle se compose : d'un comparateur de phase, d'un filtre passe-bas, et d'un oscillateur commandé par tension (VCO). La boucle peut comprendre également un amplificateur et un diviseur (Figure 2.4).

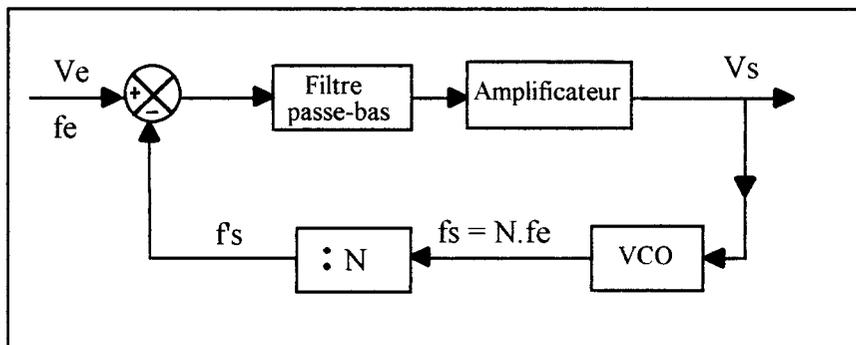


Figure 2.4 : Schéma fonctionnel d'une PLL.

Le comparateur de phase compare la phase de deux signaux et fournit une tension moyenne d'erreur $u(t)$ proportionnelle à leur déphasage ϕ lorsque la boucle est verrouillée, soit $f_e = f_s$.

Le filtre passe-bas permet de supprimer les harmoniques de $u(t)$ et de ne conserver que la composante continue $u_0(t)$.

L'oscillateur contrôlé fournit une onde alternative dont la fréquence varie en fonction d'une tension (ici, V_s).

Si on applique un signal f_e , le détecteur donne un signal en sortie aux fréquences somme et différence de f_e et f_s . Si f_e et f_s sont trop éloignées, les composantes aux fréquences $f_e - f_s$ et $f_e + f_s$ sont fortement atténuées par le filtre, et la fréquence de l'oscillateur reste inchangée. Si par contre la fréquence différence est dans la bande passante du filtre, cette composante est alors amplifiée et appliquée à l'oscillateur. Le système tend à déplacer la fréquence de l'oscillateur jusqu'à coïncidence avec la fréquence du signal d'entrée, la boucle est alors "verrouillée".

Une fois accrochée, le comparateur de phase produit un signal proportionnel au cosinus du déphasage entre le signal incident et l'oscillateur : $V_D = K_d \cdot \cos[\varphi_e - \varphi_s]$

II - 1 - 2 - Dispositif réalisé initialement

Le circuit initial proposé pour la détection du fondamental d'un signal de son voisé est schématisé à la figure 2.5.

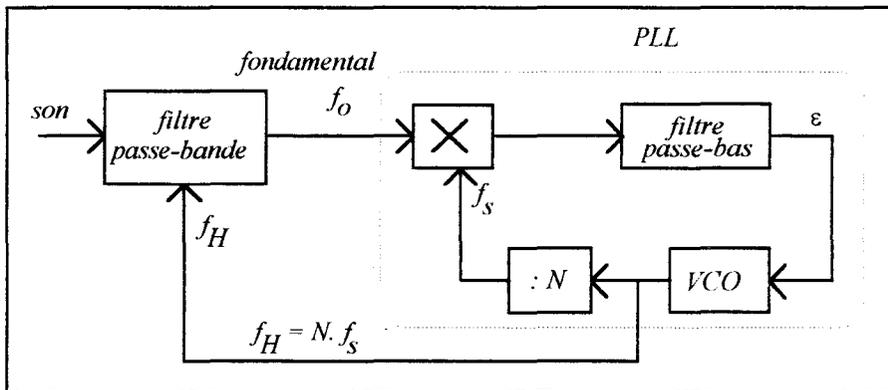


Figure 2.5 : Premier schéma pour la détection du fondamental.

Le coeur de ce système est la boucle à verrouillage de phase (PLL). Le filtre passe bande utilisé est un filtre sélectif à capacités commutées dont la fréquence de résonance est commandée par une horloge.

Le système comporte un filtre passe-bande accordé sur une fréquence f_0 , en amont de ce filtre, un multiplieur recevant d'une part le signal à analyser et d'autre part un signal de fréquence f_H , variable issu d'un oscillateur commandé par tension (VCO).

Quand la fréquence du signal à l'entrée du filtre passe-bande devient égale à la fréquence f_0 , et lors d'un changement de fréquence, le signal résultant de la multiplication, après passage dans un filtre passe-bas, est transformé en un signal d'erreur ϵ proportionnel au déphasage entre le signal d'entrée et le signal issu de l'oscillateur. Ce signal d'erreur va agir sur l'oscillateur produisant ainsi une modification de sa fréquence f_H ; Le filtre passe-bande va venir s'accorder sur la nouvelle fréquence, et par conséquent on peut suivre l'évolution de la fréquence d'entrée sur toute la plage de verrouillage de la PLL.

La relation liant la fréquence d'horloge f_H et la fréquence de résonance f_0 du filtre passe-bande est: $f_H = k.f_0$ (k est un coefficient donné par un rapport de résistances extérieur au filtre).

Lors des premiers tests, il s'est avéré que l'asservissement ne couvrait pas une plage de fréquences satisfaisante. Le système a été amélioré, à l'aide d'un dispositif à double filtre, de façon à couvrir une plage de fréquence allant de 60 à 300 Hz.

II - 1 - 3 - Dispositif à double filtre

L'amélioration apportée consistait à comparer deux signaux de son voisés issus de deux filtres passe-bande centrés sur "la fréquence fondamentale f_1 ", l'un ayant un coefficient de qualité Q_1 et l'autre un coefficient de qualité Q_2 (Figure 2.6).

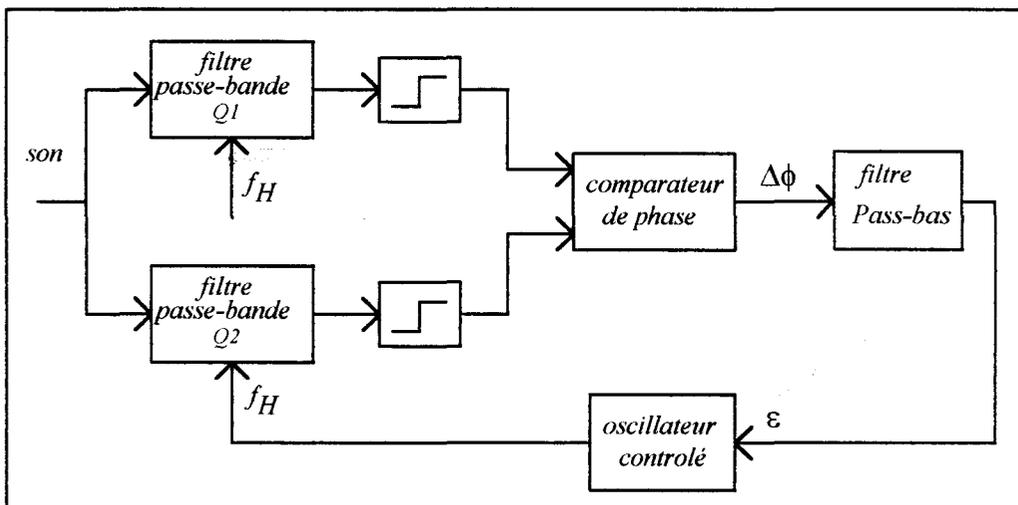


Figure 2.6 : Schéma du circuit détection du fondamental.

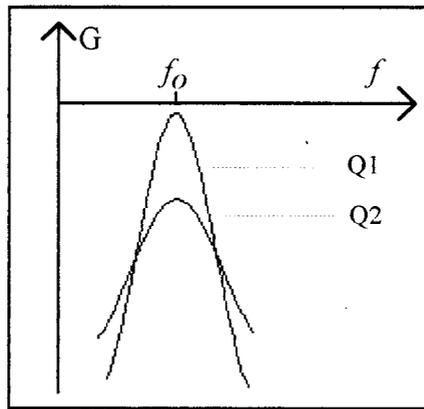


Figure 2.7 : Module du gain complexe des deux filtres

En effet:

1. sans asservissement (figure 2.8)

Pour $f = f_0$, les deux signaux sont en phase et ont une amplitude maximale.

Pour $f \neq f_0$, les deux signaux sont déphasés et atténués.

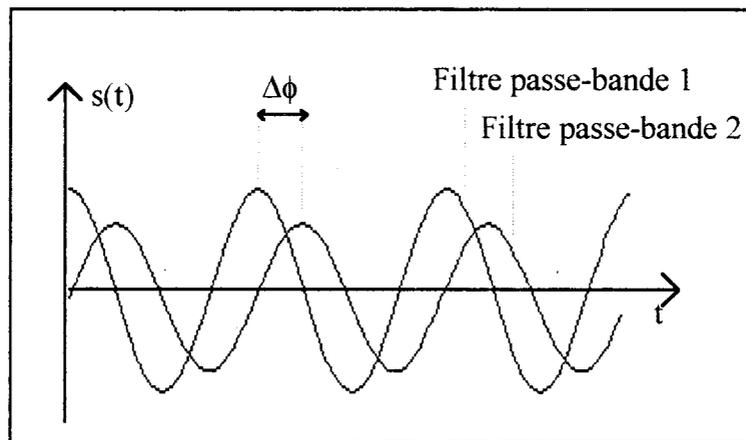


Figure 2.7 : Déphasage des signaux à la sortie des deux filtres passe-bande

2. avec asservissement

Le changement de fréquence provoque un déphasage $\Delta\phi$ entre les signaux issus des deux filtres passe-bande. Ce déphasage se traduit par une tension d'erreur ϵ qui agit sur l'oscillateur. De ce fait la fréquence de l'oscillateur est modifiée et par conséquent la fréquence centrale des deux filtres est aussi modifiée.

Les deux filtres restent accordés sur la même fréquence quand la fréquence d'entrée varie sur toute la plage de verrouillage de la PLL.

Dans le premier procédé, pour générer la fréquence d'horloge des filtres, nous avons introduit dans la boucle de retour un diviseur par N pour avoir $f_H = k \cdot f_0$ (avec $N=k$).

La valeur du coefficient k n'étant pas une valeur entière, on choisit pour N la valeur entière la plus proche de k ce qui introduit un décalage de la fréquence de résonance f_0 du filtre. De ce fait, la plage de verrouillage est faible.

L'avantage de disposer de deux filtres permet de supprimer le diviseur de retour et de comparer non pas la fréquence du signal issu du filtre et celle du signal issu de l'oscillateur mais le déphasage des deux filtres passe-bande.

Le système réalisé permet la détection du fondamental mais avec trois inconvénients majeurs:

1. La plage de verrouillage est petite (80 à 150 Hz) et ne couvre pas la plage de variation de la fréquence fondamentale des sons voisés.
2. Le système accroche difficilement.
3. Le système s'accorde parfois sur l'harmonique 2.

II - 2 - Asservissement sur la période

II - 2 - 1 - Apport du filtre “ passe-bas dynamique ”

Partant du schéma initial, nous avons remplacé le filtre passe-bande par un filtre passe bas dynamique arrivé depuis peu sur le marché. Sa fréquence de coupure est commandée par une horloge de fréquence f_H , la relation liant les deux fréquences f_H et f_C étant: $f_H = 100 f_C$ (relation imposée par le constructeur).

Pour ce type de filtre, la détection du fondamental ne peut se faire que si la fréquence d'entrée f_e appartient à l'intervalle: $[f_C/2, f_C]$. En effet, en dehors de cet intervalle nous avons:

- Soit atténuation du fondamental du spectre (cas où $f_e > f_C$)
- Soit autorisation de passage de plus d'un harmonique (cas où $f_e < f_C/2$)

Choix de la fréquence de coupure f_C

La fréquence de coupure f_C doit se situer entre l'harmonique 1 de fréquence f_1 et l'harmonique 2 de fréquence $2f_1$. (on voudrait laisser passer l'harmonique 1 et couper l'harmonique 2).

d'où $\frac{f_C}{f_1} = \frac{2f_1}{f_C}$ on obtient $f_C = \sqrt{2}f_1$

La fréquence de coupure a été choisie à une demi-octave au-dessus de la fréquence d'entrée.

$$f_H = 100f_C \text{ et } f_C = \sqrt{2}f_e \text{ donc } f_H \# 141 f_e.$$

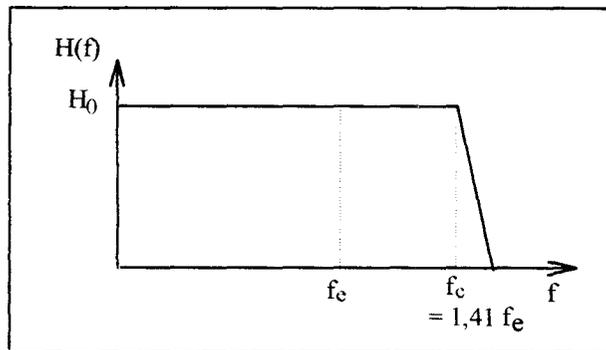


Figure 2.7 : Réponse d'un filtre passe-bas.

Le système d'asservissement doit maintenir une fréquence de coupure égale à $1,41f_e$.

La persistance des instabilités malgré des améliorations est due principalement à la variation du déphasage entre les signaux d'entrée et de sortie du filtre à capacités commutées. Le déphasage est nul au-delà de la fréquence de coupure, mais il varie de 2π à 0 en dessous de cette fréquence de coupure.

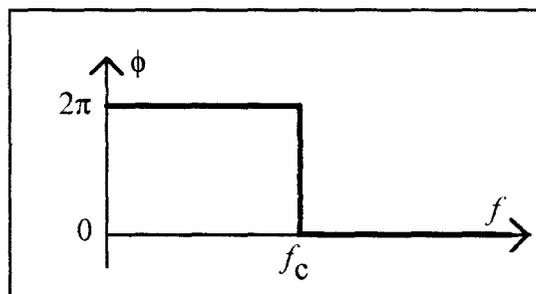


Figure 2.8 : déphasage en fonction de la fréquence.

II - 2 -2 - Présentation et principe de fonctionnement du système

Pour résoudre le problème exposé ci-dessus, nous avons modifié notre circuit en remplaçant le comparateur de phase de la PLL par un système dit "période-mètre".

La méthode consiste à comparer la période du signal d'entrée à celle du signal du VCO multipliée par N de façon à avoir toujours: $T_e = NT_H$.

La fréquence de coupure doit toujours se situer à une demi-octave au-delà de la fréquence du fondamental.

Le circuit traduisant l'idée de base est schématisé à la figure 2.8.

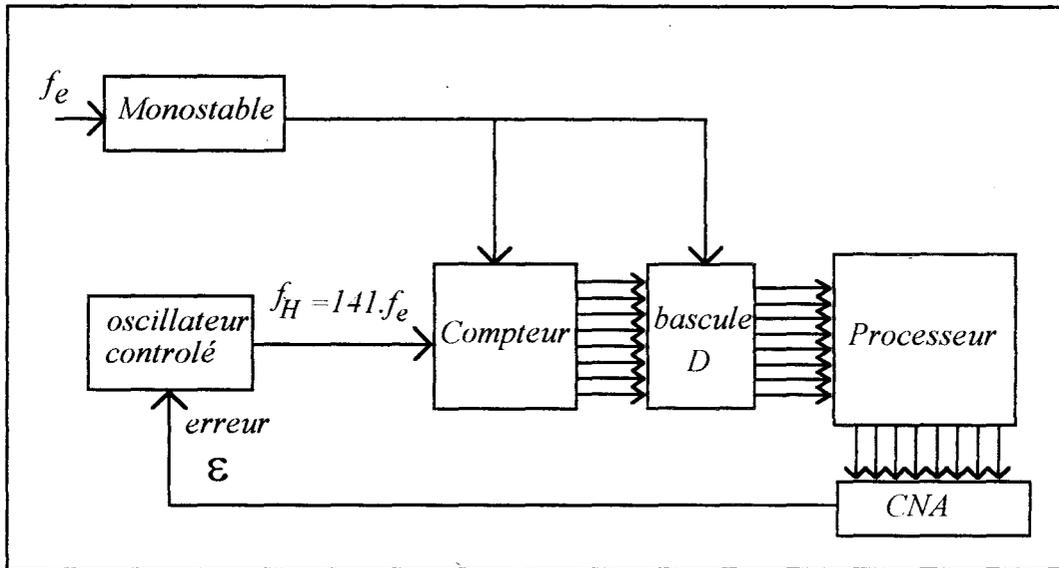


Figure 2.8 : Schéma du circuit de période-mètre.

A la fin de chaque période du fondamental, le processeur fait la saisie de l'état des compteurs, apporte la correction nécessaire puis transmet à l'oscillateur un signal d'erreur pour asservir sa fréquence au voisinage de $141 f_e$.

Le signal d'erreur permet de contrôler la fréquence de l'oscillateur. Il est nul quand la fréquence de l'oscillateur f_H est égale à $141 f_e$. Nous avons donc :

$$\begin{cases} \epsilon = 0 & \text{si } f_H = 141.f_e \\ \epsilon > 0 & \text{si } f_H > 141.f_e \\ \epsilon < 0 & \text{si } f_H < 141.f_e \end{cases}$$

II - 2 - 3 - Application et mise en oeuvre du système

Les premiers tests ont donné des résultats positifs. Quelques incidents ont été repérés et corrigés :

1. Lecture de valeurs aberrantes

- Première origine: manque de synchronisation entre la capture des valeurs et leur lecture ; ce problème a été résolu en introduisant un retard à lecture (Figure 2.9).
- Deuxième origine: lecture aberrante par le processeur ; réponse de type logiciel par double lecture c'est à dire effectuer des lectures successives de l'état des compteurs jusqu'à ce que deux valeurs lues soient identiques.

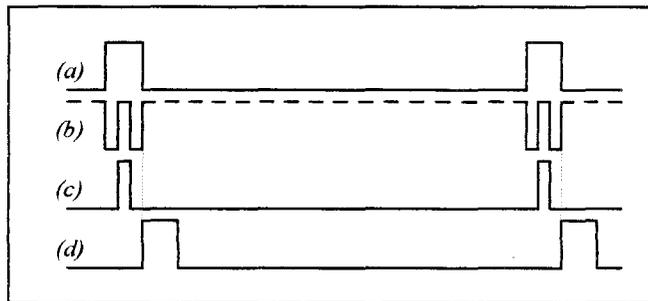


Figure 2.9 : Configuration des impulsions utilisées dans le circuit.

- (a) impulsion du monostable
- (b) Signal du VCO
- (c) Impulsion activant les bascules D
- (d) Impulsion activant les compteurs

2. Débordement de compteurs

Lors des instabilités, on rencontre un problème dépassement : le compteur passe en dessous de zéro ou au-dessus de son maximum, et l'asservissement consécutif est totalement dérégulé. Nous avons mis au point un algorithme qui détecte et résout ce problème.

3. Réinitialisation de l'asservissement après silence

Après une absence de signal (silence), le système n'est plus asservi. La solution est de caler le système d'asservissement sur une fréquence moyenne. Dans ce cas, on envoie à l'oscillateur une tension pour maintenir la fréquence de coupure du filtre à 60 Hz. La détection du silence se fait par repérage de discontinuités des réponses du compteur.

Ces problèmes étant résolus, l'obstacle de valeurs aberrantes disparaît, et le système devient l'équivalent d'une PLL avec diviseur de fréquences. Il accroche sur une plage de fréquences allant de 70 Hz jusqu'à 380 Hz.

L'intérêt de ce circuit réside dans le fait qu'il permet de suivre l'évolution, cycle après cycle, de la période de la fréquence fondamentale.

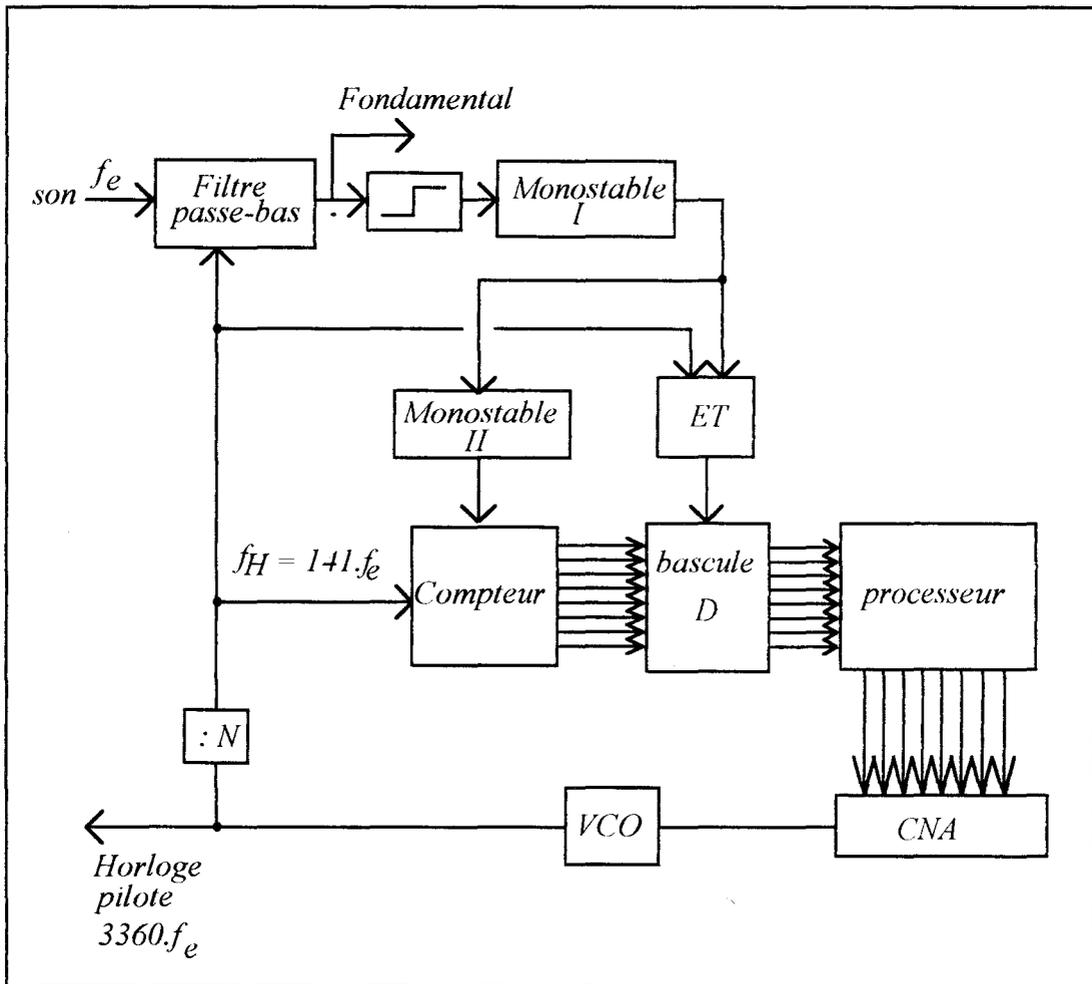


Figure 2.10 : Schéma du circuit final d'asservissement sur le fondamental.

II - 2 - 4 - Fonctionnement

Le composant fondamental du système d'isolement du fondamental est un filtre passe-bas à capacités commutées. Sa fréquence de coupure varie entre 80 Hz et 400 Hz. Elle est commandée par une horloge dont la fréquence varie entre 11 kHz et 56 kHz. Ce filtre élimine les harmoniques 2 et suivantes (rappelons que nous identifions fondamental et harmonique 1).

Le signal obtenu est le fondamental. Sous cette forme, il permet de définir un début et une fin de période. A partir de cette référence de temps, il est possible de déclencher un compteur, qui permettra de mesurer la période du signal.

Ayant eu accès à l'information " période du signal ", le processeur peut comparer cette information avec une valeur de référence ; en cas de non-correspondance, il agit sur l'oscillateur, de façon à asservir le filtre passe bas dynamique sur son point de fonctionnement normal (fréquence de coupure à 1,41 fois la fréquence du signal), via un convertisseur numérique analogique.

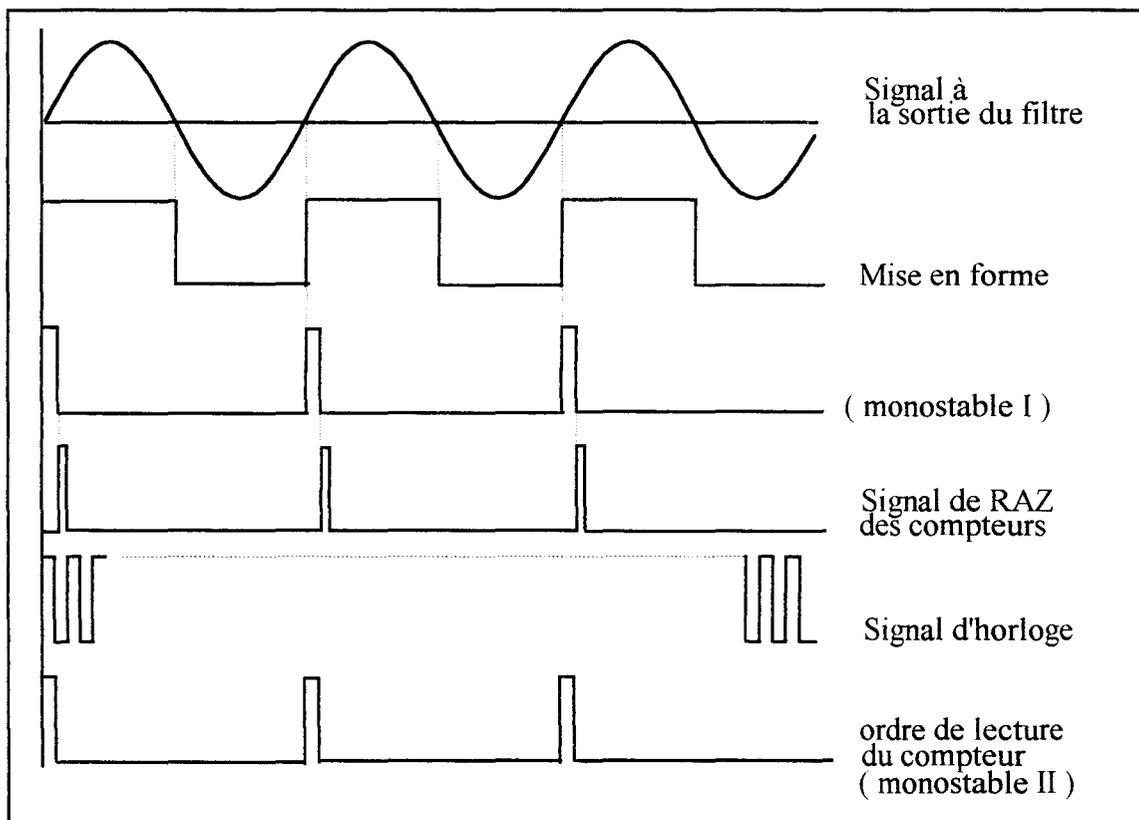


Figure 2.11 : Signaux de commande.

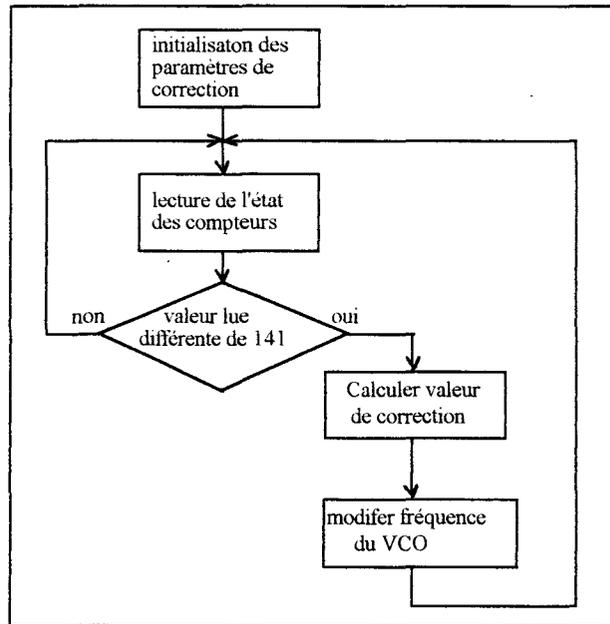


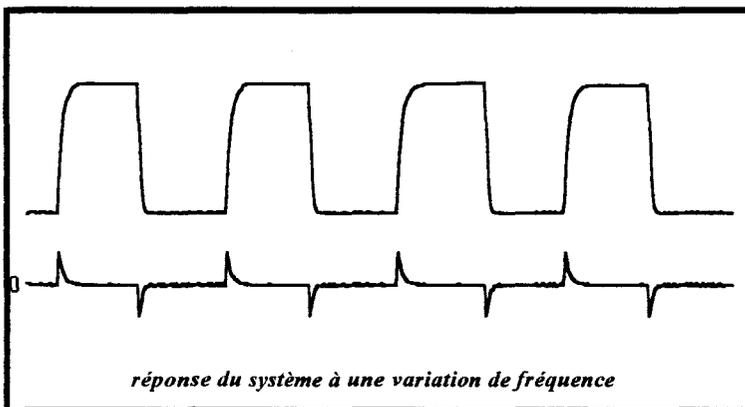
Figure 2.12 : Organigramme du programme de correction.

II - 2 - 5 - Résultats

Nous avons relevé le comportement du système à une variation de fréquences, et ses capacités à suivre l'évolution de la fréquence pour des variations de type sinus, rampe et carré.

Ce montage nous a donné satisfaction tant du point de vue de la linéarité que du point de vue de la sûreté du fonctionnement.

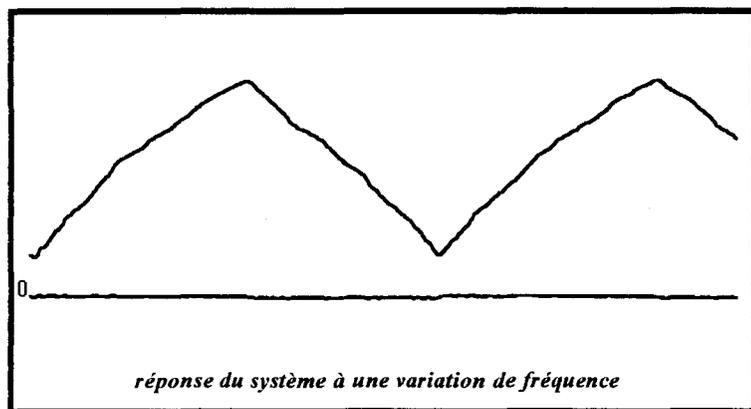
La réponse du système à une variation de fréquence est illustrée par la figure 2.13. et 2.14.



Courbe 1 :
Variation de
fréquences d'entrée.

Courbe 2 :
Signal d'erreur.

Figure 2.13 : Réponse du circuit à une variation en fréquence en créneau.



Courbe 1 :
Variation de
fréquences d'entrée.

Courbe 2 :
Signal d'erreur.

Figure 2.14 : Réponse du circuit à une variation en fréquence linéaire.

Une variation brusque de fréquence de 200 Hz se corrige en 8 périodes.

Une variation de quelques dizaines de Hz est corrigée au bout d'une période. C'est le cas le plus fréquent.

Remarque

Ce système d'asservissement sera aussi utilisé pour générer une horloge haute ($3360 \times f_1$, avec f_1 : fréquence du fondamental, pour piloter le circuit FFT-QP dont l'étude fera l'objet du chapitre III.

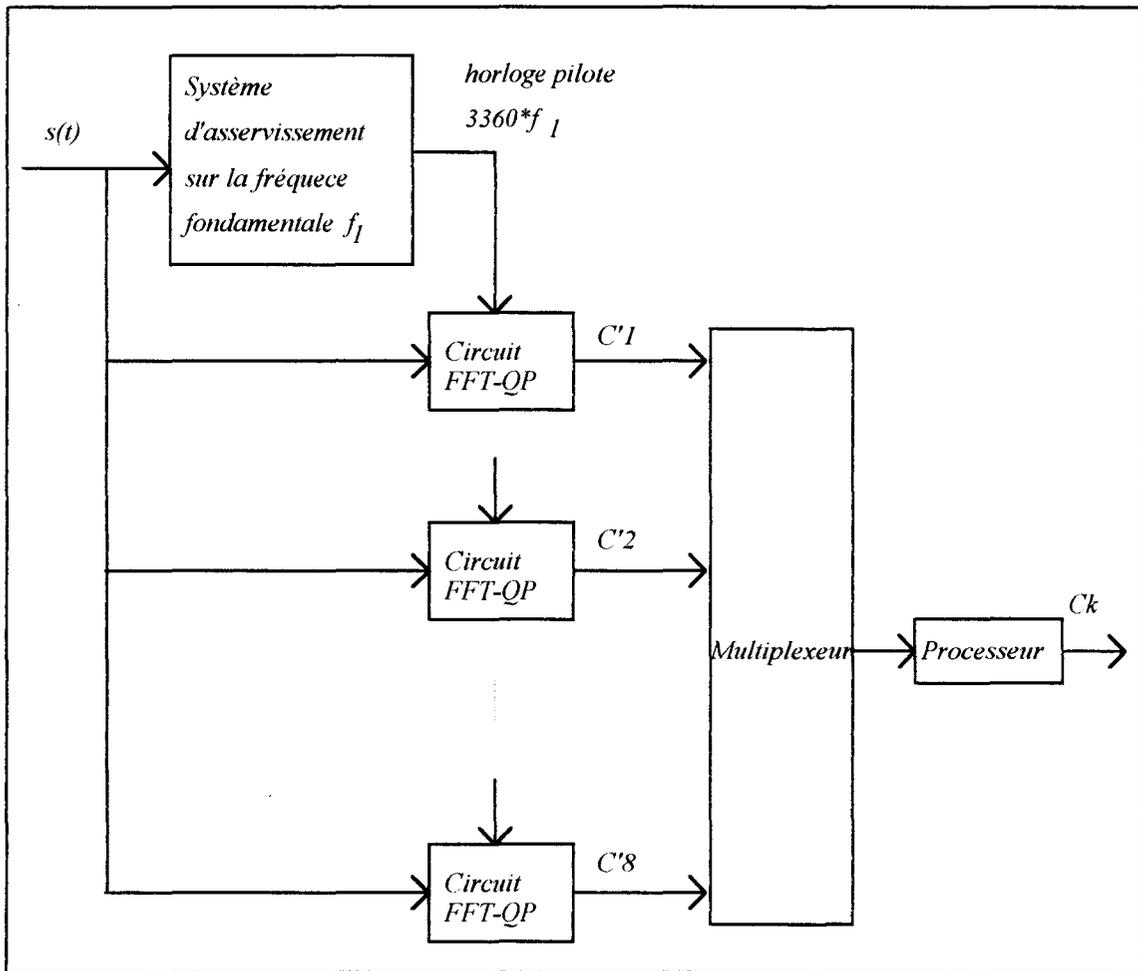


Figure 2.14 : Schéma du banc de mesure utilisant la FFT-QP.

III - UTILISATION DES FILTRES A CAPACITES COMMUTEES POUR BORNER DYNAMIQUEMENT LE SPECTRE

La limitation de la première dizaine d'harmoniques d'un spectre de son voisé nécessite un filtre passe-bas d'ordre élevé et à bande passante dynamique. Un tel filtre présente la caractéristique de suivre instantanément la fréquence du signal d'entrée et d'atténuer fortement les harmoniques indésirables.

Les filtres à capacités commutées satisfont ces conditions. Les principales approximations apportées à la fonction de transfert d'un filtre en vue de réaliser des filtres passe-bas proches de l'idéal sont:

1. Approximation de Butterworth
2. Approximation de Tchebycheff
3. Approximation de Cauer.

III - 1 - LES FILTRES DE BUTTERWORTH, TCHEBYCHEFF ET CAUER

Les fonctions de transfert passe-bas se divisent en deux catégories suivant que leur fonction inverse se présente sous forme d'un simple polynôme ou d'une fraction rationnelle. Les premières aboutissent à la réalisation des filtres dits polynomiaux (Butterworth, Tchebycheff.), alors que les secondes donnent naissance à des filtres dits non polynomiaux ou elliptiques (Cauer)

III - 1 - 1 - Filtre de Butterworth

Dans cette approximation, la fonction de transfert est de la forme:

$$|H(j\omega)| = \frac{H_0}{\sqrt{1 + \omega^{2n}}}$$

L'ordre n du filtre est cherché de telle façon que la fonction $20 \log |H(j\omega)|$ s'inscrive dans le gabarit voulu. Si $\omega=1$ ($f=f_c$) alors quel que soit n la courbe correspondante passe par -3 dB.

Les courbes de réponse d'un filtre de Butterworth (figure 2.15), sont tangentes à l'origine et ont une décroissance rapide ; (-6n dB par octave).

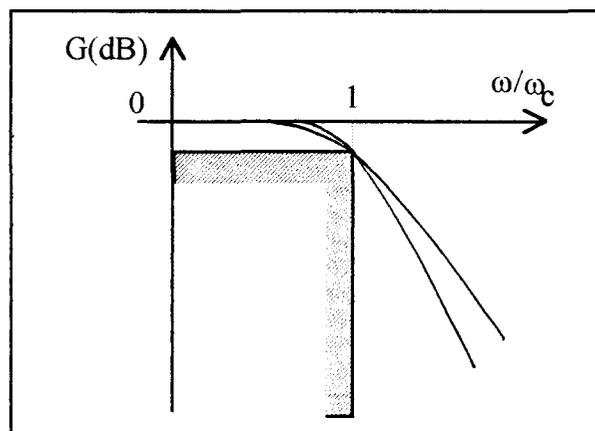


Figure 2.15 : Réponse d'un filtre de Butterworth.

Les filtres de Butterworth ont une réponse très régulière, ils seront donc préférés pour la solution de problèmes simples lorsque la régularité de réponse est un critère important.

III - 1 - 2 - Filtres de TCHEBYCHEFF

La fonction de transfert de ce filtre est de la forme:

$$|H(j\omega)| = \frac{H_0}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \cdot C_n^2(\omega)}}$$

où ε est un nombre et $C_n(\omega)$ est un polynôme de TCHEBYCHEFF défini par récurrence et qui vérifie les relations suivantes:

$$\begin{cases} C_0(\omega) = 1 & ; & C_1(\omega) = \omega \\ C_{n+1}(\omega) = 2\omega C_n(\omega) - C_{n-1}(\omega) \end{cases} \quad \text{ou bien} \quad C_n(\omega) = \cos[n \text{Arccos}(\omega)]$$

L'approximation de Tchebycheff conduit à une réponse harmonique dont le graphe présente des ondulations dans la bande passante (Figure 2.16).

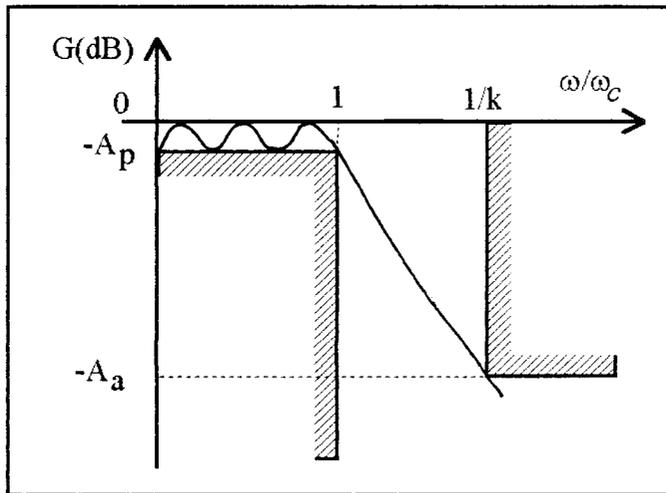


Figure 2.16 : Réponse d'un filtre de Tchebycheff.

La valeur souhaitée de l'ondulation maximale est obtenue à l'aide du coefficient ε :

$$\varepsilon^2 = 10^{\frac{A_p}{10}} - 1$$

Quant à l'ordre n , il est déterminé à l'aide d'un abaque.

Le filtre de Tchebycheff présente un affaiblissement croissant beaucoup plus rapidement dans la bande coupée.

III - 1 - 3 - Les filtres elliptiques : CAUER.

La réponse harmonique de ces filtres est représentée à la figure 2.17.

L'ordre n caractérisant une telle réponse est déterminé à l'aide d'un abaque.

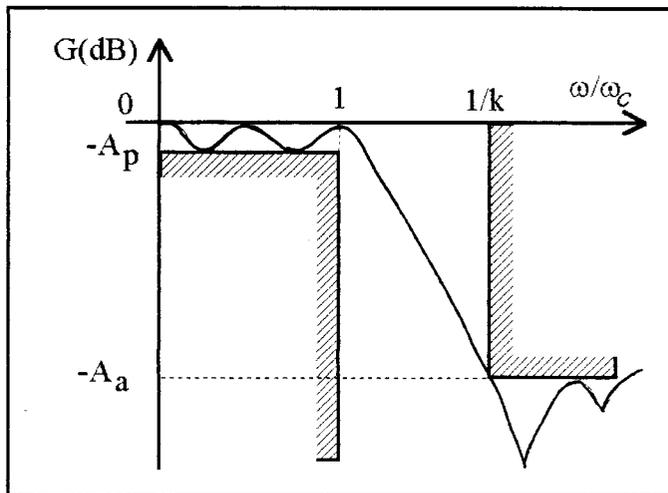


Figure 2.17 : Réponse d'un filtre de Cauer.

Cette réponse présente un ou plusieurs zéro de transmission dans la région de coupure. Elle est utilisée pour éliminer une fréquence indésirable ou pour augmenter la pente de coupure à partir d'une fréquence donnée au prix d'une certaine ondulation dans la bande atténuée.

La structure de tels filtres est par conséquent beaucoup plus complexe que celle rencontrée jusqu'ici. Ces types de filtres se rencontrent essentiellement sous la forme de circuits intégrés spécialisés. Ils utilisent la technique des filtres à capacités commutées.

III - 2 - Synthèse et comparaison

La figure 2.18 représente les affaiblissements A(dB) en bande atténuée et en bande passante des trois filtres analytiques vus ci-dessus.

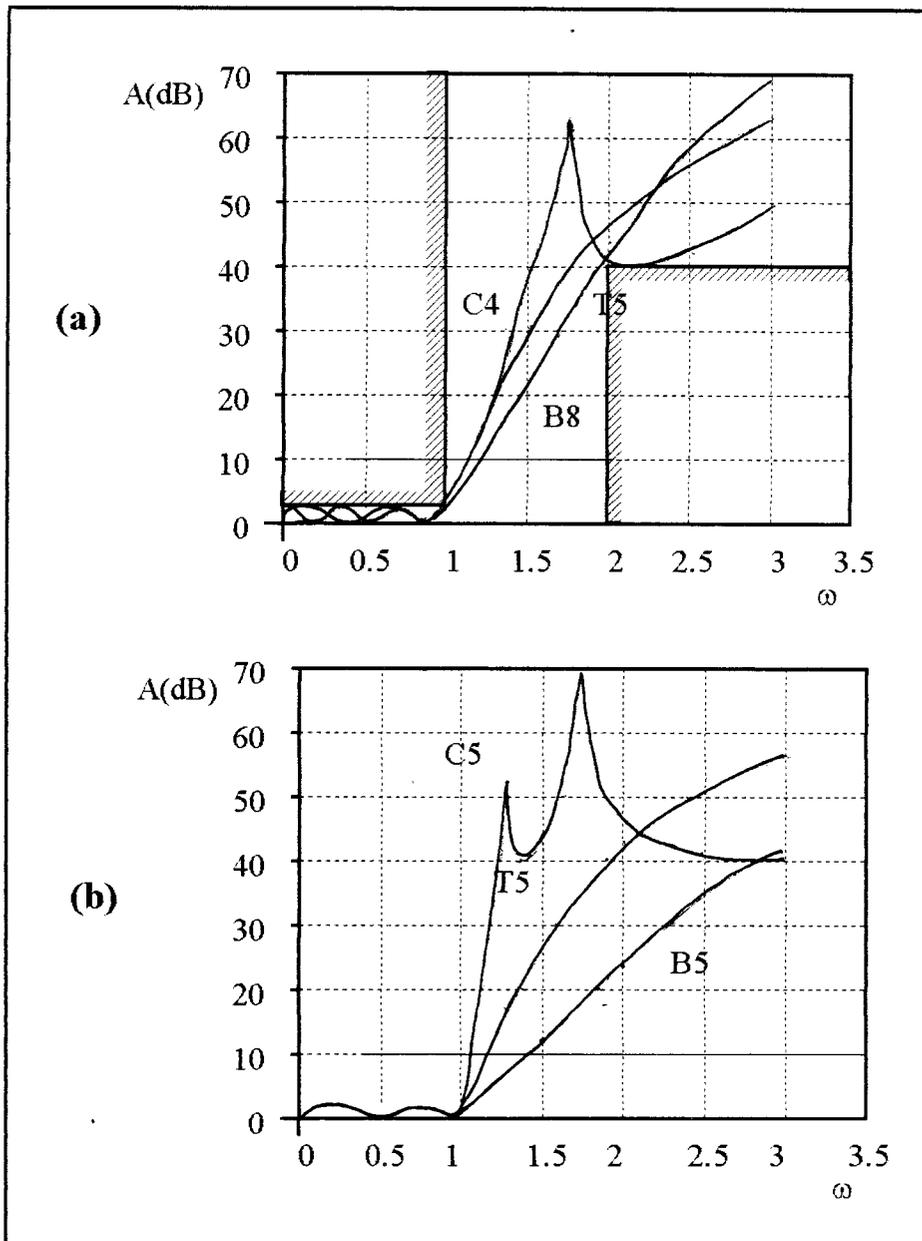


Figure 2.18 : Comparaison entre les affaiblissements des trois filtres étudiés.

(a) : Réponses pour un même gabarit et ordres différents.

(b) : Réponse pour un même ordre.

Vue l'étude des trois filtres, vu la figure 2.18, un certain nombre de points peuvent être mis en évidence:

- En bande passante, les affaiblissements sont ondulés pour les filtres de Tchebycheff et Cauer et non ondulés (ou plats) pour les filtres de Butterworth
- Contrairement au filtres de Butterworth et Tchebycheff, le filtre de Cauer présente des zéros de transmission à des fréquences finies.

• Pour un même ordre ($n=5$) les pentes sont croissantes dans l'ordre : Butterworth, Tchebycheff et Cauer. En effet pour une fréquence normalisée $\omega = 11$ (correspondant à la 11ème harmonique), les affaiblissements des différents filtres sont:

$$A_B \approx 2\text{dB}, A_T \approx 8\text{dB}, A_C \approx 17\text{dB}.$$

III - 3 - CONCLUSION

D'après notre cahier des charges, le filtre cherché est un filtre passe-bas à capacités commutées dont la coupure est aussi rapide que possible, permettant vraiment de laisser passer un harmonique d'ordre n et d'atténuer l'harmonique d'ordre $n+1$.

Les filtres qui sont bien placés pour faire cette fonction sont les filtres de Cauer. Ainsi nous avons été amenés à choisir un filtre à capacités commutées de Cauer du 8ème ordre.

IV - CONCLUSION

Nous venons de présenter le dispositif de normalisation d'un signal de son voisé. Ce dispositif utilise des filtres passe-bande dynamiques à capacités commutées, disponibles depuis peu sur le marché. Ces filtres nous ont permis d'isoler le fondamental dans la plage de fréquences habituelle de la voix (80 - 400 Hz). Ces filtres nous ont permis également de couper la bande passante du son après le n -ième harmonique (dans le cas présent, après la huitième harmonique).

CHAPITRE III

TRANSFORMEE DE FOURIER RAPIDE PAR QUART DE PERIODE

INTRODUCTION

La Transformée de Fourier est l'outil de base du traitement du signal. Elle permet de calculer les coefficients des divers harmoniques d'un signal périodique mais nécessite un grand nombre de multiplications. Ces calculs deviennent réalisables en temps réel avec l'arrivée des circuits FFT très performants.

L'algorithme que nous proposons est un algorithme rapide pour calculer la transformée de Fourier. C'est un algorithme sans multiplication, nécessitant peu d'échantillons par période et fournissant un résultat exact. Il est utilisable lorsque la période du signal est connue et que le nombre d'harmoniques est limité.

La notion de "Filtre-k", issue de l'intégrale de Fourier, est introduite pour expliquer les bases de cet algorithme. Le calcul de cette intégrale par sommation discrète fournit une combinaison linéaire des coefficients des harmoniques. Le calcul de ces coefficients est facile. Le choix de quatre échantillons par période supprime les produits.

I - NOTION DE FILTRE-k

I - 1 - Rappel

Soit un signal périodique $s(t)$ de période $T_1 = \frac{1}{f_1}$. Nous assimilons "harmonique 1" et "fondamental", de fréquence f_1 et de période T_1 . Sa décomposition en série de Fourier s'écrit

$$(3.1) \quad s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos(2 \pi n f_1 t + \varphi_n)$$

La formulation complexe avec des fréquences positives et négatives simplifie les expressions :

$$(3.2) \quad s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n e^{j 2 \pi n f_1 t}$$

Le passage de ce modèle aux modules et phases des harmoniques se fait par les deux relations (3.3 et 3.4), avec $n > 0$ et l'astérisque signifiant "conjugué":

$$(3.3) \quad C_{-n} = C_n^*$$

$$(3.4) \quad 2C_n = A_n e^{j \varphi_n}$$

La figure 3.1 est plus schématique ; elle fait abstraction des modules et phases, mais signale les raies conjuguées en les marquant négatives. Les raies conjuguées sont simplement la manifestation de la symétrie hermitique traduite en (3.3), c'est à dire que $s(t)$ est à valeur réelles.

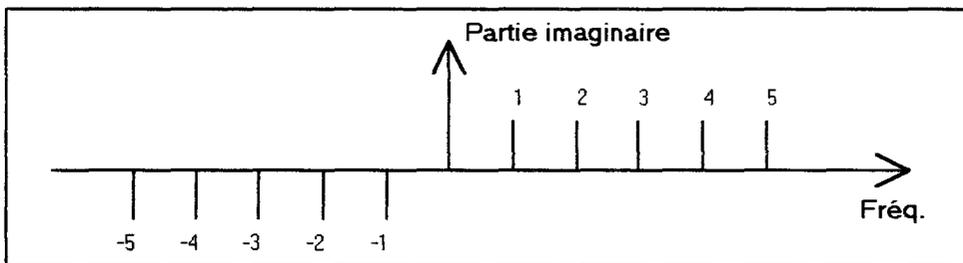


Figure 3.1 : Spectre schématisé.

Trois étapes conduisent au résultat cherché (extraire les coefficients A_n et φ_n):

- le filtre-k parfait,
- le filtre-k par sommation discrète,
- le filtre-k avec échantillonnage par quart de période.

A chacune des étapes, trois formules sont significatives :

- la transformation de Fourier, agissant sur le signal $s(t)$,

- la formule appelée "du filtre-k" permettant de déterminer quelles fréquences traversent le filtre-k,
- la condition de passage des raies, découlant de la formule précédente.

I - 2 - Le filtre-k parfait.

Nous désignons par "filtre k" le filtre laissant passer uniquement l'harmonique k. Ce filtre serait fourni par un dispositif réalisant parfaitement l'intégrale de Fourier:

$$(3.5) \quad C_k = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} s(t) e^{-j2\pi k f_1 t} dt$$

En décomposant $s(t)$ selon (3.2), on obtient la "formule du filtre-k" :

$$(3.6) \quad C_k = \frac{1}{T_1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n \int_0^{T_1} e^{j2\pi f_1 (n-k)t} dt$$

L'intégrale est toujours nulle sauf si la partie exponentielle est nulle. En conséquence, C_k est toujours nul sauf si $n = k$; la "condition de passage des raies" est donc :

$$(3.7) \quad n = k$$

Lorsque la condition (3.7) est réalisée, $C_k = C_n$. Ce filtre-k est donc parfait.

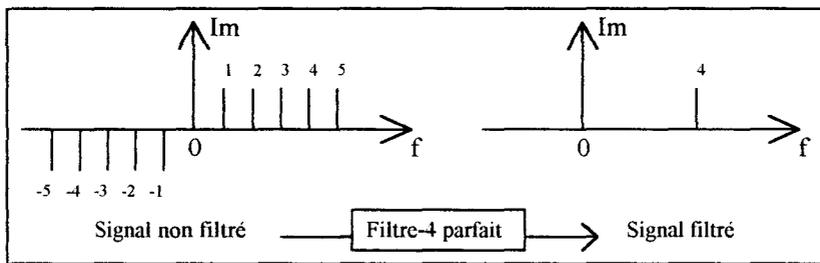


Figure 3.2 : Exemple de filtre-k parfait.

- 3 - Le filtre-k par sommation discrète.

En pratique le calcul est réalisé par TFD (Transformation de Fourier Discrète), c'est à dire par une sommation de N échantillons équidistants dans la période du fondamental, soit

une période d'échantillonnage $T_e = \frac{T_1}{N}$. Le résultat est noté C'_k .

En utilisant la notation $W = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$, nous obtenons:

$$(3.8) \quad C'_k = \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} s(pT_e) W^{kp}$$

Le relation entre C_k et C'_k se trouve en remplaçant $s(pT_e)$ par son expression (3.1), on obtient ainsi la formule du filtre-k :

$$(3.9) \quad C'_k = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n \sum_{p=0}^{N-1} W^{p(n-k)}$$

La sommation sur p est toujours nulle sauf pour toutes valeurs de q , entier relatif, telle que $n=k+qN$; dans lequel cas cette sommation vaut N . Tous les harmoniques n ainsi définis se retrouvent dans C'_k .

En conséquence, au terme C_k initial viennent s'ajouter les termes C_n tels que $n = k + qN$ (avec $q \in Z$).

$$(3.10) \quad C'_k = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} C_{k+qN}$$

Ce résultat se traduit par une périodicité dans le spectre, illustrée dans la figure 3.3.

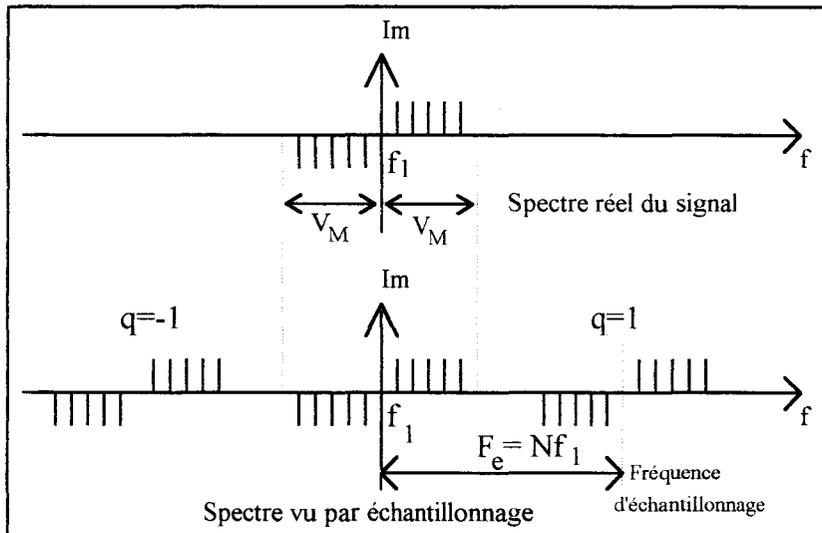


Figure 3.3 : Duplication du spectre par échantillonnage

En général, la bande passante du signal est limitée, et une fréquence d'échantillonnage élevée est utilisée de manière à éviter les entrelacements de bandes (théorème de Shannon).

Habituellement, dans la TFD, le nombre d'échantillons N est choisi très grand (souvent 1024 ou 2048) ; un filtre passe-bas (antirepliement), installé en amont élimine les harmoniques d'ordre $N-k$ et suivants. Ainsi on obtient directement $C_k = C'_k$.

II - Echantillonnage par quart de période d'harmonique.

Introduction

Lorsqu'on calcule une intégrale par sommation discrète, on cherche généralement à augmenter N , le nombre d'échantillons, pour mieux approcher la valeur théorique. Par conséquent on augmente le nombre de multiplications.

Il est possible de supprimer les produits inhérents à la transformée de Fourier, mais il faut alors conserver les harmoniques d'ordre supérieurs. C'est ce que fait la TFD par quart de période (FFT-QP) ainsi nommée car un échantillon est prélevé à chaque quart de période de l'harmonique étudié. Le résultat est une somme des coefficients d'harmoniques multiples. Ce mode de fonctionnement correspond à la limite du théorème de Shannon : quatre échantillons par période pour trouver la partie réelle et la partie imaginaire du coefficient.

II - 4 - Mise en oeuvre.

Pour analyser l'harmonique k , on prélève $4k$ échantillons par période du fondamental.

Avec

$$N = 4k \text{ et donc } f_1 = \frac{1}{4kT}:$$

En utilisant la notation $W = e^{-j \frac{2\pi}{N}}$, nous obtenons:

$$W^k = \left(e^{-j \frac{2\pi}{4k}} \right)^k = e^{-j \frac{\pi}{2}}$$

d'où : $W^k = -j$ et l'expression : $C'_k = \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} s(pT_e) W^{kp}$

devient :

$$(3.13) \quad C'_k = \frac{1}{4k} \sum_{p=0}^{4k-1} s(pT_e) (-j)^p$$

Quatre cas sont possibles pour les produits $s(pT)(-j)^p$

$p \text{ modulo } 4$	$(-j)^p$	$s(pT) \cdot (-j)^p$
0	1	$s(pT)$
1	j	$-j s(pT)$
2	-1	$-s(pT)$
3	j	$j s(pT)$

Tableau 3.1 : Produits de la sommation par quarts de période.

Ainsi les produits n'existent plus, ou plus exactement les facteurs des produits sont des

sinus ou cosinus d'angles multiples de $\frac{\pi}{2}$.

La condition de passage des raies déterminée en (3.10) devient :

$$(3.14) \quad n = k(1 + 4q)$$

La formule du Filtre-k déterminée en (3.10) devient :

$$(3.15) \quad C'_k = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} C_{k(1+4q)}$$

A chaque valeur de q non nulle correspond une raie "parasite" :

q =	-3	-2	-1	0	1	2	3
k = 1	C ₁₃	C ₉	C ₅	C ₁	C ₋₃	C ₋₇	C ₋₁₁
k = 2	C ₂₆	C ₁₈	C ₁₀	C ₂	C ₋₆	C ₋₁₄	C ₋₂₂

Tableau 3.2 : Inventaire des raies passantes selon k

Ces résultats sont évidents dans la représentation spectrale (fig. 3.4 et 3.5).

k = 1 :

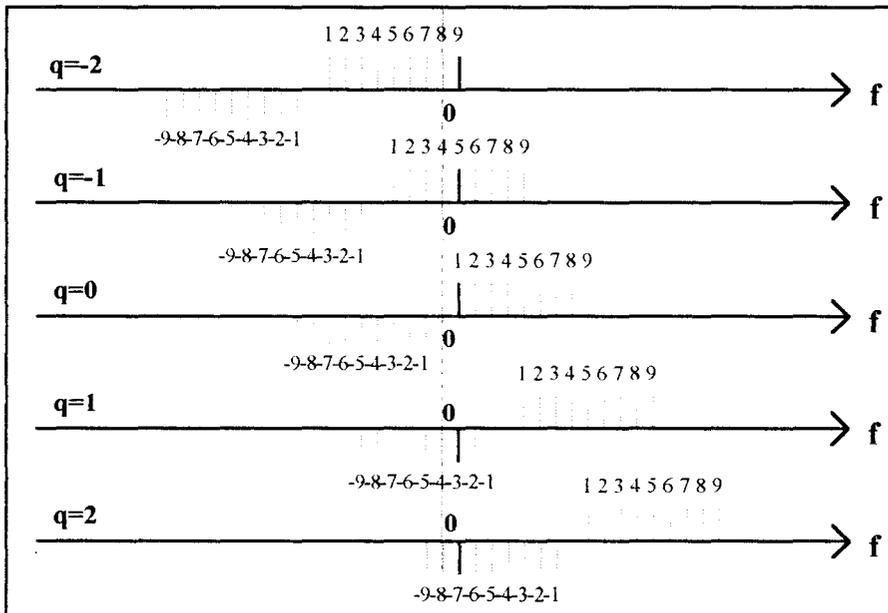


Figure 3.4 : Filtrage du fondamental : k=1.

Un filtrage sur la fréquence f_1 laisse passer les raies $C_1, C_{-3}, C_5, C_{-7}, C_9$, etc ...

k=2 :

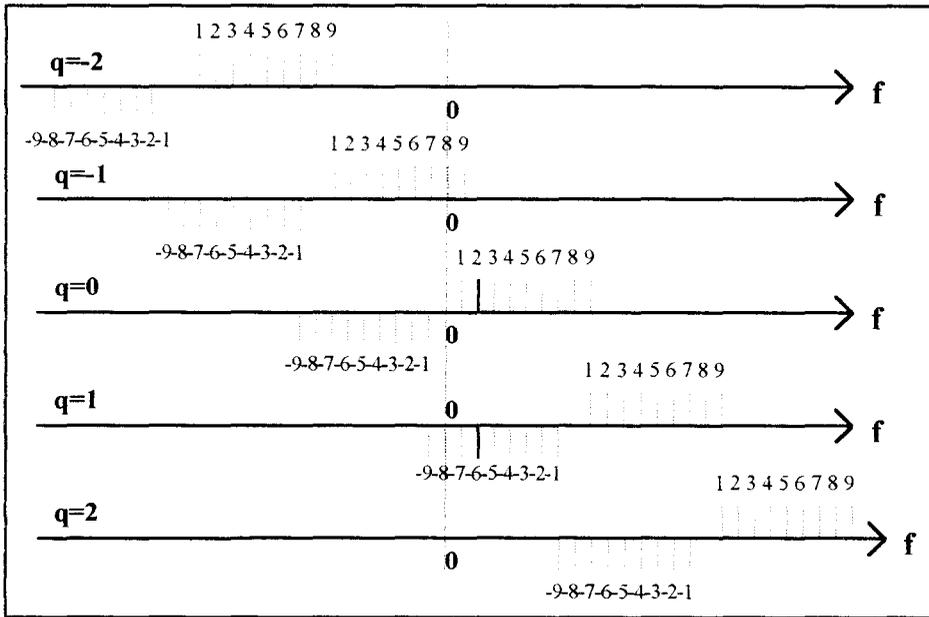


Figure 3.5 : Filtrage de l'harmonique 2 : k=2.

Un filtrage sur la fréquence f_2 laisse passer les raies C_2, C_{-6}, C_{10} , etc ...

Les coefficients C'_k sont donc obtenus par simple addition et soustraction. La formule (3.13) se développe ainsi:

- pour l'harmonique 1 (k = 1), nous avons:

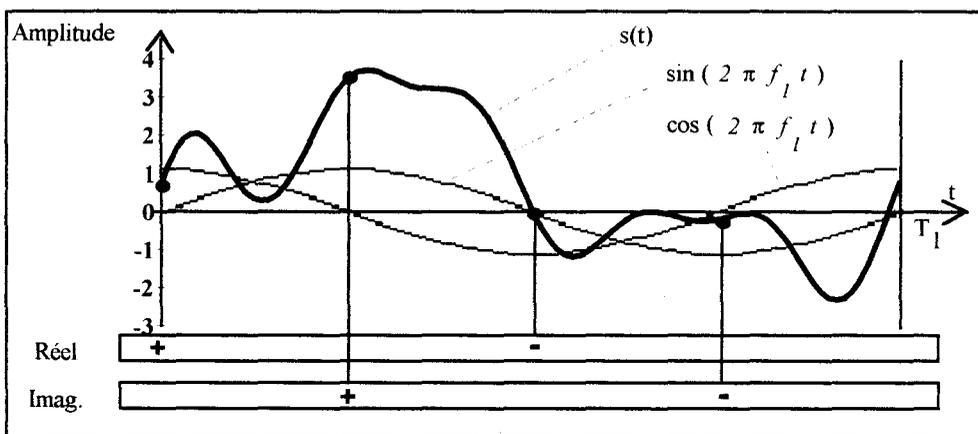


Figure 3.6 : Les 4 échantillons du filtre-k, pour k=1.

$$C'_1 = \frac{1}{4} [s(0) - s(2T_e)] + \frac{j}{4} [-s(T_e) + s(3T_e)]$$

- pour l'harmonique 2 ($k = 2$) nous avons:

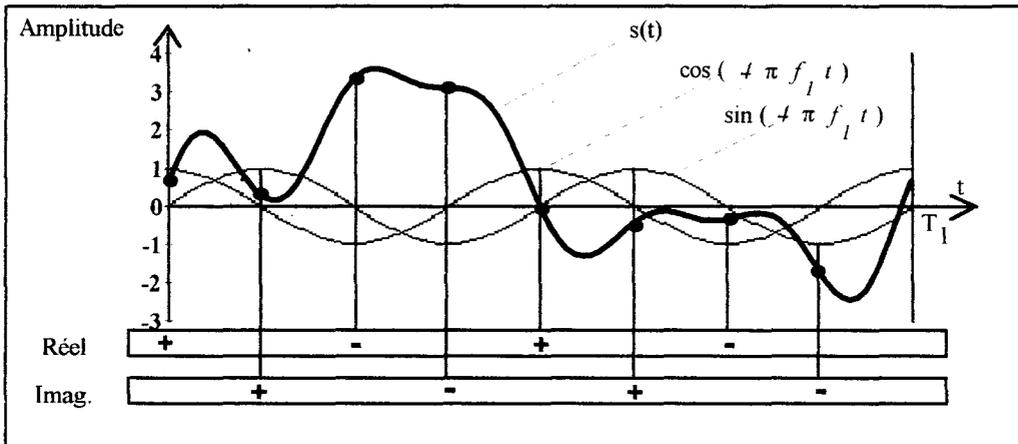


Figure 3.7 : Les 8 échantillons du filtre-k, pour $k=2$.

$$C'_2 = \frac{1}{8} [s(0) - s(2T_e) + s(4T_e) - s(6T_e)] + \frac{j}{8} [-s(T_e) + s(3T_e) - s(5T_e) + s(7T_e)]$$

- pour l'harmonique 3 ($k = 3$), nous avons:

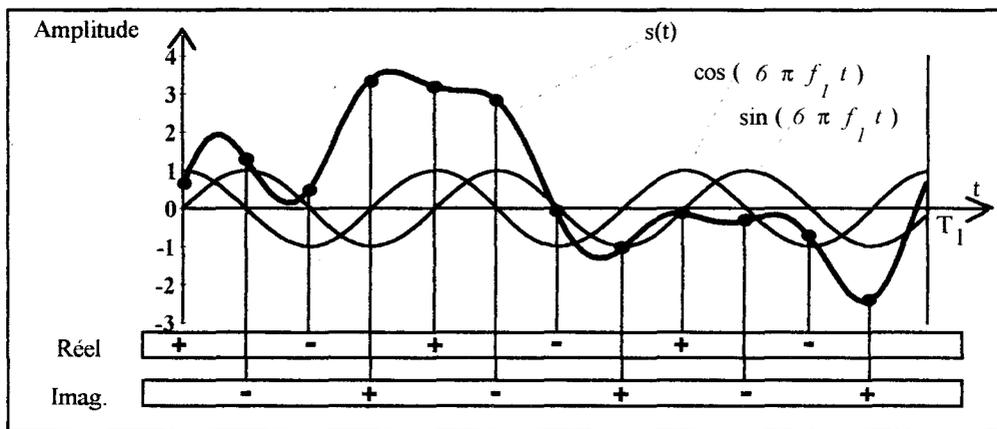


Figure 3.8 : Les 12 échantillons du filtre-k, pour $k=3$.

$$C'_3 = \frac{1}{12} [s(0) - s(2T_e) + s(4T_e) - s(6T_e) + s(8T_e) - s(10T_e)] + \frac{j}{12} [-s(T_e) + s(3T_e) - s(5T_e) + s(7T_e) - s(9T_e) + s(11T_e)]$$

- pour l'harmonique k , nous avons:

$$C'_k = \frac{1}{4k} [s(0) - s(2T_e) + s(4T_e) - \dots - s((4k-2)T_e)] + \frac{j}{4k} [s(T_e) - s(3T_e) + s(5T_e) - \dots - s((4k-1)T_e)]$$

II - 2 - Système d'équations linéaires

Quand $N=4k$, l'équation (3.15) donne :

$$(3.16) \quad C'_k = C_k + C_{3k}^* + C_{5k} + C_{7k}^* + C_{9k} + C_{11k}^* + C_{13k} + \dots$$

où C_n^* désigne le complexe conjugué de C_n ($C_n^* = C_{-n}$). Le coefficient C'_k est la somme des coefficients, conjugués ou non, des harmoniques multiples impairs de C_k .

Lorsque le signal étudié contient un nombre connu M d'harmoniques (bande passante Mf_1), la série C'_k est bornée ; M filtres- k , de $k=1$ à M , fournissent les M coefficients C'_k , dont on peut tirer les M coefficients C_k .

Par exemple, pour $M=10$, une batterie de 10 filtres- k fournit les 10 coefficients C'_k , et le système d'équations est donné par la matrice triangulaire supérieure de (3.17) (avec $1^* \times C = C^*$)

$$(3.17) \quad \begin{bmatrix} C'_1 \\ C'_2 \\ C'_3 \\ C'_4 \\ C'_5 \\ C'_6 \\ C'_7 \\ C'_8 \\ C'_9 \\ C'_{10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1^* & 0 & 1 & 0 & 1^* & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1^* & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ C_4 \\ C_5 \\ C_6 \\ C_7 \\ C_8 \\ C_9 \\ C_{10} \end{bmatrix}$$

La matrice carrée d'ordre M présente des régularités évidentes, "les lignes et les colonnes de même indice ont les mêmes éléments : 1", c'est une matrice triangulaire supérieure.

Dans cette matrice, soit a_{ij} le terme situé à la ligne i et à la colonne j .

$$a_{ij} = 1 \text{ si } j = i(4p + 1) \text{ (avec } p \in \mathbb{N})$$

$$a_{ij} = 1^* \text{ si } j = i(4p + 3)$$

$$a_{ij} = 0 \text{ dans tous les autres cas.}$$

La résolution de ce système est donnée ci-dessous :

Les divers filtres- k fournissent les valeurs C'_n . Il est possible de passer des valeurs C'_n aux valeurs C_n en inversant la matrice ci-dessus. En fait, il s'agit d'une matrice triangulaire supérieure très simple, et l'on peut procéder de la façon suivante: (entre crochets, traitement du cas à 20 harmoniques)

$$\begin{array}{ll}
 C_1 = C'_1 - C'^*_3 - C'_5 - C'^*_7 & [-C'^*_{11} - C'_{13} + C'^*_{15} - C'_{17} - C'^*_{19}] \\
 C_2 = C'_2 - C'^*_6 - C'_{10} & [-C'^*_{14}] \\
 C_3 = C'_3 - C'^*_9 & [-C'_{15}] \\
 (3.18) \quad C_4 = C'_4 & [-C'^*_{12} - C'_{20}] \\
 C_5 = C'_5 & [-C'^*_{15}] \\
 C_6 = C'_6 & [-C'^*_{18}] \\
 C_7 = C'_7 & \\
 C_8 = C'_8 & \text{etc...}
 \end{array}$$

II - 3 - Mise en oeuvre.

Les éléments théoriques sont mis en place. Il reste maintenant à les mettre en oeuvre dans le cas d'un signal $s(t)$ conforme à (1), avec $n \leq M$, M étant le numéro de l'harmonique le plus élevé.

Chaque harmonique du signal a son propre filtre. Chaque filtre utilise ses propres échantillons et ses propres additionneurs.

II - 3 - 1 - Premier temps : Sommation en temps réel.

Pour le filtre-k, les échantillons sont saisis tous les quarts de période de la fréquence $k f_1$. Les échantillons pairs sont utilisés pour la partie réelle, et les échantillons impairs pour la partie imaginaire (tableau 3.1).

La formule (3.16) se développe ainsi en partie réelle et partie imaginaire :

$$(3.19) \quad C'_k = \frac{1}{4k} [s(0) - s(2T_e) + s(4T_e) - \dots - s((4k-2)T_e)] + \frac{j}{4k} [s(T_e) - s(3T_e) + s(5T_e) - \dots - s((4k-1)T_e)]$$

Les additions ou soustractions peuvent s'effectuer en temps réel, au fur et à mesure de la saisie des échantillons.

A la fin de chaque période, pour chaque harmonique, 2 résultats sont disponibles, l'un donnant $2k$ fois la partie réelle et l'autre $2k$ fois la partie imaginaire de C'_k .

II - 3 - 2 - Second temps : Passage aux coefficients.

On retrouve les coefficients C_k sans difficulté à partir des fréquences élevées. Par exemple, pour un signal limité à 10 harmoniques : (cf. équation 3.17)

Résultat de la sommation	Coefficient de l'harmonique
de $k=10$ à $k=1$, résultat immédiat	$C_k = C'_k$
$C'_3 = C_3 + C_9^*$	$C_3 = C'_3 - C_9^*$
$C'_2 = C_2 + C_6^* + C_{10}$	$C_2 = C'_2 - C_6^* - C_{10}$
$C'_1 = C_1 + C_3^* + C_5 + C_7^* + C_9$	$C_1 = C'_1 - C_3^* - C_5 - C_7^* - C_9$

Tableau 3.3 : Solution simple à l'inversion de la matrice (3.17).

La division par le facteur $2k$ donne les parties réelles et imaginaires des coefficients des harmoniques. Les techniques habituelles permettent de passer aux modules et phases.

III - AVANTAGE DE LA FFT-QP

(comparaison avec d'autres algorithmes)

1 - Lorsque les conditions sont remplies (période et nombre d'harmoniques connus), chaque coefficient est trouvé de façon exacte.

2 - Les traitements numériques sont considérablement réduits par rapport à un algorithme FFT (Fast Fourier Transform) [KUNT M.] comme indiqué dans le tableau 3.4.

	TFD classique	FFT Cooley-Tukey	FFT-QP
Nbre additions réelles	$2N(N+1)$	$N \log_2(N)$	$M(M+2)$
Nbre multiplications réelles	$4N^2$	$2N \log_2(N)$	M

Tableau 3.4 : Nombres d'opérations selon les techniques de TFD.

(N : nombre d'échantillons, M : nombre d'harmoniques)

Les $2M$ multiplications réelles de la FFT-QP interviennent en fin de cumuls, pour faire les moyennes. Il faut encore ajouter les quelques additions ou soustractions pour les formules d'inversion (3.18) (cf. Tableau 3.3).

3 - Le nombre d'échantillons est faible et le Convertisseur Analogique Digital peut être relativement plus lent que dans les solutions de TFD classiques.

4 - La FFT-QP se prête parfaitement au traitement logiciel (sous réserve d'un filtrage préalable pour éliminer les harmoniques élevés).

VI - INCONVENIENTS de la FFT-QP.

La FFT-QP n'offre malheureusement pas que des avantages:

1 - L'échantillonnage est synchrone pour un harmonique donné, mais devient asynchrone pour l'ensemble des harmoniques ; sa mise en oeuvre pose des problèmes délicats, surtout lorsque le nombre d'harmoniques traités augmente.

2 - Les instants d'échantillonnage doivent être très précis : il est contradictoire de chercher la précision exacte du traitement, et de tolérer une approximation des instants des échantillons, par exemple pour se ramener à un échantillonnage synchrone.

3 - Le nombre d'harmoniques doit rester limité ; dans le cas contraire, il faut nécessairement se rabattre sur un échantillonnage synchrone c'est à dire lorsqu'un filtre demande un échantillon, il reçoit la valeur de l'échantillon le plus proche parmi les N disponibles. Ce décalage entraîne une erreur de mesures non négligeable. Les résultats des simulations avec échantillonnage à 840 points et 1024 points sont donnés dans [LOOSFELT, DESPLANQUES, CHERRADI]

V - CONCLUSION.

La technique "FFT par quart de période" présentée dans ce chapitre permet de calculer les coefficients de Fourier des harmoniques d'un signal.

Elle est originale sur trois points :

1. le calcul est exact
2. il s'effectue sans produit
3. le nombre d'échantillons requis est faible, pour 8 harmoniques par exemple, 88 échantillons suffisent.

Son usage nécessite cependant la mise en oeuvre d'un échantillonnage asynchrone (décalage en temps) de grande précision. Cette méthode convient aussi bien à un traitement "temps réel" qu'à un traitement logiciel en temps différé.

La FFT-QP ne peut, en principe s'appliquer que lorsque deux conditions sont remplies: la période est connue et le nombre d'harmoniques est limité.

Souvent les signaux étudiés sont mis en forme par un filtre passe-bas en amont. Les filtres électroniques actuels atteignent un niveau de perfection impressionnant : bande passante quasi rectangulaire, déphasage linéaire. Dans un tel environnement, la FFT-QP peut réaliser une analyse d'harmoniques très précise.

La FFT-QP est un algorithme nouveau permettant de calculer plus rapidement la transformée de Fourier. Cet algorithme trouvera probablement des applications dans quelques domaines spécifiques. Il reste à démontrer qu'avec cette FFT, il est possible d'utiliser des outils complémentaires tels que les fenêtres de pondération, qui permettent une exploitation dans des cas moins rigoureux que ceux prévus par la théorie.

Un circuit monolithique réalisant la FFT-QP, capable de filtrer les 8 premiers harmoniques des sons voisés est réalisé sous SOLO 1400 et sera présenté au chapitre IV. Ce circuit va s'intégrer dans un ensemble déjà testé.

En amont, un filtre Cauer passe bas à bande passante dynamique coupe les harmoniques à partir du neuvième. Un asservissement unique (traité au Chapitre II) règle la bande passante du filtre Cauer et fournit la fréquence pilote du circuit FFT-QP.

En aval, un processeur recueille, en fin de chaque période, les parties réelles et imaginaires des coefficients C' , calculées par chacun des 8 filtres, et en déduit les coefficients C , en vue d'une recherche de signature de sons voisés.

CHAPITRE IV

INTEGRATION DE L'ALGORITHME "FFT-QP"

En vue de réaliser un dispositif fournissant en fin de chaque période d'un son voisé les valeurs des huit premiers harmoniques, nous avons intégré l'algorithme FFT-QP décrit ci-dessus.

L'objet de chapitre est de présenter la conception, la réalisation et les tests du circuit intégré obtenu.

L'outil de CAO utilisé a été SOLO 1400 (un logiciel de conception et de simulation de circuits intégrés); le circuit a été fondu chez ES2 par l'intermédiaire du Centre Multi-Projets de Grenoble.

I - ARCHITECTURE PARALLELE DU CIRCUIT FFT-QP

L'algorithme de FFT-QP présente la particularité de travailler indépendamment sur chacun des harmoniques. Nous avons utilisé cette propriété pour généraliser le parallélisme dans notre circuit intégré.

Dans un premier temps, nous avons fait toute l'étude (schématique, simulation, ...) intégrant les circuits relatifs a huit harmoniques dans un circuit unique.

Le nombre d'harmoniques susceptibles de pouvoir identifier une voyelle ayant été fixé à huit de façon arbitraire, nous risquions de nous retrouver avec un circuit inutilisable si l'hypothèse s'avérait trop optimiste. Nous avons alors choisi de faire fondre un circuit réduit à un harmonique unique, ce qui diminuait considérablement l'effort financier. Le parallélisme des FFT-QP a donc transité du circuit intégré au circuit imprimé.

I - 1 - Graphe flots de données

L'architecture du circuit FFT-QP est donnée sous forme d'un graphe flot de données dans la figure 4.1. Les conventions de dessin utilisées dans ce graphe sont données en annexe 4.

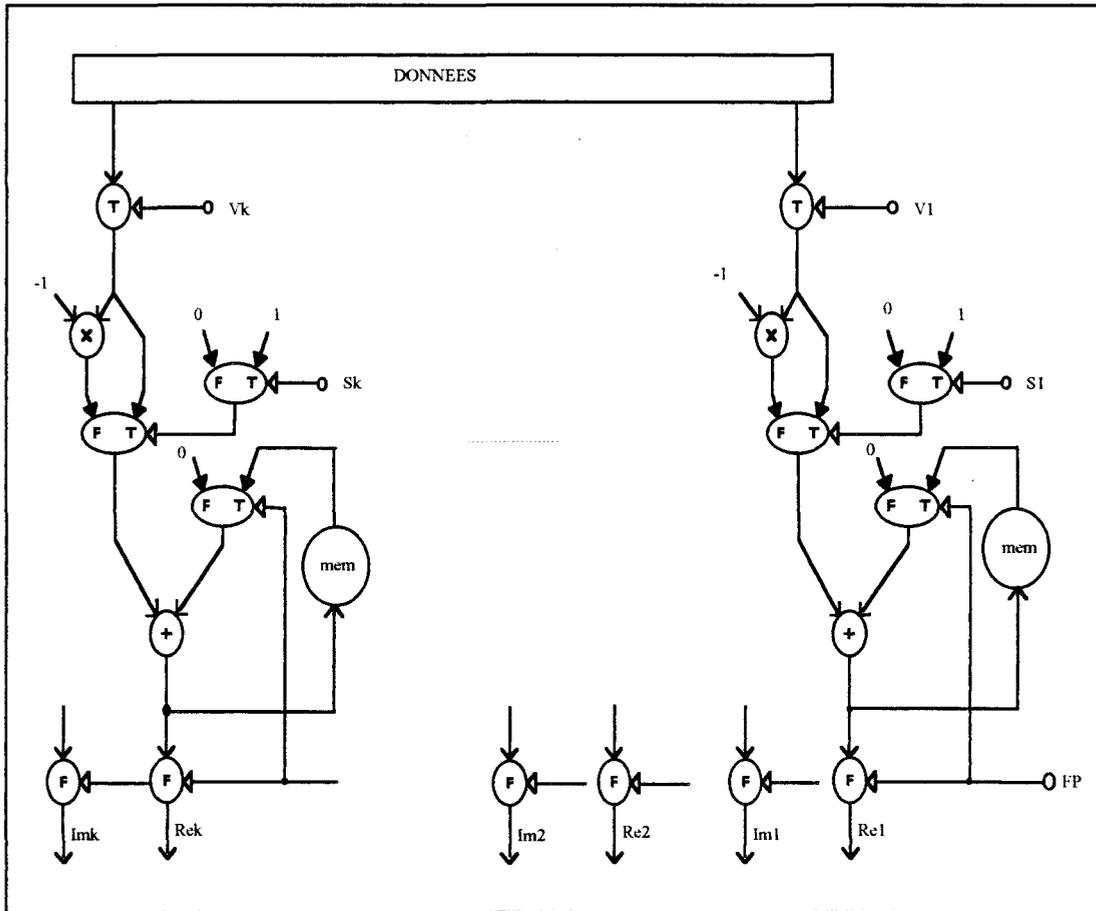


Figure 4.1 : Graphe flot de données du circuit FFT-QP

I - 2 - Architecture.

Nous présentons ici le circuit comprenant les 8 modules, permettant de traiter 8 harmoniques. Le schéma bloc est donné dans la figure 4.1 :

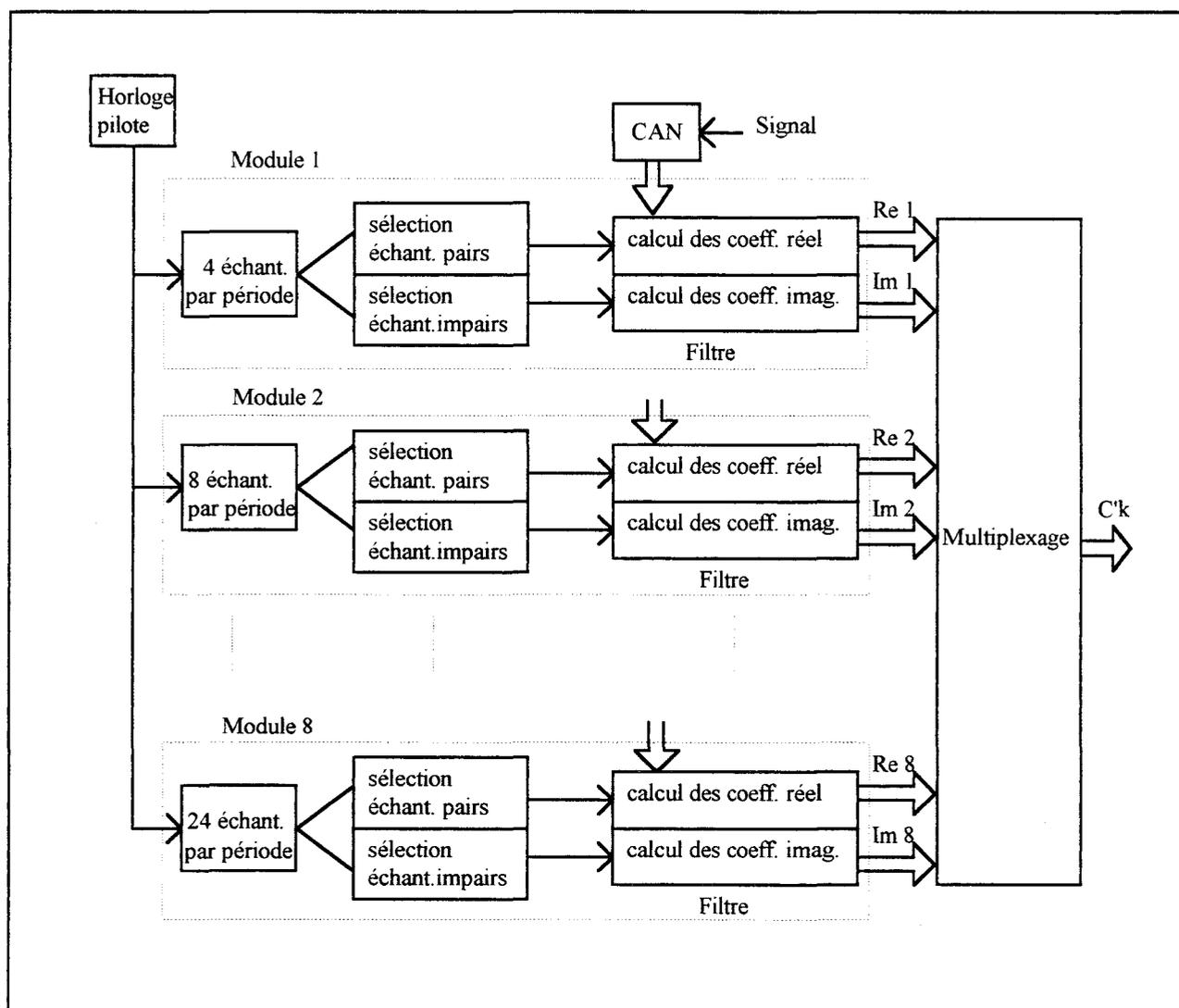


Figure 4.2 : Schéma bloc du circuit FFT-QP à 8 harmoniques.

Chaque filtre est formé d'une paire d'additionneurs, l'un pour les échantillons pairs (coefficients réels), l'autre pour les échantillons impairs (coefficients imaginaires).

Le signal à analyser est traité par un convertisseur analogique digital. L'information numérique obtenue est envoyée sur les entrées des additionneurs de chaque module.

A partir d'une horloge pilote, chaque module k sélectionne ses $4k$ échantillons, qui seront, à leur tour, aiguillés en $2k$ échantillons pairs et $2k$ échantillons impairs.

Chaque filtre- k reçoit deux signaux de commandes distincts qui activent les additionneurs. Ces signaux sont élaborés à partir du même signal de synchronisation "pilote- k ".

Chaque filtre-k génère ses propres demandes d'échantillons, exécute quatre additions par période T_k .

Rappelons que nous avons considéré que huit harmoniques suffisent dans cette étude pour évaluer ce banc de mesure.

Pour l'ensemble des 8 filtres, il faut donc disposer des fréquences multiples de f_1 dans le rapport

$$R = \frac{\text{Fréquence d'échantillonnage } f_k}{f_1}$$

Harmonique n°	1	2	3	4	5	6	7	8
R	4	8	12	16	20	24	28	32

Une horloge pilote délivre des signaux carrés dont la fréquence est $3360f_1$.

$3360 = \text{PPCM des 8 premiers nombres entiers}$. 8 étant le nombre d'harmoniques considéré dans cette étude.

f_1 : la fréquence fondamentale.

Dans la plupart des dispositifs existants, les échantillons sont saisis de façon synchrone (intervalle constant) ; dans ce cas la fréquence d'échantillonnage devra être égale à la fréquence pilote, ce qui imposerait un convertisseur très rapide.

Or le nombre d'échantillons utilisés est très faible : pour 10 harmoniques 124 échantillons suffisent.

Chaque module de calcul interne est indépendant de l'autre. Le parallélisme permet alors de traiter tous les modules simultanément.

I - 3 - Description d'un module de calcul

I - 3 - 1 - Présentation

La figure 4.2 représente le synoptique d'un module de calcul d'harmonique.

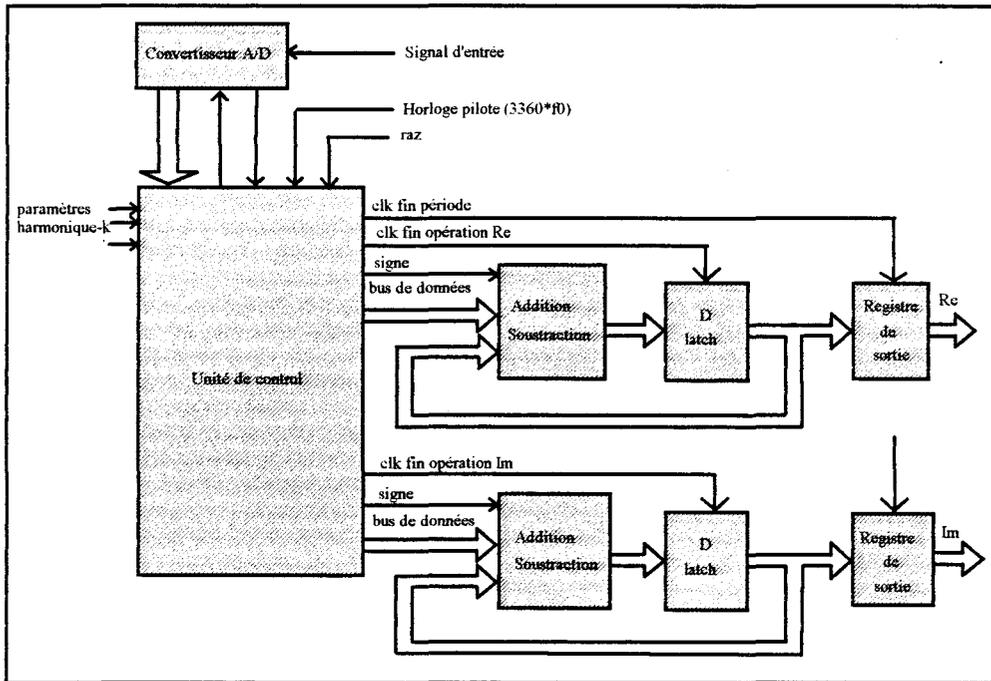


Figure 4.2 : Schéma synoptique d'un module de calcul de base

Celui-ci se compose de :

- un convertisseur analogique-digital
- une unité de commande (U.C) qui a pour rôle de transmettre :
 - l'ordre de sélectionner un échantillon par quart de période.
 - l'ordre de faire une addition ou une soustraction
 - l'ordre de transmettre le résultat au registre de sortie en fin de période
- deux additionneurs
- deux registres de sortie
- un multiplexeur

I - 3 - 2 - Description

L'organe le plus important dans le circuit est l'unité de commande. L'harmonique considéré étant programmé, cinq signaux de commande sont générés à partir de l'horloge pilote pour synchroniser le fonctionnement entre les huit modules:

- Signal de saisie des 4k échantillons par période appelé "Clkhar".
- Signal correspondant à une addition ou soustraction appelé "signe"
(0 = addition, 1 = soustraction)
- Signal de mémorisation des données à la sortie de l'additionneur lorsque les 4k additions ne sont pas achevées appelé "clk1" pour les coefficients pairs
"clk2" pour les coefficients impairs.

- Signal de transfert du résultat (C'k) vers le registre de sortie et de remise à zéro des compteurs à la fin de chaque période appelé "Clkfp"

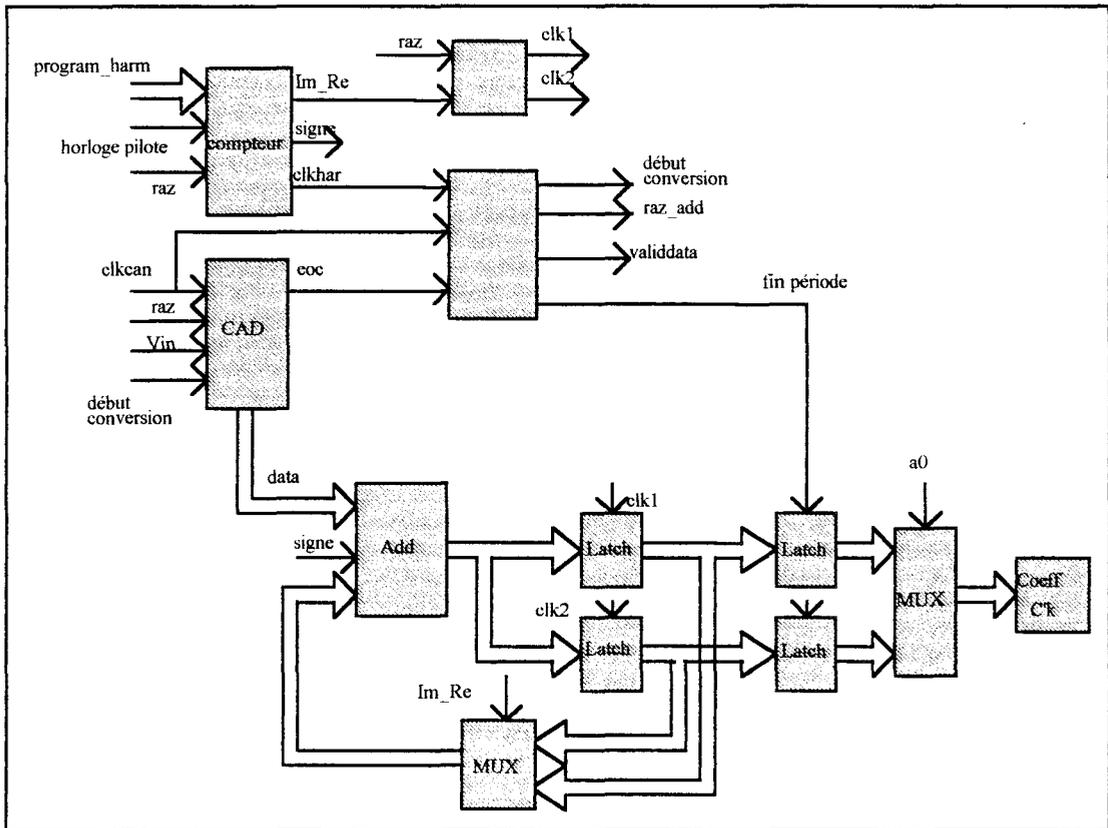


Figure 4.3 : Schéma détaillé d'un module de base.

II - REALISATION

Nous avons réalisé un prototype d'un module de calcul avec le logiciel de CAO " SOLO 1400 ". Le circuit intégré développé effectue ses calculs sur 16 bits.

Il est réalisé en technologie CMOS 1.2 μ . Il contient 2022 portes (cf. annexe 6) ; il est monté sur un boîtier de 40 broches. D'après les simulations, il supporte une fréquence d'horloge pilote de 5 Mhz, ce qui satisfait largement nos besoins. Un traitement logiciel externe assure, en fin de chaque période, la lecture des résultats (réels et imaginaires) et calcule les modules (et phase si besoin).

Pour diminuer la surface silicium du circuit, nous avons utilisé, pour le calcul des partie réelles et imaginaires, un seul additionneur avec multiplexage et mémorisation des données au lieu de deux additionneurs.

Le fichier modèle du circuit réalisé sous SOLO 1400 est donné en annexe 2.

III - SIMULATIONS

Lorsque la conception du circuit intégré est achevée, celui-ci doit subir un certain nombre de tests.

Nous avons généré en langage C un fichier d'excitation fournissant les 3360 échantillons d'une période, ainsi que le signal d'horloge (cf. annexe 5).

Le programme de simulation de ES2 utilise ce fichier d'excitation pour attaquer le circuit décrit lors de la conception. En sortie de ce programme, tous les signaux internes et les signaux de sortie du circuit sont disponibles. Ces résultats sont visualisés sous " WAVE " (figure 4.4).

Tous ces tests permettent de n'envoyer en fabrication que des dispositifs validés. En fait les circuits obtenus ont répondu exactement à nos prévisions .

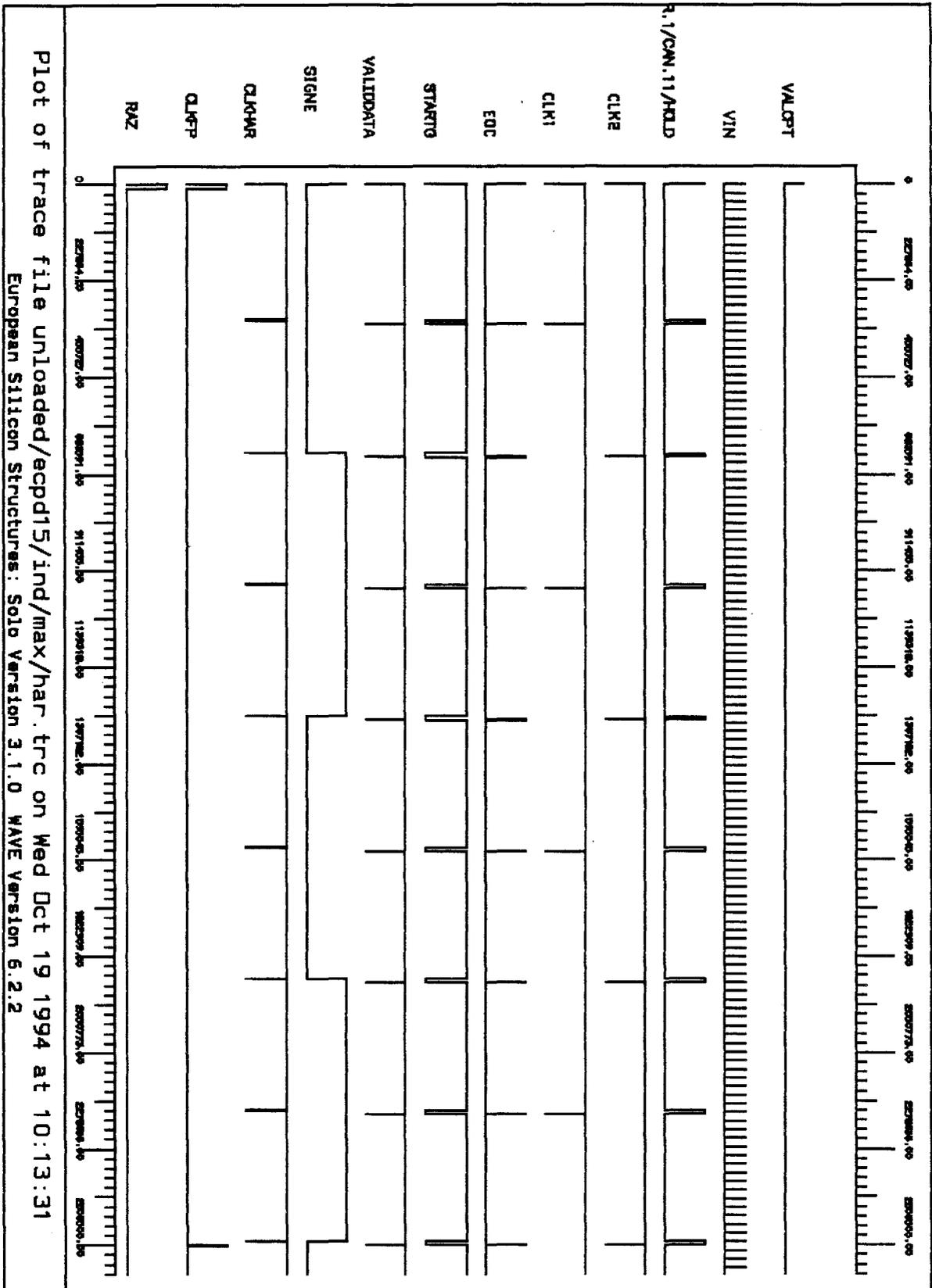


Figure 4.4 : Chronogramme des signaux de commande obtenus après simulation.

IV - RETOUR DE FONDERIE

Les tests effectués sur les circuits réceptionnés ont été positifs : ils fournissaient exactement les réponses attendues quelle que soit l'harmonique qu'ils étaient programmés à sélectionner.

Nous avons cependant rencontré un problème concernant la mise en état "haute impédance" des informations en sortie. Normalement les sorties des 8 circuits devaient alimenter un bus unique de données, et seul un circuit était activé en sortie à un moment donné. Un incident non compris a rendu cette connexion impossible. Nous avons commencé à effectuer une connexion par le biais de circuits drivers, mais le temps nous a manqué pour mener à bien ce travail.

V - CONCLUSION

Nous avons réalisé un circuit monolithique intégrant l'algorithme FFT-QP. La conception et les simulations ont été faites pour un circuit de huit harmoniques. Pour des raisons pratiques, le circuit fondu s'est limité à un seul harmonique, et le choix d'un harmonique donné se fait par l'intermédiaire d'un registre de précharge de compteurs, accessible en écriture depuis l'extérieur.

CHAPITRE V

APPLICATION DE L'ALGORITHME

FFT-QP A L'ANALYSE DES SONS VOISES

L'étude que nous avons retracée dans les chapitres précédents a conduit à la réalisation d'un système d'asservissement sur la fréquence fondamentale des sons voisés et à la mise en oeuvre d'un nouvel algorithme de traitement du signal.

L'analyse spectrale par FFT-QP se fait dans une période du fondamental de façon synchrone selon un rythme asservi à celle-ci.

Ce chapitre a pour objet de présenter le dispositif d'analyse de sons voisés que nous avons réalisé. Ce dispositif associe le système d'asservissement sur la fréquence fondamentale et la batterie de filtres FFT-QP. Il doit permettre d'obtenir le spectre du signal à la fin de chacune des périodes.

Nous montrerons ensuite les résultats obtenus dans l'analyse des voyelles de 10 locuteurs.

Nous en tirons un certain nombre de conclusions concernant l'évolution de notre banc de mesure.

Une fois ce banc de mesure achevé, nous laisserons aux acousticiens et phonéticiens le soin de l'évaluer.

I. - PRESENTATION DU DISPOSITIF D'ANALYSE

Le signal à analyser est envoyé au système d'asservissement et au filtre passe-bas dynamique ($0 - 8f_1$).

Le système d'asservissement sur le fondamental génère une horloge pilote de $3360f_1$ et le signal obtenu est réduit à sa simple composante fondamentale, qui est donc un signal sinusoïdal dont on peut alors mesurer la période.

Le filtre passe-bas dynamique permet de réduire le spectre du son voisé aux huit premiers harmoniques. Rappelons que ce filtre est à fréquence de coupure programmable par une horloge, et proportionnelle à la fréquence fondamentale. Le schéma du dispositif est donné à la figure 5.1.

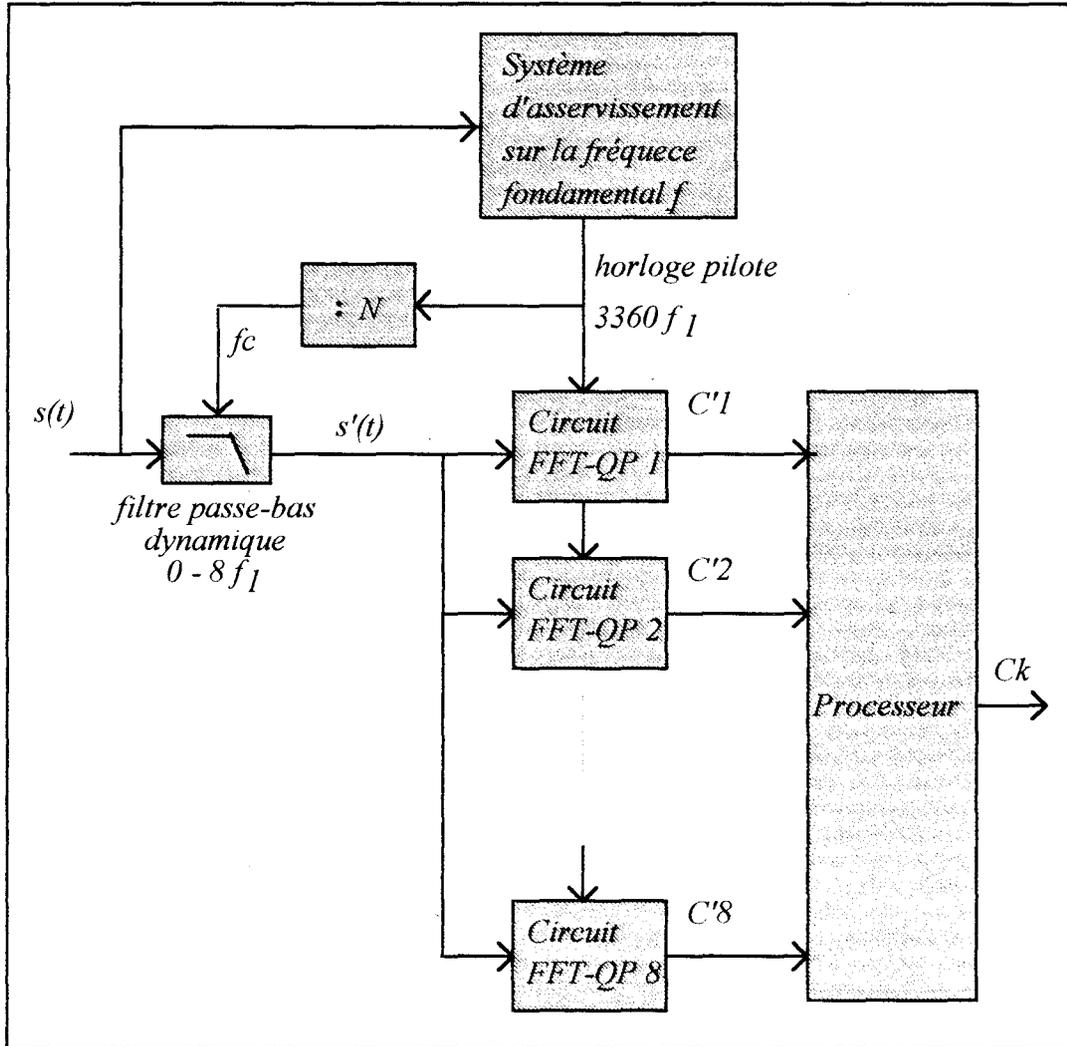


Figure 5.1 : Schéma synoptique du banc de mesure.

Les circuits FFT-QP reçoivent chacun le signal filtré $s'(t)$ et l'horloge pilote. L'asservissement de cette horloge pilote permet de déterminer les instants de saisie des échantillons ainsi que le début et la fin de la période. A l'intérieur de cette période les circuits FFT-QP effectuent le cumul des échantillons.

A la fin de chaque période, le résultat du calcul des coefficient $C'k$ est saisi par un processeur pour en déduire les coefficients C_k représentant le spectre d'amplitude pendant que les circuits recommencent un autre cycle de calcul.

Notons que l'analyse est faite dans les parties voisées (pseudo-périodiques) du signal de parole sur un cycle de voisement ce qui ne nécessite pas une fenêtre de pondération. La détection des parties voisées étant réalisée par la système d'asservissement.

Le banc d'asservissement sur le fondamental a fonctionné parfaitement. Un passage instantané de 100 Hz à 300 Hz est corrigé en 8 périodes, une faible variation de fréquence est corrigée en une période.

Le banc de filtrage des huit premiers harmoniques a fonctionné parfaitement, ce qui a permis de traiter les enregistrements réalisés en studio.

Le banc de filtres FFT-QP n'a pu fonctionner: chaque circuit a fonctionné séparément, mais la mise en parallèle sur un bus unique a échoué pour des raisons de " haute impédance " des sorties, semble-il. Cette partie du traitement a été réalisée en différé par traitement logiciel de la FFT-QP avec interpolation linéaire.

II - RESULTATS EXPERIMENTAUX

Nous avons enregistré treize locuteurs en studio. Chacun a prononcé six voyelles orales.

Pour dix locuteurs, l'asservissement a parfaitement fonctionné.

II - 1 - Spectre d'amplitude $|C_k|$

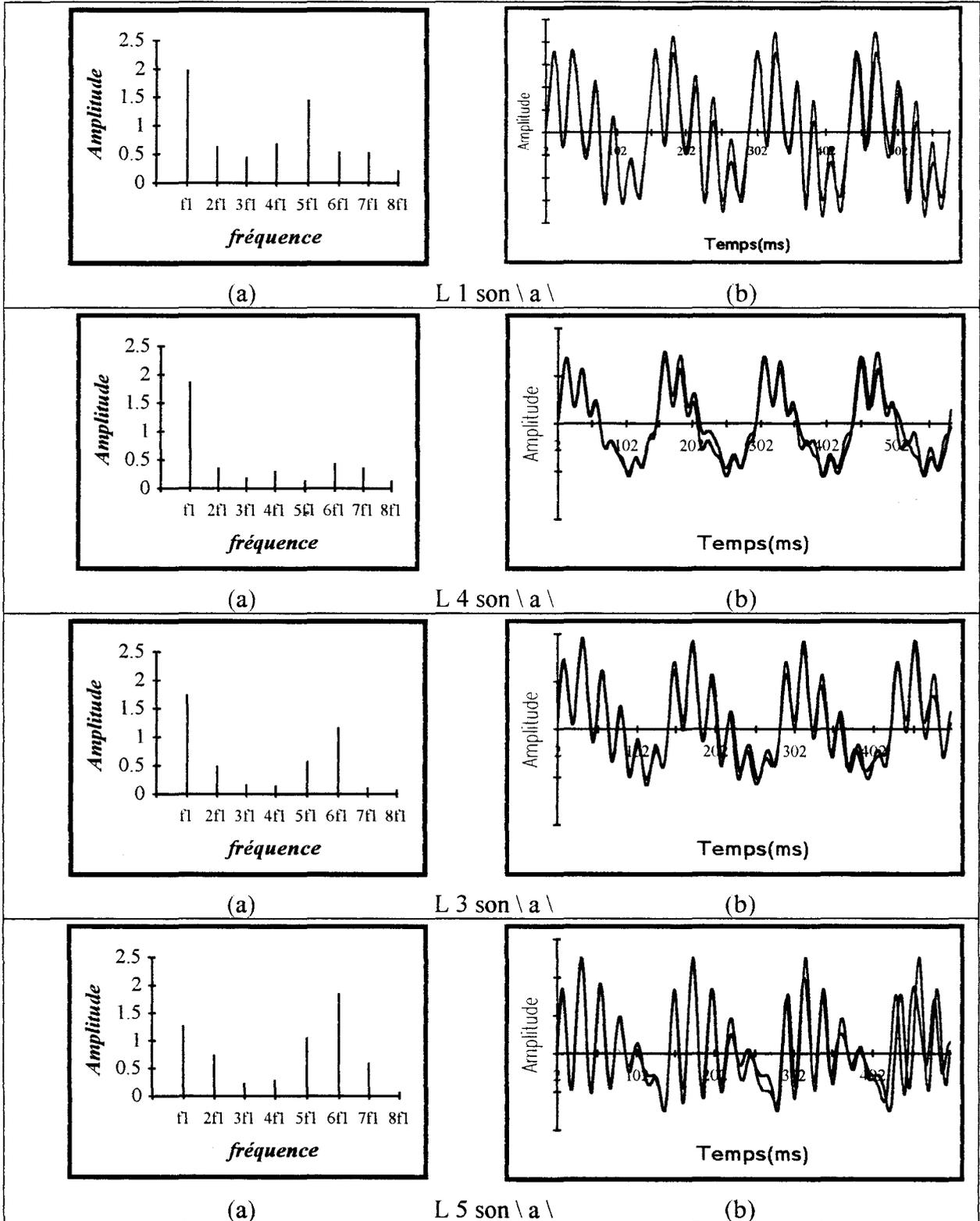
Le banc de mesures a fournit un spectre (Figure 5.2. a)

Nous avons régénéré le son correspondant. Nous avons superposé le son original et le son artificiel (Figure 5.2. b).

Nous avons constaté que certains résultats étaient parfaits, et d'autres décalés. L'origine des défauts est liée au fait que la période analysée a pu être choisie alors que l'asservissement était en cours de correction (non stabilisé).

En figure 5.2, nous présentons le spectre de la voyelle / a / pour les dix locuteurs. Le signal reconstitué à partir des coefficients C_k a été superposé au signal original.

Le calcul des coefficients a été fait sur la première période du signal ce qui explique le décalage entre les deux signaux sur les périodes suivantes. En annexe 3 sont présentées les spectres de toutes les voyelles des dix locuteurs.



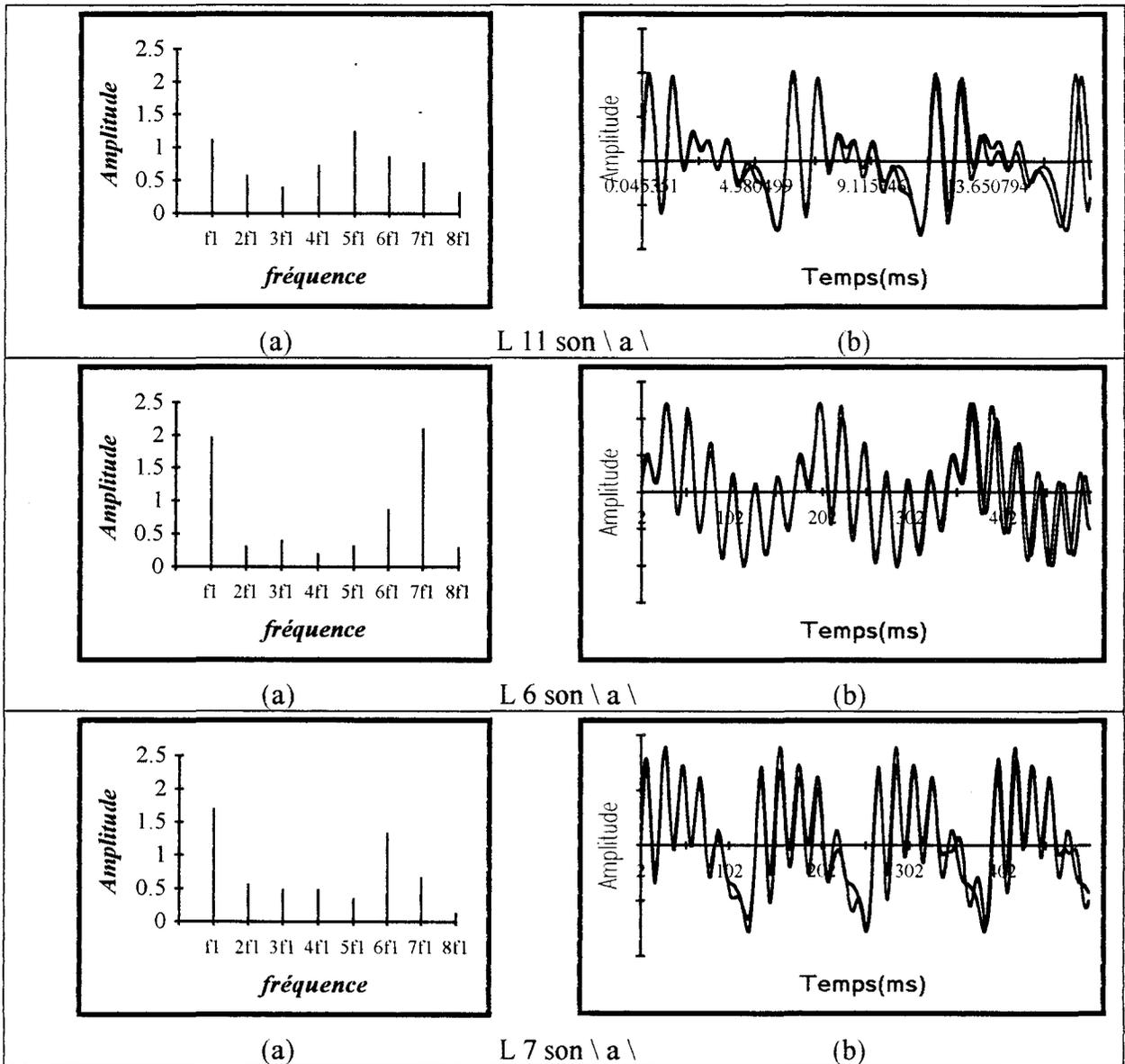


Figure 5.2 : Quelques échantillons de la voyelle \ a \.

Nous avons alors observé que :

- si l'analyse est faite dans une portion stable de la voyelle considérée, c'est-à-dire, quand le système est asservi sur la fréquence fondamentale, le son artificiel obtenu à partir du spectre (son synthétisé à partir des coefficients C_k) est parfaitement intelligible et identifiable et graphiquement, le signal reconstitué coïncide parfaitement avec le signal original.

- si l'analyse est faite dans une portion non stable (système non stabilisé), nous avons une non stabilisation de la boucle oscillatrice, un décalage fréquentiel, un échantillonnage non cohérent. Le calcul des coefficients C_k n'est plus valide par principe. De ce fait un certain nombre de spectres ne sont pas valides.

Nous pouvons en conclure qu'une analyse faite dans la partie stable d'une voyelle contient l'information permettant son identification.

Nous pouvons observer aussi que la quantité d'information contenue dans une période du signal acoustique devient plus faible pour une voix aiguë. Ceci est dû à l'effet du changement du fondamental.

Les variations introduites par un changement de locuteur sur une période et sur le spectre se caractérisent par une légère modification de l'enveloppe spectrale.

II - 2 - Conclusion de l'expérimentation

Outre la mise en oeuvre des circuits intégrés FFT-QP, plusieurs améliorations doivent être apportées au banc de mesures :

- améliorer l'asservissement : il a échoué sur trois locuteurs. L'asservissement a été réalisé de façon rudimentaire, et il n'est pas compliqué de l'améliorer.
- sortir une information "asservissement parfait" du processeur. Cette information est facile à réaliser : le processeur peut la fournir dès que le terme de correction calculé est nul.

Les spécialistes du langage doivent maintenant nous aider à améliorer ce travail :

- Est-ce que huit harmoniques suffisent pour identifier toutes les voyelles ?
- Faut-il développer un dispositif lorsque l'amplitude du fondamental est faible ?

III - CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons examiné une méthode d'analyse des sons voisés utilisant l'algorithme que nous avons mis au point, à savoir l'algorithme de "FFT-QP"

L'étude théorique de cet algorithme présentée au chapitre III montre que deux conditions doivent être remplies pour l'appliquer :

- nombre d'harmoniques limité. Cette condition a été satisfaite par le filtre passe-bas dynamique de bande passante $(0 - 8f_1)$.
- connaissance de la période. Cette condition a été satisfaite par le système d'asservissement sur la fréquence fondamentale.

CONCLUSION

Nous avons présenté dans cette thèse les principales étapes conduisant à la réalisation et au développement d'un système orienté vers l'analyse des sons voisés.

Pour cela, nous avons tenté de suivre les différentes phases d'une méthodologie générale s'appliquant à la conception de toutes études, architectures, analyses, orientées vers une application.

Notre travail a d'abord consisté à développer un nouvel algorithme de Transformée de Fourier. L'étude de cet algorithme a permis de dégager les spécifications du système à réaliser.

Dans cette analyse, il est apparu que la contrainte "temps réel" représentait la principale difficulté à résoudre.

La décomposition de l'application en modules, la mise en évidence des possibilités de parallélisme ont contribué à la définition d'une architecture adaptée à nos besoins.

L'étude a porté sur l'aspect application et nous a conduit à la définition et la réalisation d'un système d'asservissement sur la fréquence fondamentale des sons voisés. Ce système permettra de suivre, cycle après cycle, l'évolution de la fréquence fondamentale.

Nous avons profité de l'opportunité offerte par l'arrivée sur le marché de filtres à capacités commutées très performants. Ces filtres, par leur simplicité, leur précision et leur nouvelle technologie nous ont permis de développer notre système de détection et d'asservissement sur la fréquence fondamentale.

Notre étude, guidée par ces considérations, a permis de construire une "chaîne d'analyse" des sons voisés dont le principe est basé sur la détermination du spectre période par période. Cet appareil peut-être considéré comme un "spectrogramme" temps fréquence, variante moderne perfectionnée du "sonagramme" . C'est un analyseur temps fréquence ou temps période. Il met en oeuvre en fait le débit d'information période par période, donc un certains caractère non stationnaire, ou plutôt évolutif.

Les tests que nous avons effectués ont donné, en général, des résultats encourageants en ce qui concerne les caractéristiques fondamentales que doit présenter un analyseur de spectre, simplicité de conception et de mise en oeuvre, précision, fiabilité.

Plus précisément, les parties originales de notre travail, à savoir l'algorithme de transformée de Fourier par quart de période et le système d'asservissement, ont donné entière satisfaction.

Notre système ne peut être considéré comme une réalisation définitive et devra être modifié. Un certain nombre d'améliorations techniques a été envisagé.

Ce sont les premiers travaux que nous comptons entreprendre par la suite ; nous comptons approfondir les aspects théoriques de la FFT-QP et améliorer le système de détection et d'asservissement sur la fréquence fondamentale ; à cet égard notre contribution constitue un modeste apport que nous développerons d'une façon plus fondamentale.

ANNEXE 1

LISTE DES PHONEME DU FRANCAIS [CALLIOPE]

Type	représentation	mot-clef
Voyelles orales	i e é ε y oe eu a o u Y	lit le blé marais rue soeur peu gratte bol roue yeux
voyelles nasales	in un an on	matin brun chant long
consonnes plosives	p t k b d g	pour tout carrée bout de goût
consonnes nasales	m n μ	mur nous agneau
consonnes fricatives	v z j f s ch	ville rose joue faute simuler chou
consonnes liquides	r l	rue lourd

ANNEXE 2

Fichier model du circuit intégré "FFT-QP"

Source file: har.mod compiled on Wed Oct 19 1994 at 18:05:12

ES2 MODEL compiler Version: 6.2.2

```
1 Include "Firmlib.inc"
1 Include "74lib.inc"
1 Include "es2Cell.inc"
1 Include "analoglb.inc"
1 Include "padlib3.inc"
1 Include "paramlib.inc"
1 Include "padlib2.inc"
1
2
3 Pad (adc8p) adc8pins
4 Pad (gndco) gndins
5 Pad (pwrco) vccins
6 Pad (gndpy) diggnd1ins
7 Pad (gndpy) diggnd2ins
8 Pad (pwrpy) digpwr1ins
9 Pad (pwrpy) digpwr2ins
10
11
12
13
14
15
16 Part can[vrefp(0:7),vrefn(0:7),on,vin(0:7),clock,start] -> d(0:7),eoc
17
18 Signal prech,hold,msb,b(0:7),comp
19 adc8pins[hold,on,msb,prech,b(0:7),vin(0:7),vrefp(0:7),vrefn(0:7)] -> comp
20 adc8s[start,clock,comp,Gnd] -> prech,eoc,hold,msb,d(0:7),b(0:7)
21 End
```

```
22
23 Part cmp12[q(1:12),val(1:12)] -> egal
24 Signal egal(1:12)
25 eqv[q(1),val(1)] -> egal(1)
26 eqv[q(2),val(2)] -> egal(2)
27 eqv[q(3),val(3)] -> egal(3)
28 eqv[q(4),val(4)] -> egal(4)
29 eqv[q(5),val(5)] -> egal(5)
30 eqv[q(6),val(6)] -> egal(6)
31 eqv[q(7),val(7)] -> egal(7)
32 eqv[q(8),val(8)] -> egal(8)
33 eqv[q(9),val(9)] -> egal(9)
34 eqv[q(10),val(10)] -> egal(10)
35 eqv[q(11),val(11)] -> egal(11)
36 eqv[q(12),val(12)] -> egal(12)
37 es2and[egal(1:12)] -> egal
38 End
39
40 Part cmp3360[q(1:12)] -> raz
41 Signal val(1:12)
42 Vcc -> val(12)
43 Vcc -> val(11)
44 Gnd -> val(10)
45 Vcc -> val(9)
46 Gnd -> val(8)
47 Gnd -> val(7)
48 Vcc -> val(6)
49 Gnd -> val(5)
50 Gnd -> val(4)
51 Gnd -> val(3)
52 Gnd -> val(2)
53 Gnd -> val(1)
54 cmp12[q(1:12),val(1:12)] -> raz
55 End
56
57 Part cmdcycle[clk,razu] -> razbarcpt
58 Signal q(1:12),raz,din(0:11)
59 Vcc-> din(0)
```

```

60 Vcc-> din(1)
61 Vcc-> din(2)
62 Vcc-> din(3)
63 Vcc-> din(4)
64 Vcc-> din(5)
65 Vcc-> din(6)
66 Vcc-> din(7)
67 Vcc-> din(8)
68 Vcc-> din(9)
69 Vcc-> din(10)
70 Vcc-> din(11)
71 nor[raz,razu] -> razbarcpt
72 es2ctrac(12)[clk,din(0:11),Gnd,Vcc,razbarcpt] -> q(1:12)
73 cmp3360[q(1:12)] -> raz
74 End
75
76 { le compteur est prechargeable sur val, pour un div par 210 il faut: val=1024-210/2+1 }
77
78 Part div_n[clk,val(0:9),razu,razubar] -> sincosbar,clkh,signeh
79
80 Signal lddivbar,qbar,clksigne,lddiv,q11
81
82 not[q11] -> clkh
83 or[razu,q11] -> lddiv
84 not[lddiv] -> lddivbar
85
86 es2ctrac(11)[clk,val(0:9),Gnd,lddiv,lddivbar,Vcc] -> --,--,--,--,--,--,--,--,--,q11
87
88 bdfc[clkh,clksigne,razubar] -> sincosbar,clksigne
89 bdfc[clksigne,qbar,razubar] -> signeh,qbar
90 End
91
92 Part canbal[clkhar,eoccan,clkcan,razbar,razubar] -> startg,validdata,clkfp,razadd
93
94 Signal eocbar, annulebar, clkftp, okclkftp, clkcanbar, clkfpbar, okbar, startg0,startg0bar,
startg1, itsmebar, takeitbar
95
96

```

```

97 not[eoccan] -> eocbar
98 bdfc[clkcan,eoccan,razubar] -> --,annulebar
99 and[annulebar,razubar] -> okbar
100
101 bdfc[clkhar,Vcc,okbar] -> takeitbar,itsmebar
102
103 or[eocbar,itsmebar] -> validdata
104
105 not[takeitbar] -> startg0
106 not[startg0] -> startg0bar
107 nand[razubar,startg0bar] -> startg1
108 bdfc[clkcan,startg1] -> startg,--
109
110
111
112 not[clkfp] -> clkfpbar
113 bdfc[clkfpbar,Vcc,razbar] -> clkfp,--
114 nor[clkfp,okbar] -> okclkfp
115 bdfc[clkcan,okclkfp] -> clkfp,--
116 not[clkcan] -> clkcanbar
117 nand[clkcanbar,clkfp] -> razadd
118 End
119
120
121 Part div_har[clk,razcpt,razbarcpt,valcpt(0:9)] -> sincosbar,clkhar,signehar
122
123 div_n[clk,valcpt(0:9),razcpt,razbarcpt] -> sincosbar,clkhar,signehar
124 End
125
126
127
128 Part dlatch12b [cleard, clockd, din(0:11)] -> qd(0:11)
129
130 bdfc [clockd,din(0),cleard] -> qd(0),--
131 bdfc [clockd,din(1),cleard] -> qd(1),--
132 bdfc [clockd,din(2),cleard] -> qd(2),--
133 bdfc [clockd,din(3),cleard] -> qd(3),--
134 bdfc [clockd,din(4),cleard] -> qd(4),--

```

```

135  bdffc [clockd,din(5),cleard] -> qd(5),--
136  bdffc [clockd,din(6),cleard] -> qd(6),--
137  bdffc [clockd,din(7),cleard] -> qd(7),--
138  bdffc [clockd,din(8),cleard] -> qd(8),--
139  bdffc [clockd,din(9),cleard] -> qd(9),--
140  bdffc [clockd,din(10),cleard] -> qd(10),--
141  bdffc [clockd,din(11),cleard] -> qd(11),--
142
143 End
144
145 Part ouex12b [signe, enouex(0:7)] -> souex(0:7)
146  { Output from sheet s1 }
147
148  xor [enouex(7),signe] -> souex(7) : s1f7y3
149  xor [enouex(6),signe] -> souex(6) : s1g7y2
150  xor [enouex(5),signe] -> souex(5) : s1g7
151  xor [enouex(0),signe] -> souex(0) : s1e3
152  xor [enouex(1),signe] -> souex(1) : s1e3y2
153  xor [enouex(2),signe] -> souex(2) : s1d3
154  xor [enouex(3),signe] -> souex(3) : s1d3y2
155  xor [enouex(4),signe] -> souex(4) : s1c3
156 End
157
158 Part mxt [b(0:11), a(0:11), st, sl] -> y(0:11)
159
160
161  hc157m [a(8),a(9),a(10),a(11),b(8),b(9),b(10),b(11),st,sl] -
162  -> y(8),y(9),y(10),y(11) : s1b4y3
163  hc157m [a(0),a(1),a(2),a(3),b(0),b(1),b(2),b(3),st,sl] ->
164  y(0),y(1),y(2),y(3) : s1e4
165  hc157m [a(4),a(5),a(6),a(7),b(4),b(5),b(6),b(7),st,sl] ->
166  y(4),y(5),y(6),y(7) : s1c4
167 End
168
169 Part bidul [d, s,razu] -> clk1, clk2
170
171  Signal s1a2x1, s1b2x1, s1c2x3, s1c2x2, s1c2x1,a2,a1
172

```

```

173 or [s1b2x1,s1a2x1] -> a2 : s1b3y2
174 or [a2,razu] -> clk1
175 and [s1c2x1,clk1] -> s1a2x1 : s1a2y2
176 and [s,d] -> s1b2x1 : s1b2y3
177 and [s1c2x1,d] -> s1c2x2 : s1c2
178 and [s,clk2] -> s1c2x3 : s1c2y2
179 not [s] -> s1c2x1 : s1c1
180 or [s1c2x2,s1c2x3] -> a1 : s1c3
181 or [a1,razu] -> clk2
182 End
183
184 Part addt1[sincosbar,valid,signe,d(0:7),razu,clkfp,razadd] -> c(0:11), cout, s(0:11),
    clk1h, clk2h
185 Signal razubar,valadd(0:7),sb(0:11),cb(0:11),som(0:11),s1b5x1(0:11)
186
187 bidul [valid,sincosbar,razu] -> clk1h,clk2h
188 dlatch12b [razubar,clkfp,sb(0:11)] -> s(0:11)
189 dlatch12b [razadd,clk1h,som(0:11)] -> sb(0:11)
190 dlatch12b [razubar,clkfp,cb(0:11)] -> c(0:11)
191 not [razu] -> razubar
192 dlatch12b [razadd,clk2h,som(0:11)] -> cb(0:11)
193 ouex12b [signe,d(0:7)] -> valadd(0:7)
194
195 cladd(12) [valadd(0:7),signe,signe,signe,signe,s1b5x1(0:11),signe] -> som(0:11),
    cout
196 mxt [sb(0:11),cb(0:11),razu,sincosbar] -> s1b5x1(0:11)
197
198
199 End
200
201
202 Part addition[d(0:7),signe,razadd,clkfp,razu,validdata,sincosbar] ->
s(0:11),c(0:11),clk1h,clk2h
203
204 Signal validbar,da(0:7)
205
206 not[validdata] -> validbar
207 bdfc[validbar,d(0),razadd] -> da(0),--

```

```

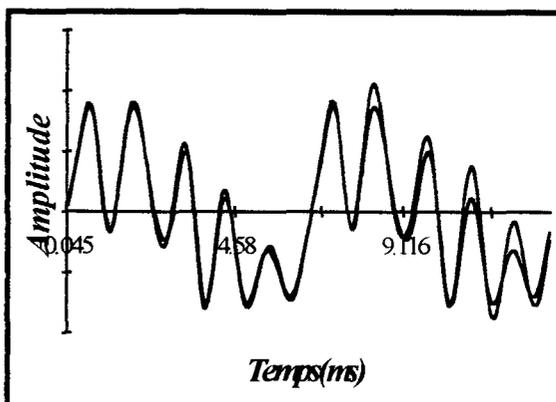
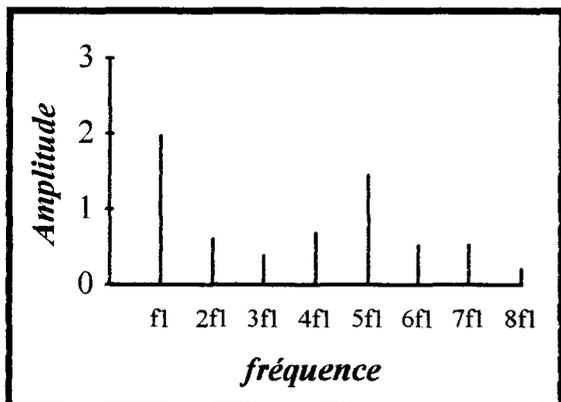
208 bdfc[validbar,d(1),razadd] -> da(1),--
209 bdfc[validbar,d(2),razadd] -> da(2),--
210 bdfc[validbar,d(3),razadd] -> da(3),--
211 bdfc[validbar,d(4),razadd] -> da(4),--
212 bdfc[validbar,d(5),razadd] -> da(5),--
213 bdfc[validbar,d(6),razadd] -> da(6),--
214 bdfc[validbar,d(7),razadd] -> da(7),--
215
216 addt1 [sincosbar, validdata, signe, da(0:7), razu, clkfp, razadd] -> c(0:11),--,s(0:11),
217 clk1h, clk2h
218 End
219
220 Part sincosmux[s(0:11),c(0:11),a] -> csh(0:11)
221 es24mux21[a,s(0),c(0),s(1),c(1),s(2),c(2),s(3),c(3)] -> csh(0:3)
222 es24mux21[a,s(4),c(4),s(5),c(5),s(6),c(6),s(7),c(7)] -> csh(4:7)
223 es24mux21[a,s(8),c(8),s(9),c(9),s(10),c(10),s(11),c(11)] -> csh(8:11)
224
225 End
226
227 Part har[clk,razu,clkcan,vrefp(0:7),vrefn(0:7),vin(0:7),select,valcpt(0:9)] -> h(0:11),
    clkfp, clkhar, signehar, validdata, startg, eoc, clk1h, clk2h
228
229 Signal d(0:7),razubar,sh(0:11),ch(0:11),razbarcpt,sincosbar,razadd
230
231 vccins
232 gndins
233 diggnd1ins
234 diggnd2ins
235 digpwr1ins
236 digpwr2ins
237
238 cmdcycle [clk,razu] -> razbarcpt
239 not[razu] -> razubar
240
241 div_har[clk,razu,razbarcpt,valcpt(0:9)] -> sincosbar,clkhar,signehar
242
243 canbal[clkhar,eoc,clkcan,razbarcpt,razubar] -> startg,validdata,clkfp,razadd
244

```

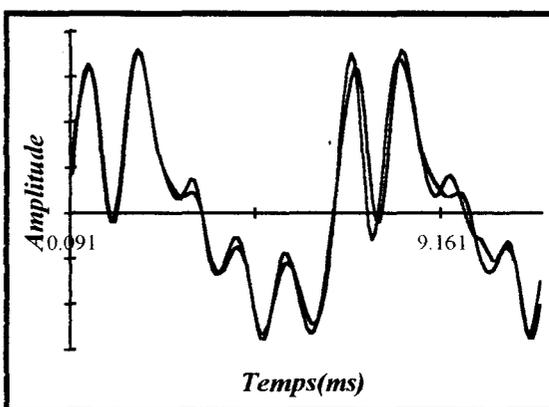
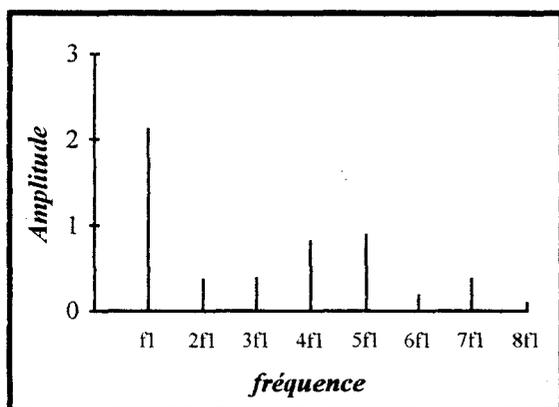
```
245 can[vrefp(0:7),vrefn(0:7),Vcc,vin(0:7),clkcan,startg] -> d(0:7),eoc
246
247 addition[d(0:7),signehar,razadd,clkfp,razu,validdata,sincosbar] -> sh(0:11), ch(0:11),
    clk1h, clk2h
248
249 sincosmux[sh(0:11),ch(0:11),select] -> h(0:11)
250
251 End
252
253 Externalsignal clk,razu,clkcan,vrefp(0:7),vrefn(0:7),vin(0:7),select,valcpt(0:9)
254
255 Externalsignal h(0:11),clkfp,clkhar,signehar,validdata,startg,eoc,clk1h,clk2h
256
257 har[clk,razu,clkcan,vrefp(0:7),vrefn(0:7),vin(0:7),select,valcpt(0:9)] -> h(0:11), clkfp,
    clkhar, signehar, validdata, startg, eoc, clk1h, clk2h
258
259
260 Endoffile
183 statements compiled.
```

ANNEXE 3

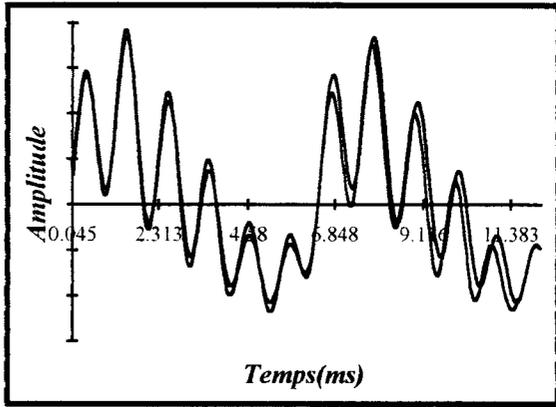
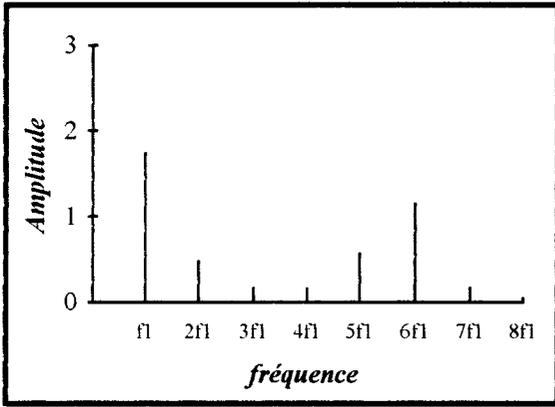
SPECTRE D'AMPLITUDE ET REPRESENTATION TEMPORELLE DES VOYELLES



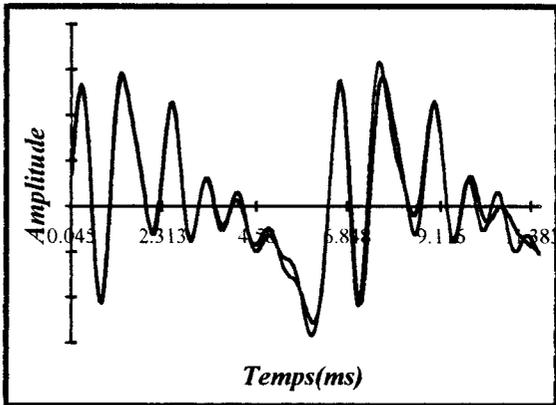
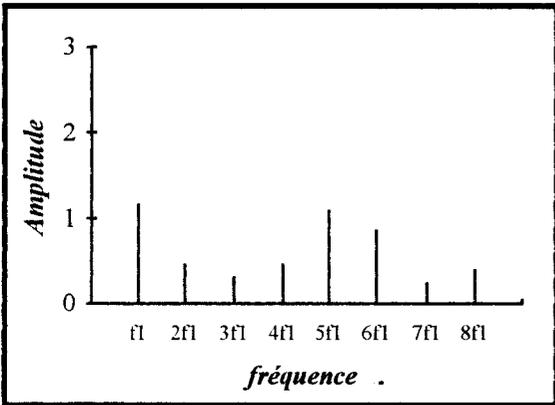
Voyelle / a / : Locuteur 1



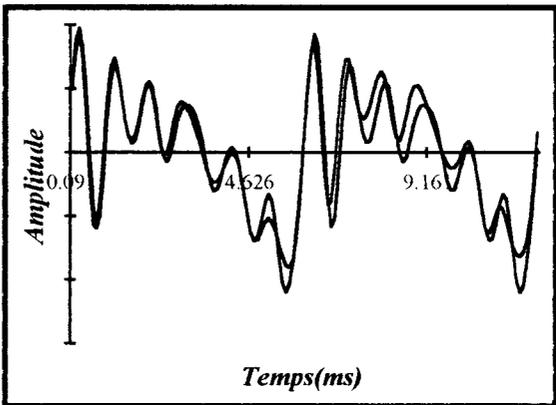
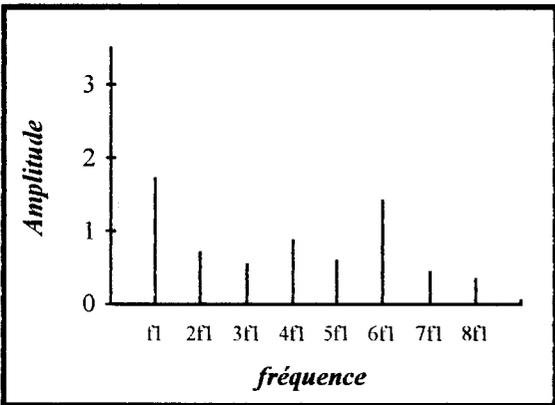
Voyelle / a / : Locuteur 2



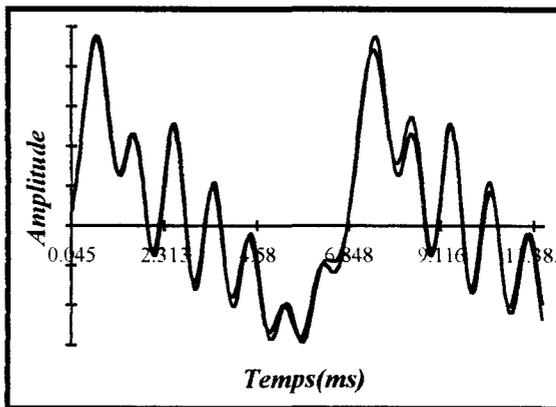
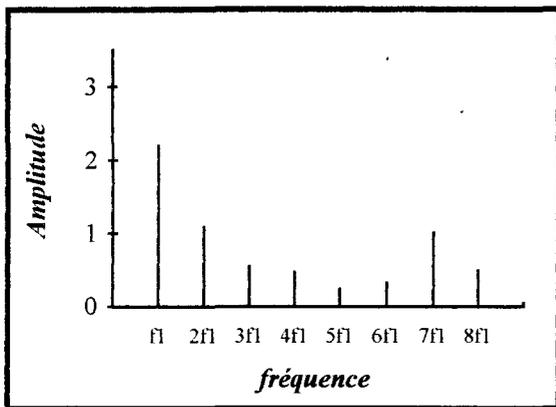
Voyelle / a / : Locuteur 4



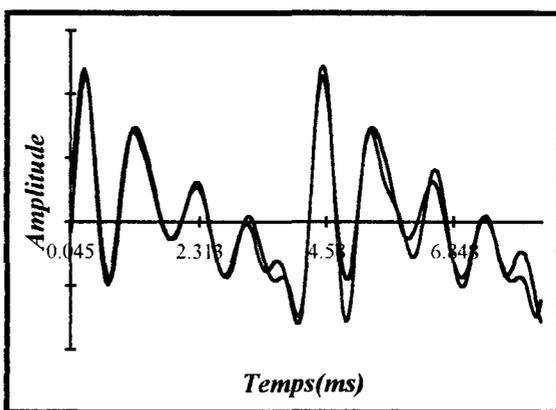
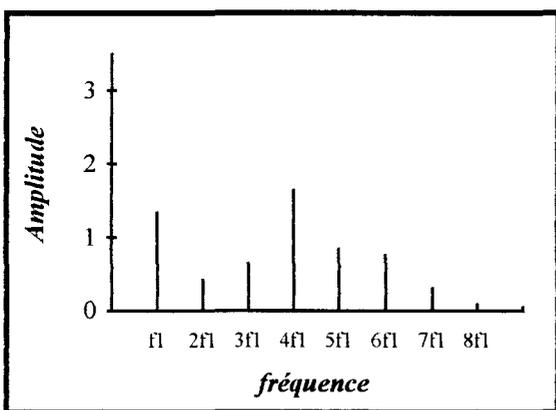
Voyelle / a / : Locuteur 5



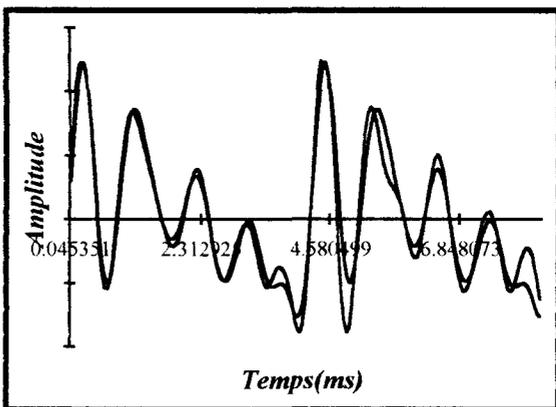
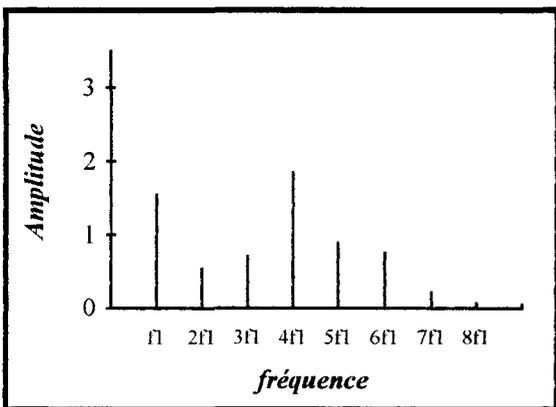
Voyelle / a / : Locuteur 7



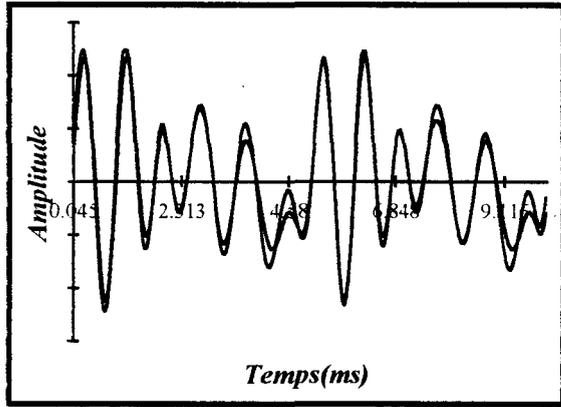
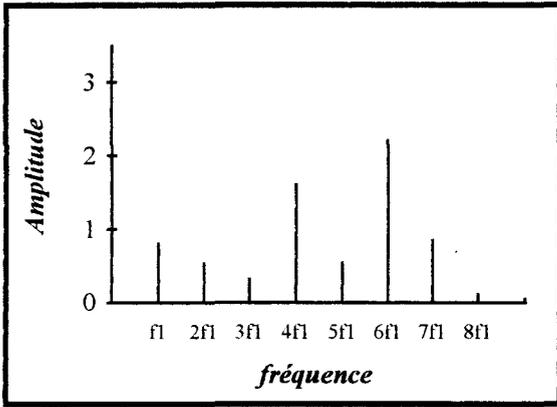
Voyelle / a / : Locuteur 8



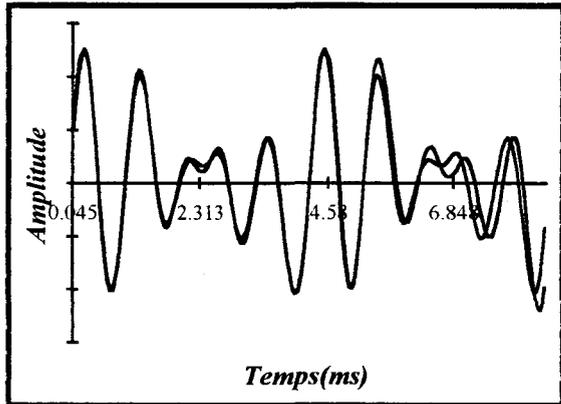
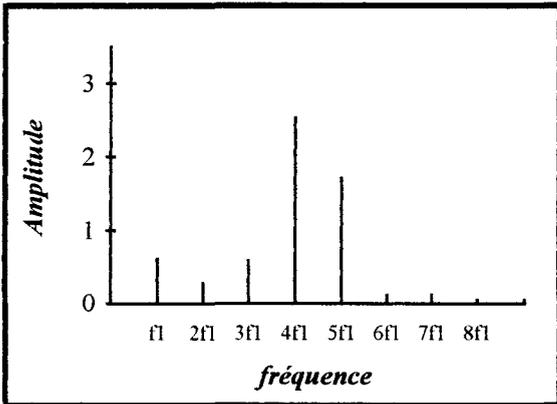
Voyelle / a / : Locuteur 9



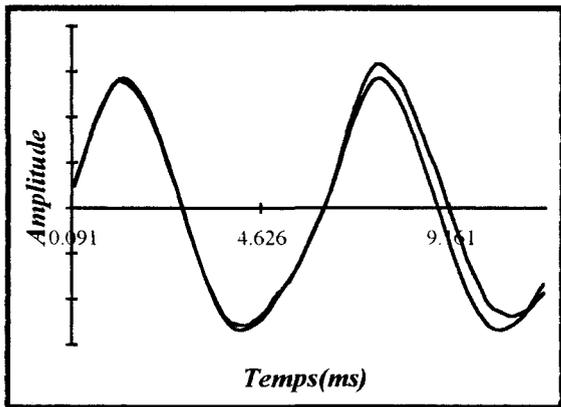
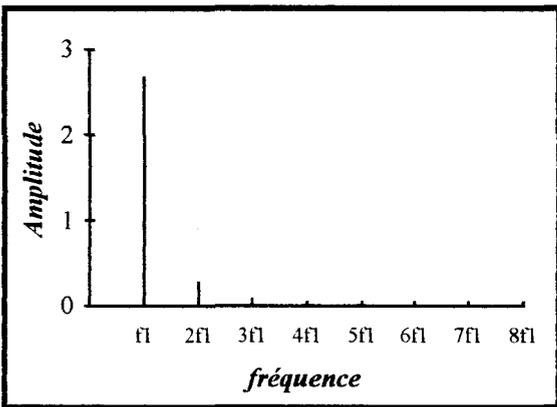
Voyelle / a / : Locuteur 10



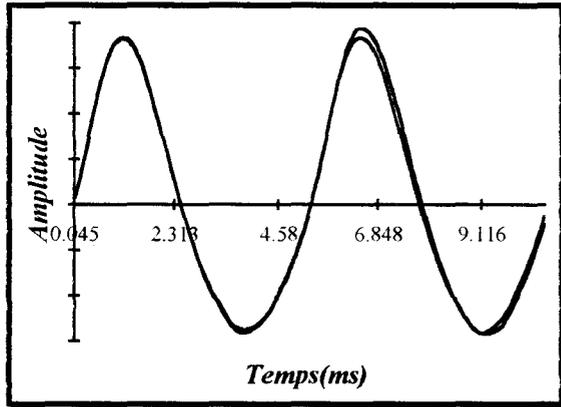
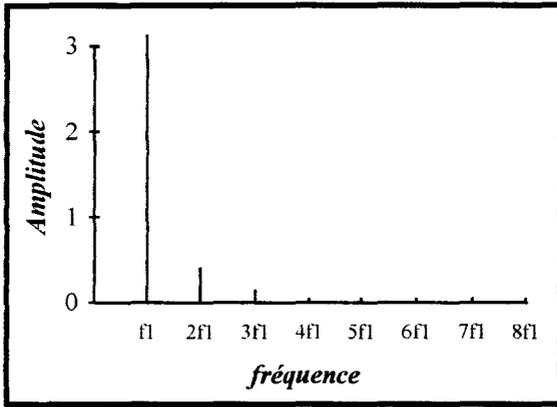
Voyelle / a / : Locuteur 11



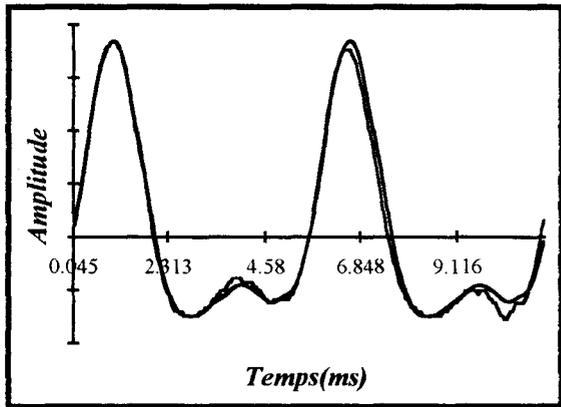
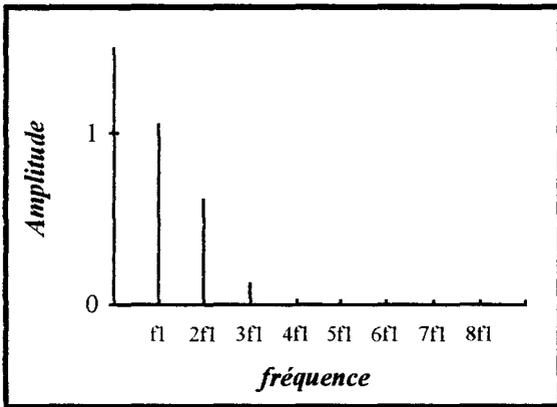
Voyelle / a / : Locuteur 12



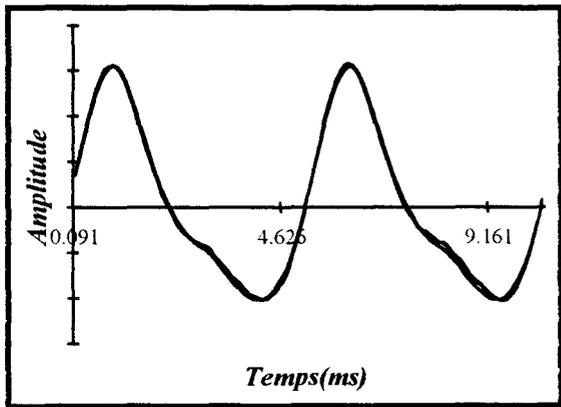
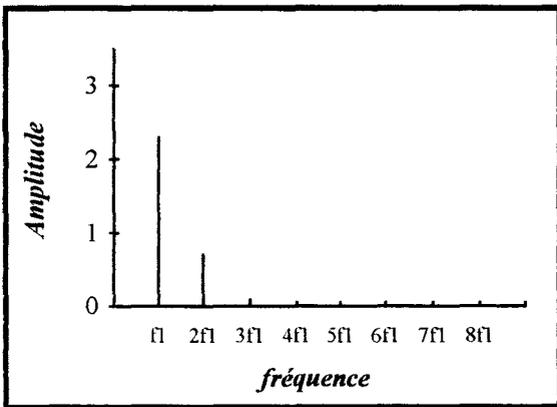
Voyelle / i / : Locuteur 2



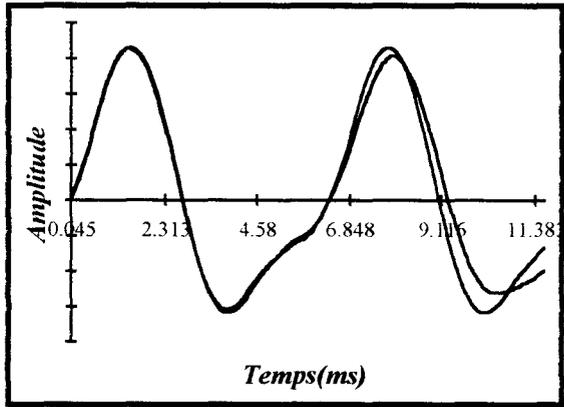
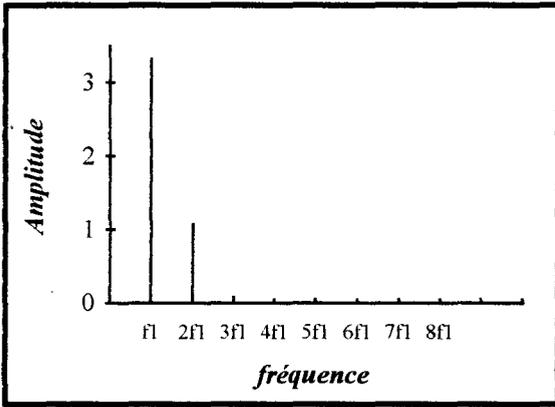
Voyelle / i / : Locuteur 4



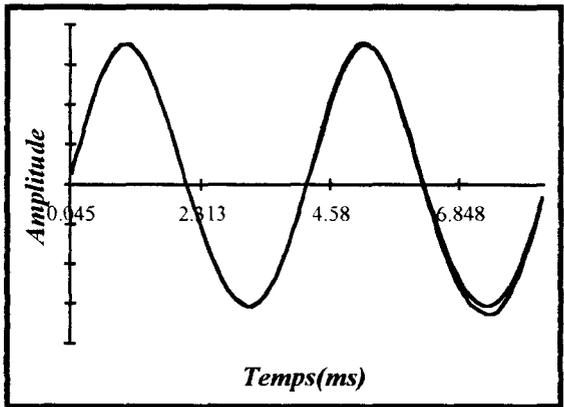
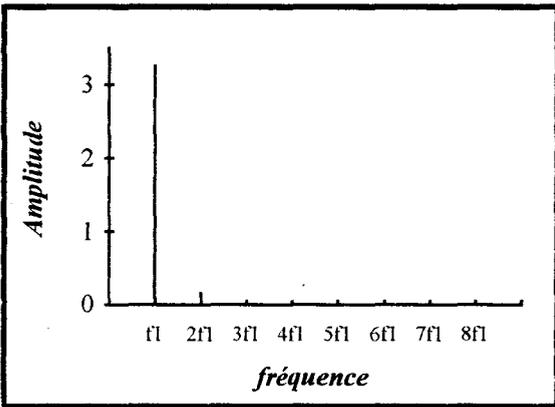
Voyelle / i / : Locuteur 5



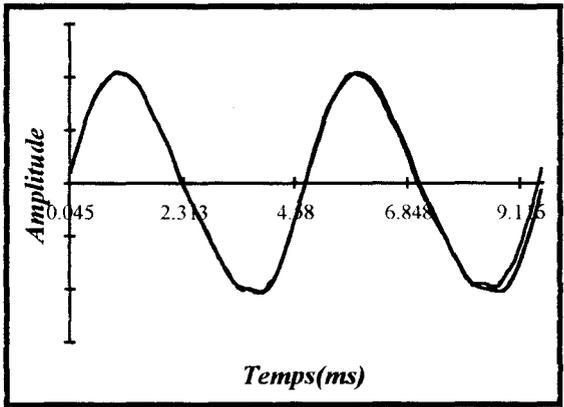
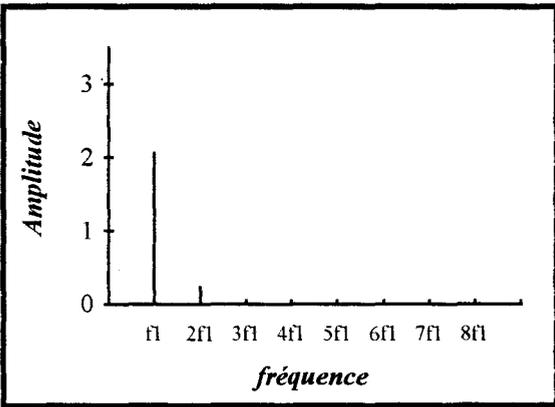
Voyelle / i / : Locuteur 7



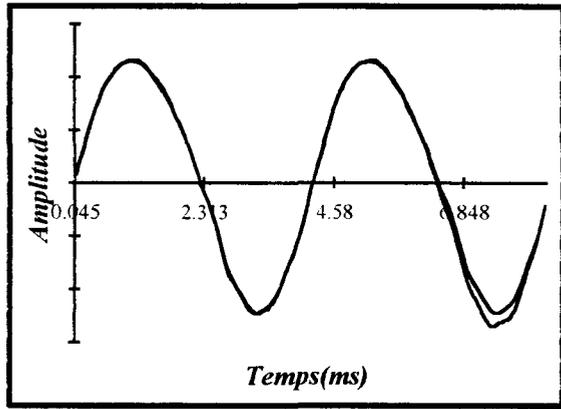
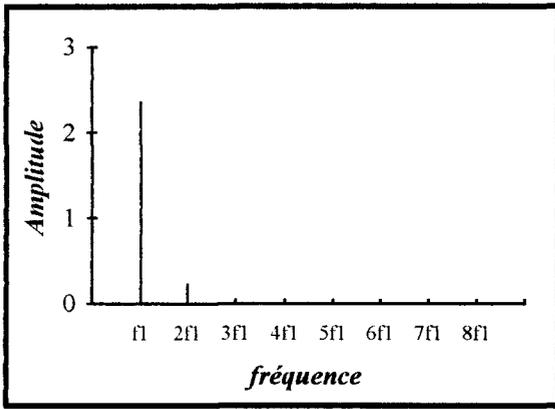
Voyelle / i / : Locuteur 8



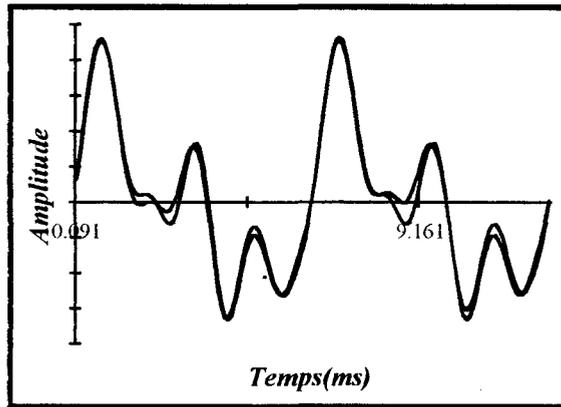
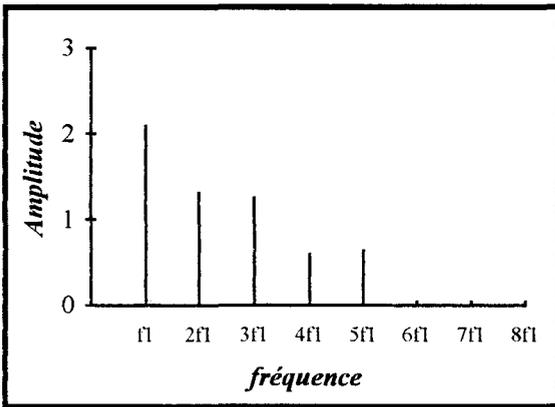
Voyelle / i / : Locuteur 10



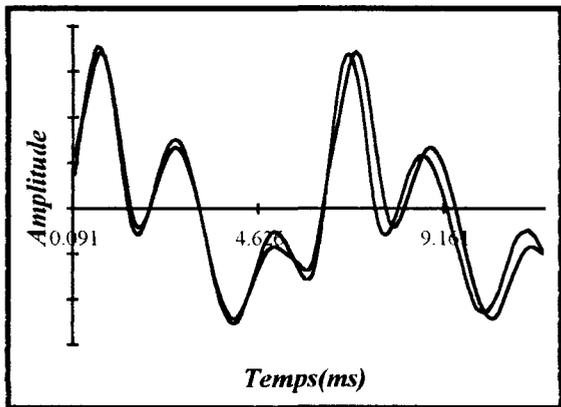
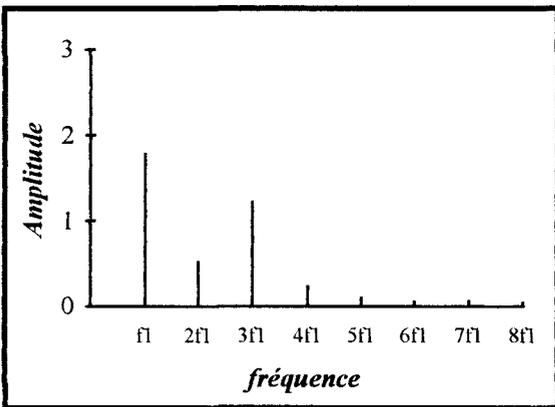
Voyelle / i / : Locuteur 11



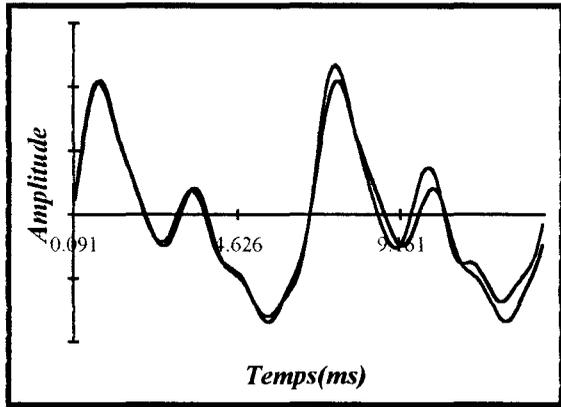
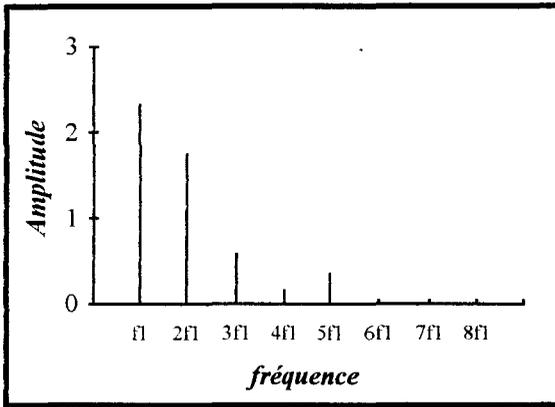
Voyelle / i / : Locuteur 12



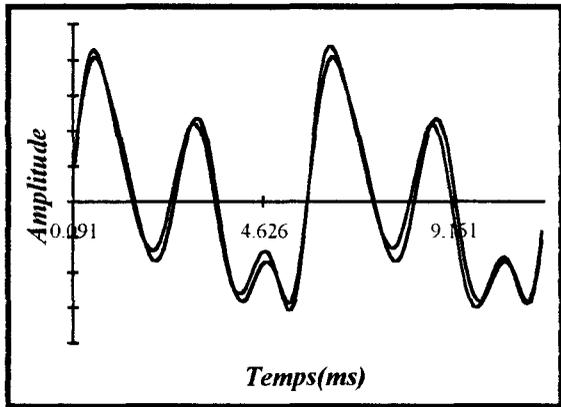
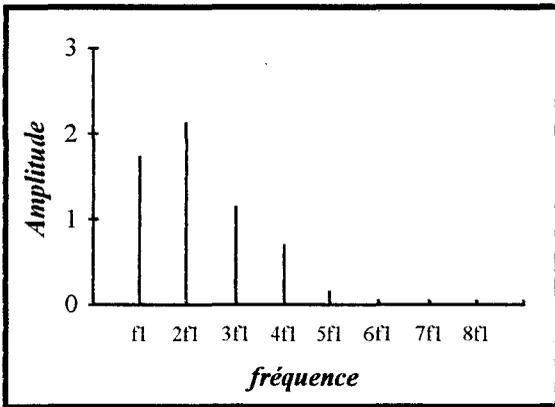
Voyelle / o / : Locuteur 1



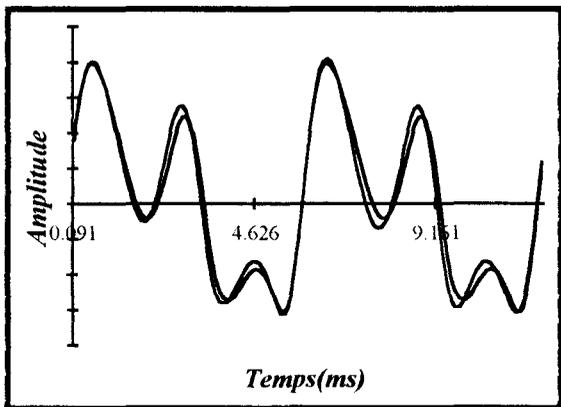
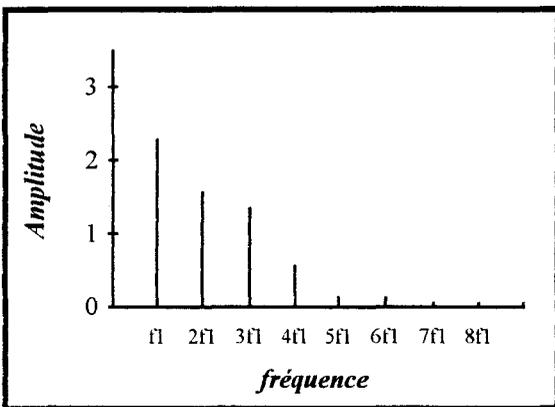
Voyelle / o / : Locuteur 2



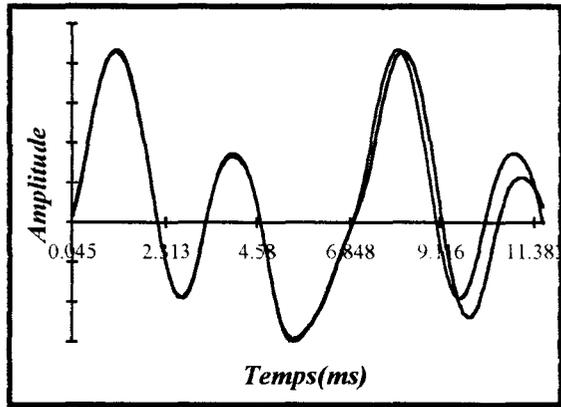
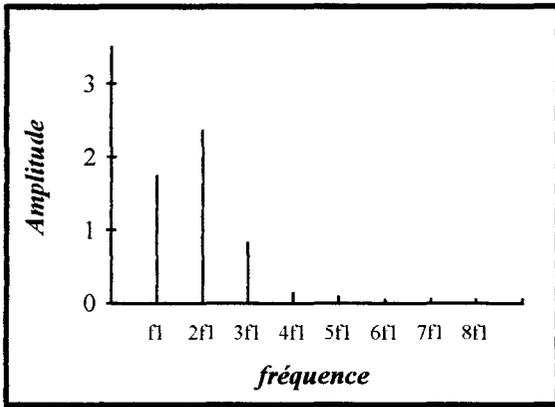
Voyelle / o / : Locuteur 4



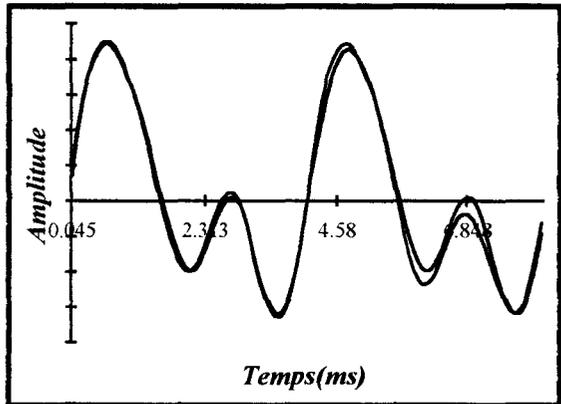
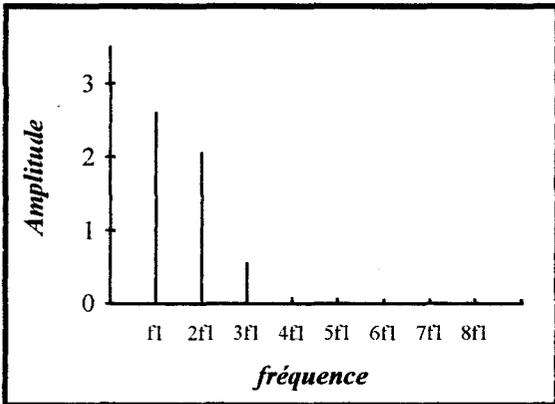
Voyelle / o / : Locuteur 5



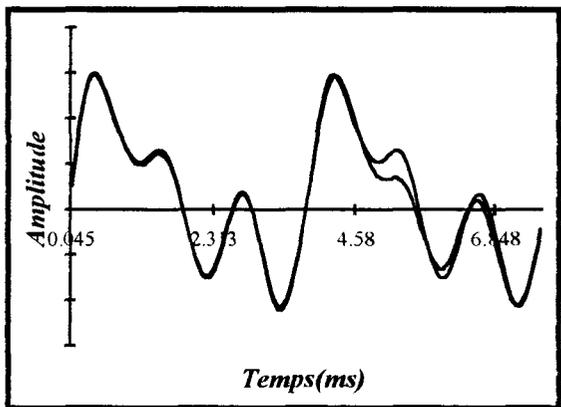
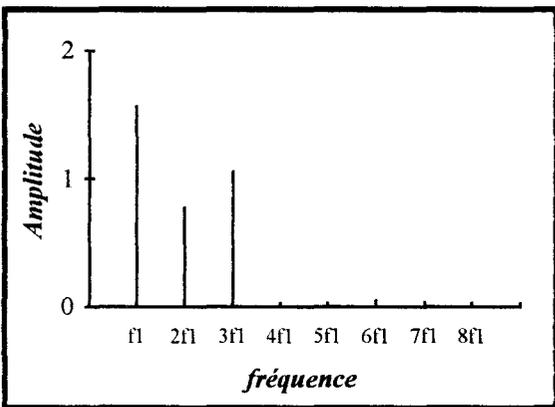
Voyelle / o / : Locuteur 7



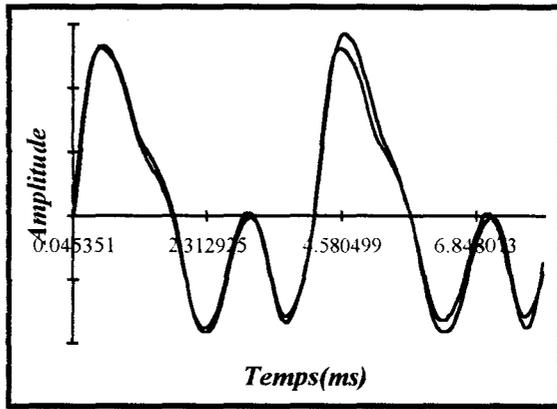
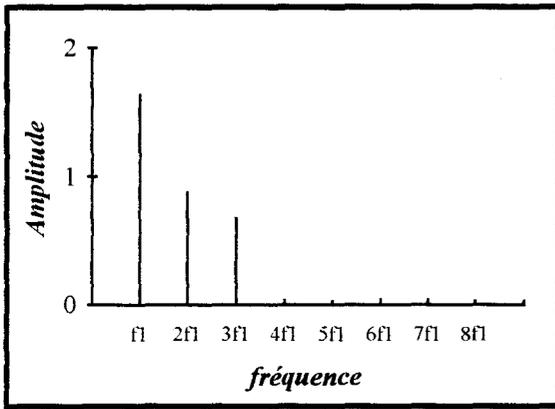
Voyelle / o / : Locuteur 8



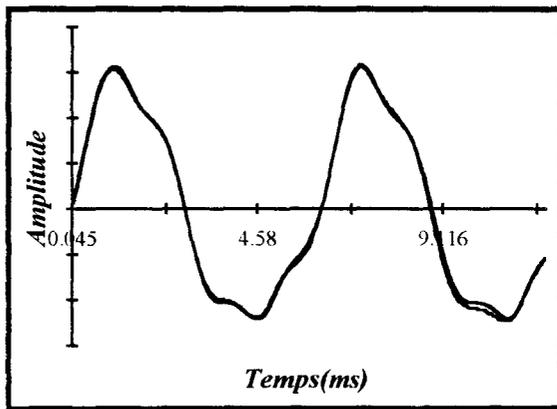
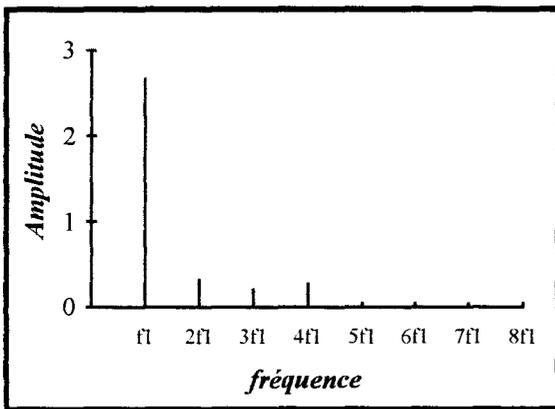
Voyelle / o / : Locuteur 10



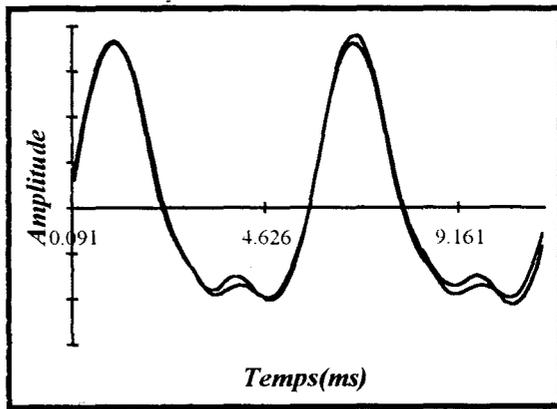
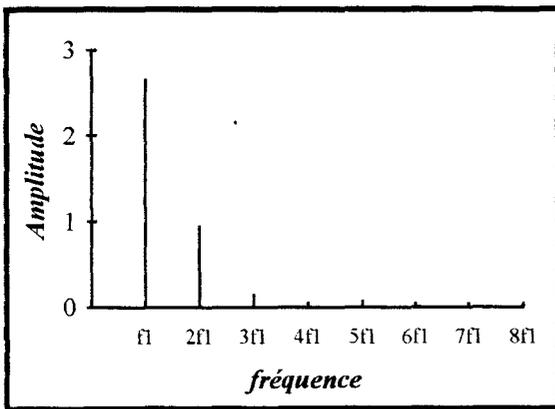
Voyelle / o / : Locuteur 12



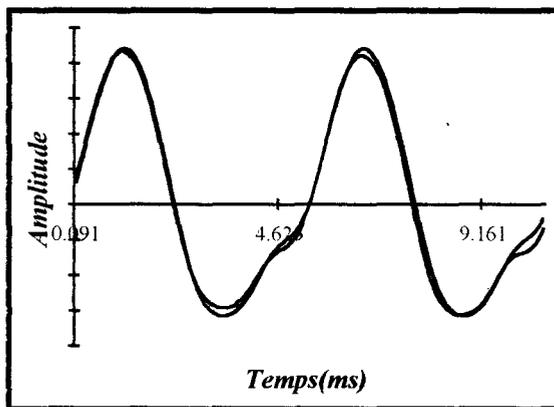
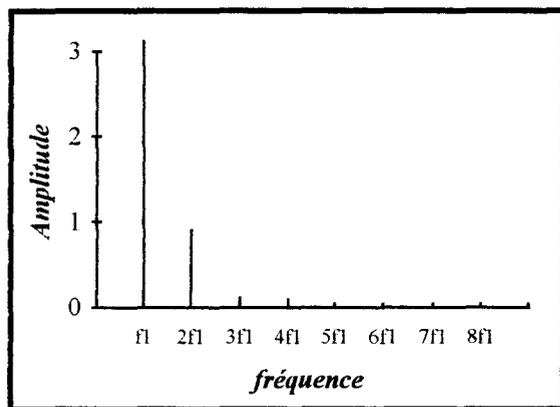
Voyelle / o / : Locuteur 13



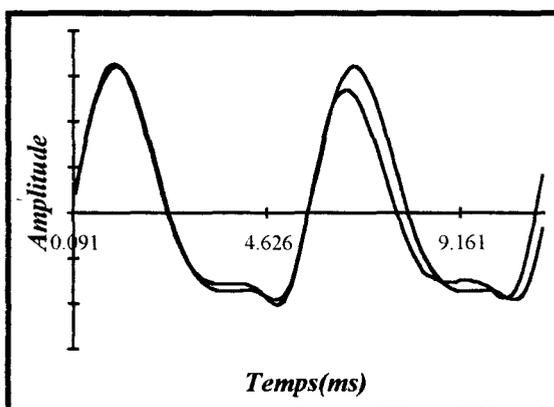
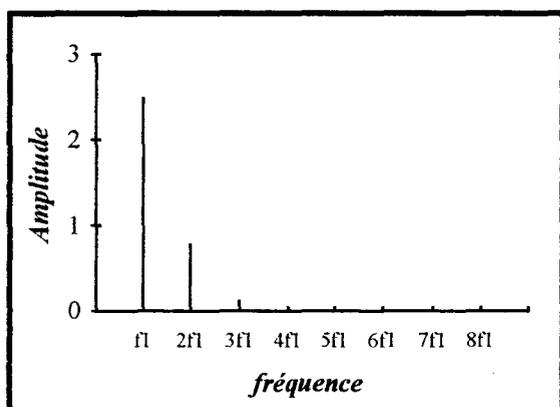
Voyelle / ou / : Locuteur 1



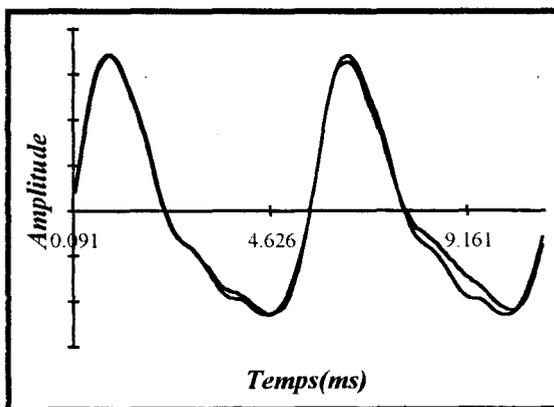
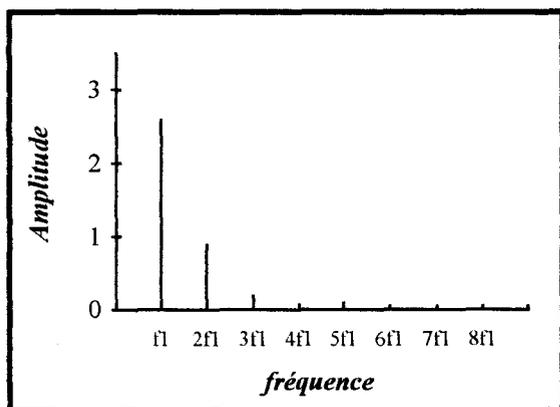
Voyelle / ou / : Locuteur 2



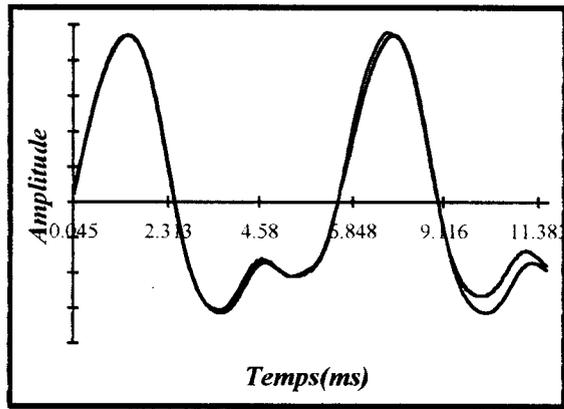
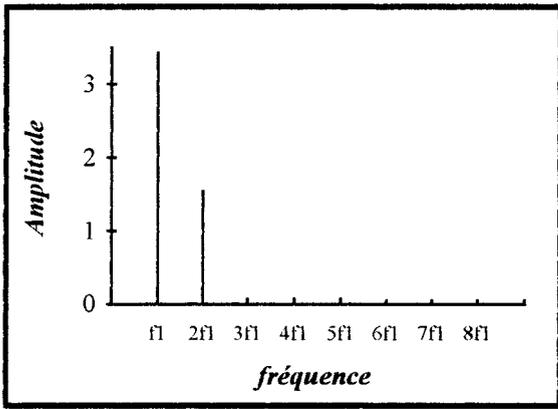
Voyelle / ou / : Locuteur 4



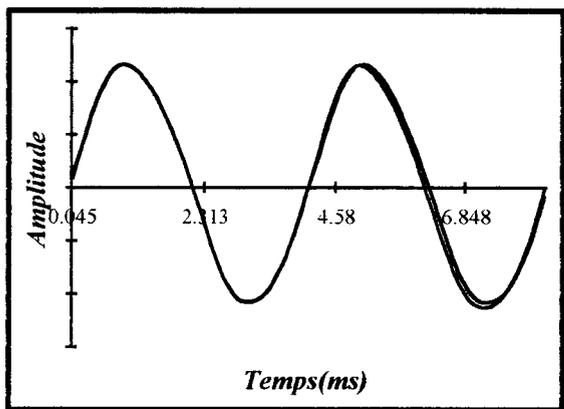
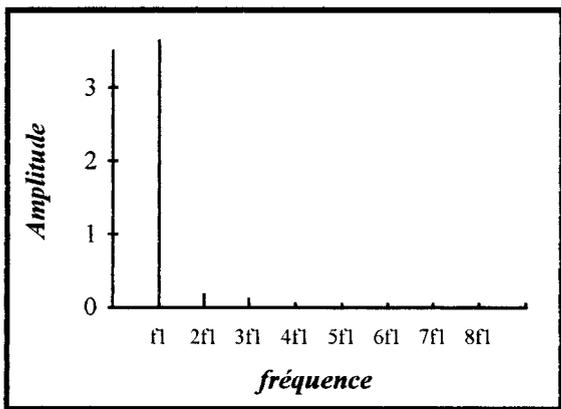
Voyelle / ou / : Locuteur 5



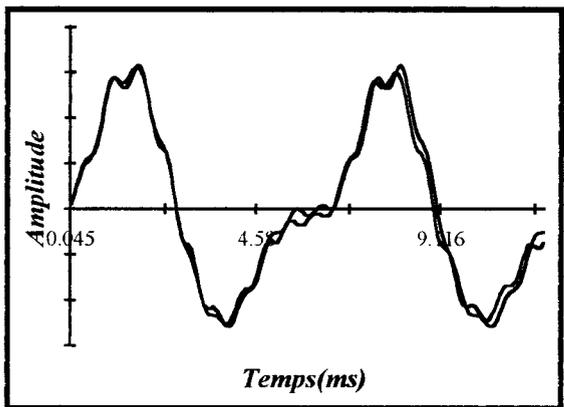
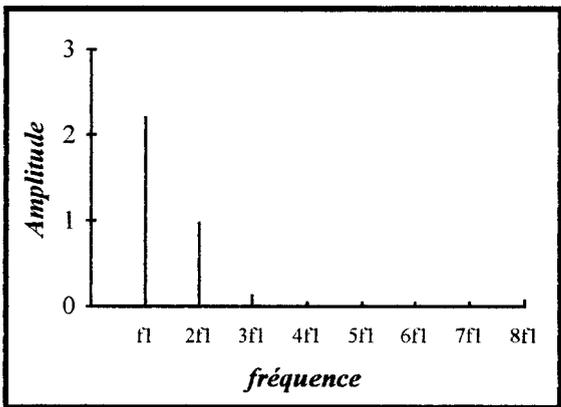
Voyelle / ou / : Locuteur 7



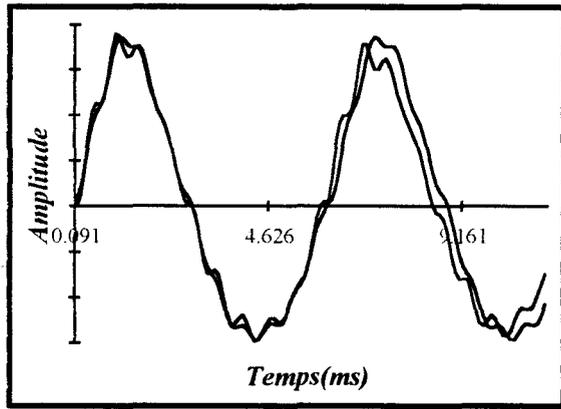
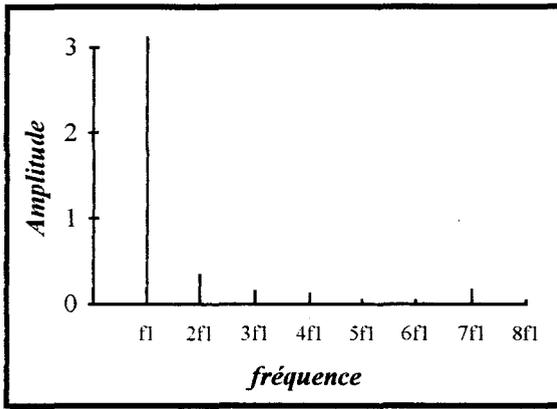
Voyelle / ou / : Locuteur 8



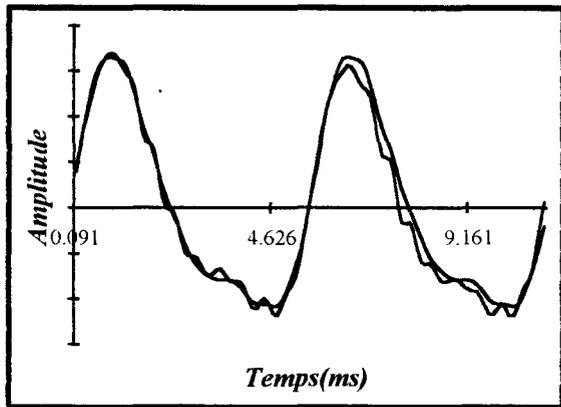
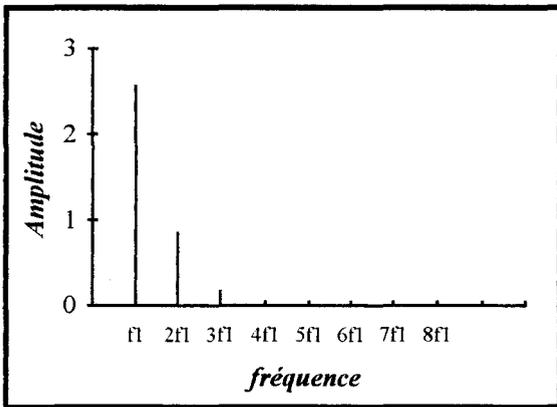
Voyelle / ou / : Locuteur 12



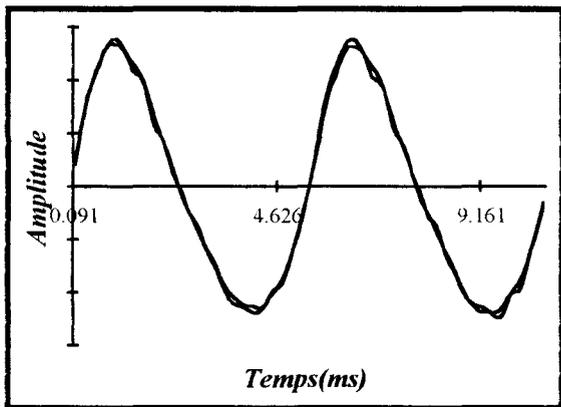
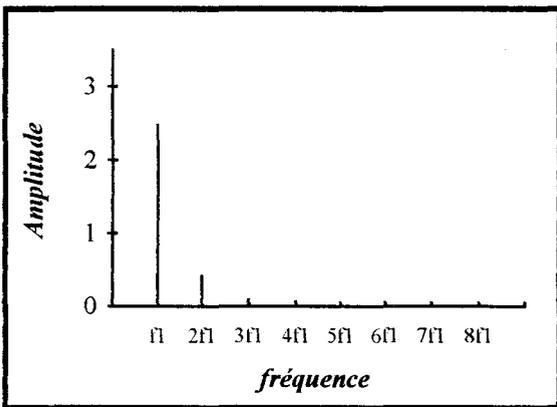
Voyelle / u / : Locuteur 1



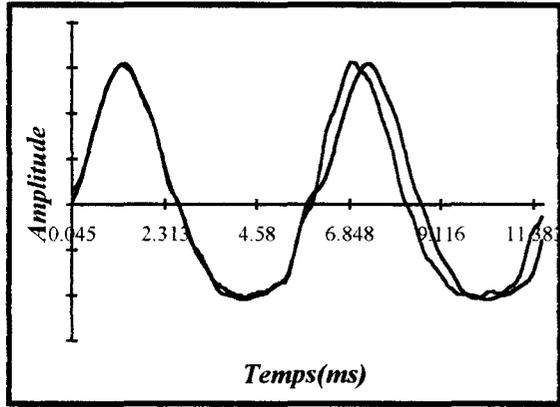
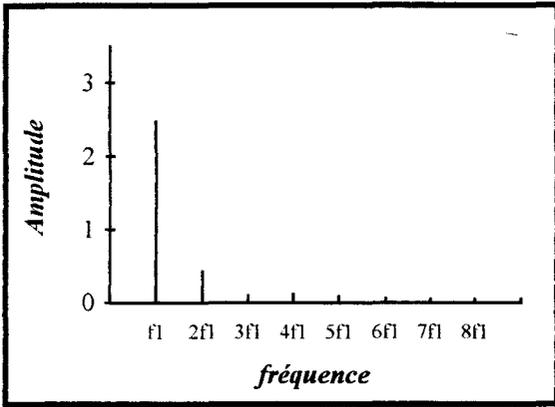
Voyelle / u / : Locuteur 2



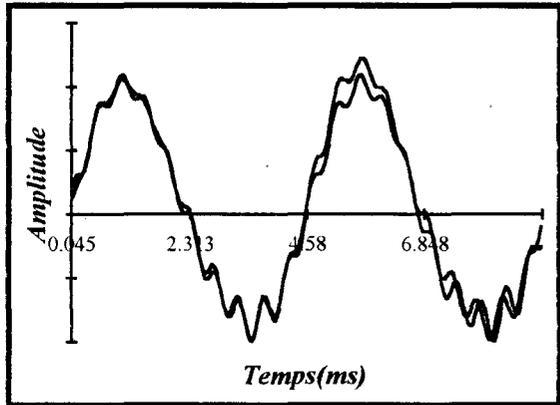
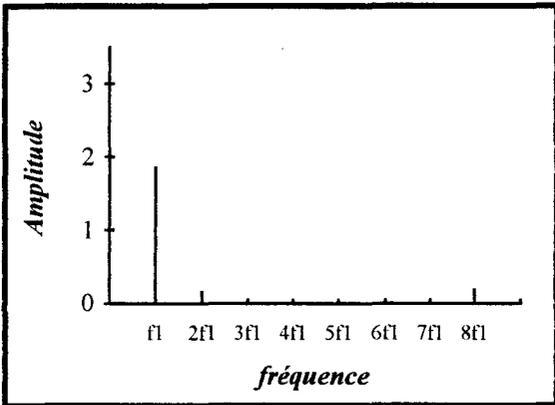
Voyelle / u / : Locuteur 5



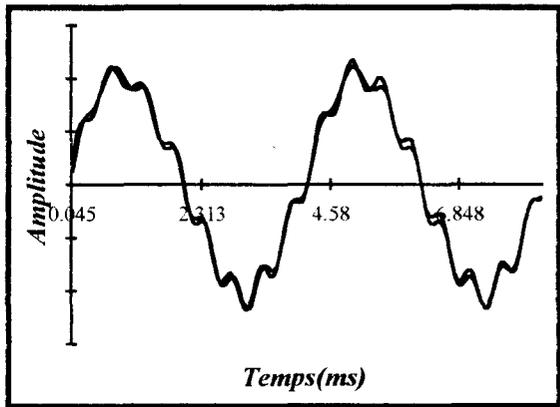
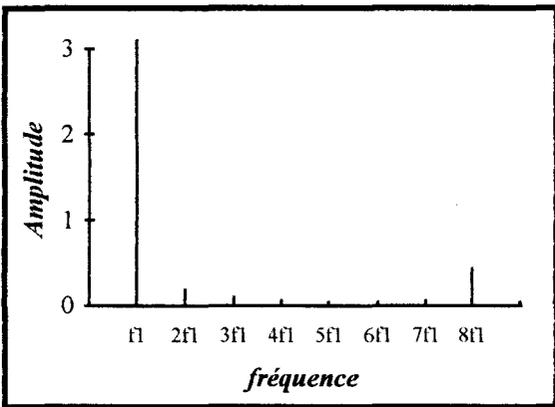
Voyelle / u / : Locuteur 7



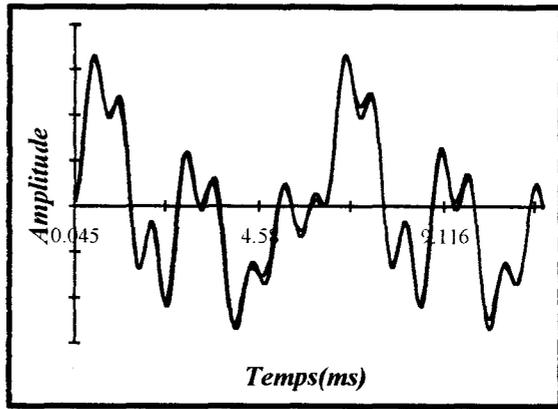
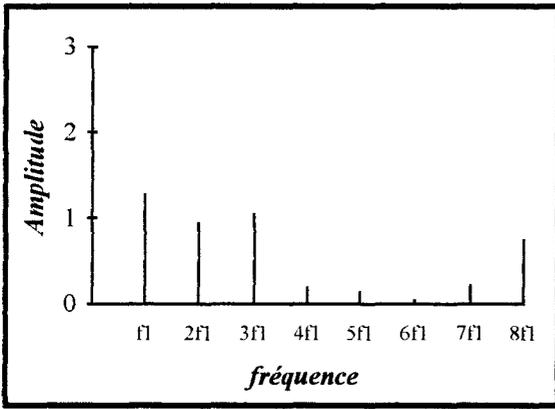
Voyelle / u / : Locuteur 8



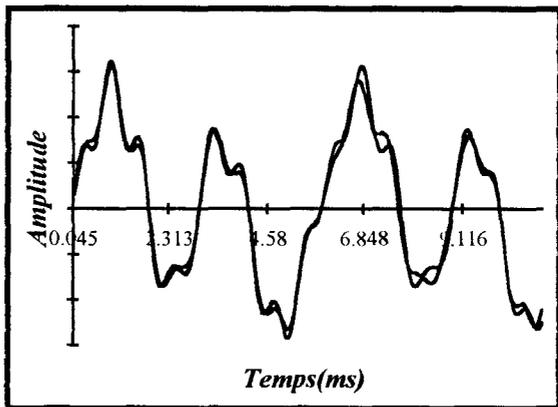
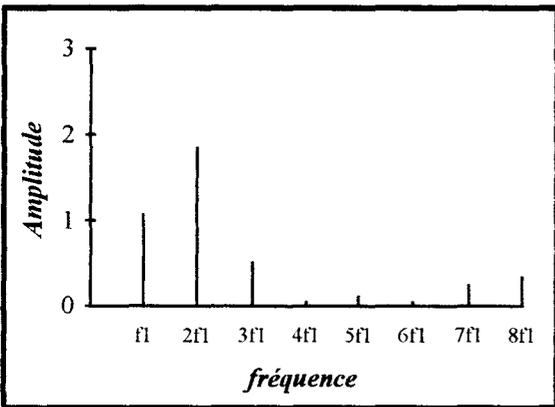
Voyelle / u / : Locuteur 11



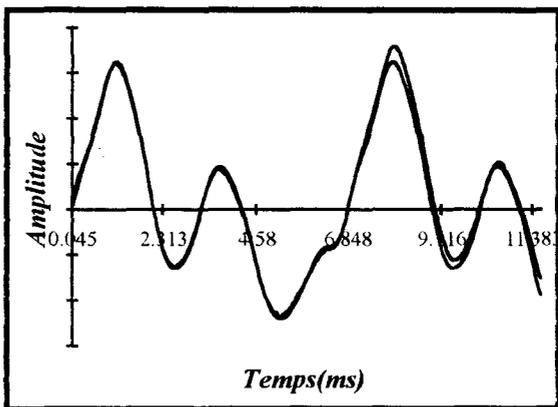
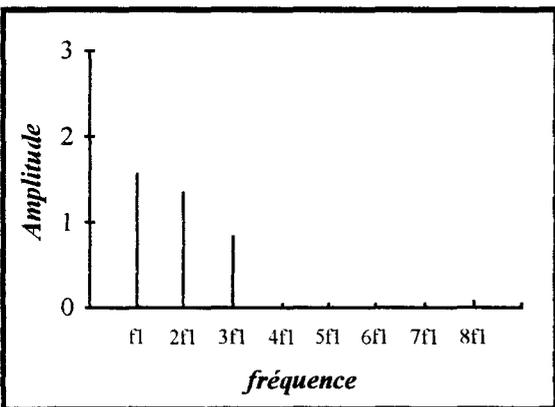
Voyelle / u / : Locuteur 12



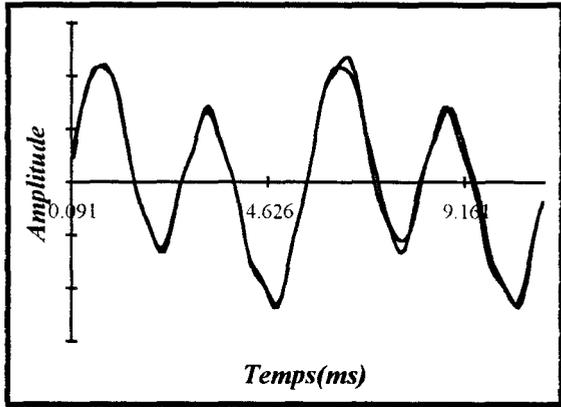
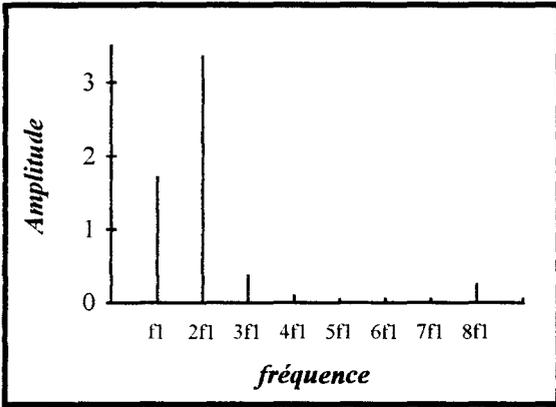
Voyelle / e / : Locuteur 1



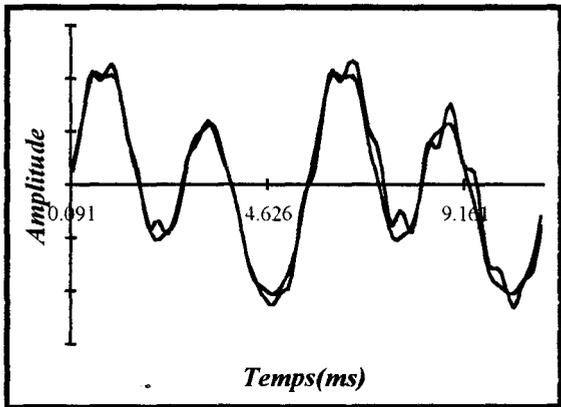
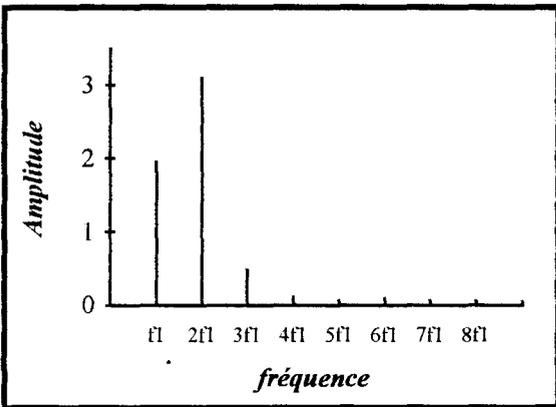
Voyelle / e / : Locuteur 2



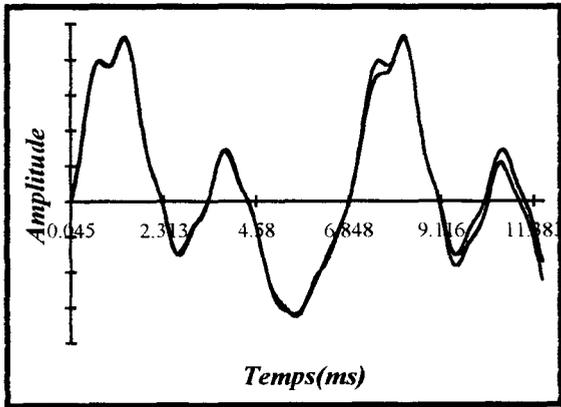
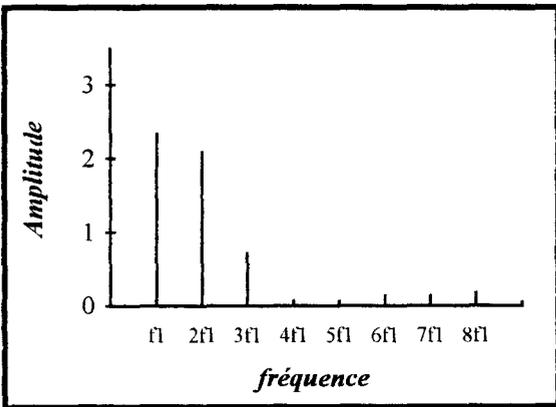
Voyelle / e / : Locuteur 4



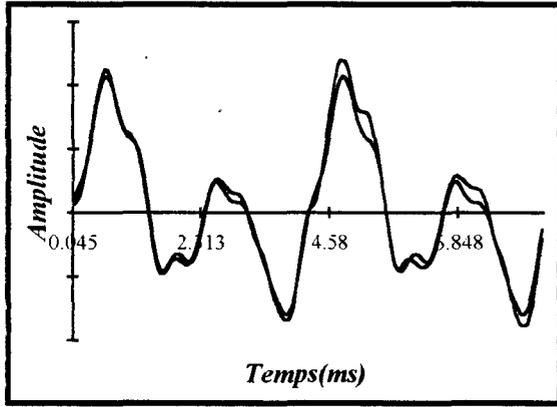
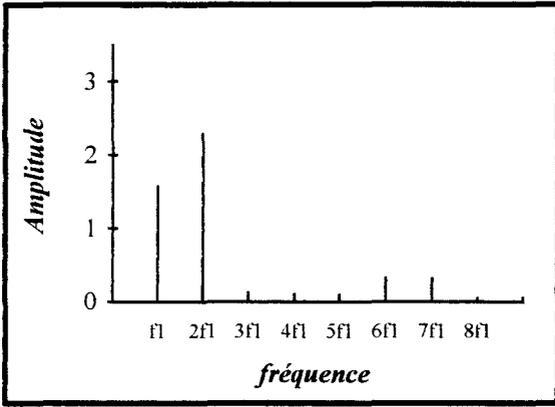
Voyelle / e / : Locuteur 5



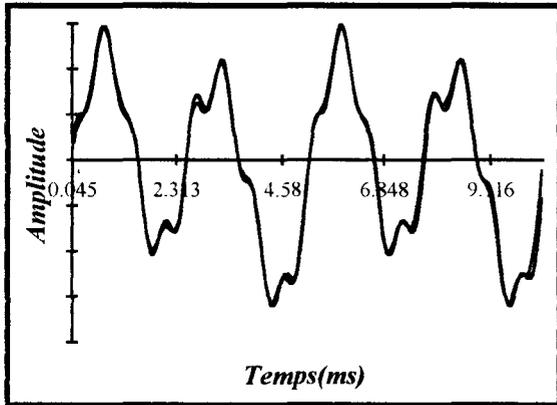
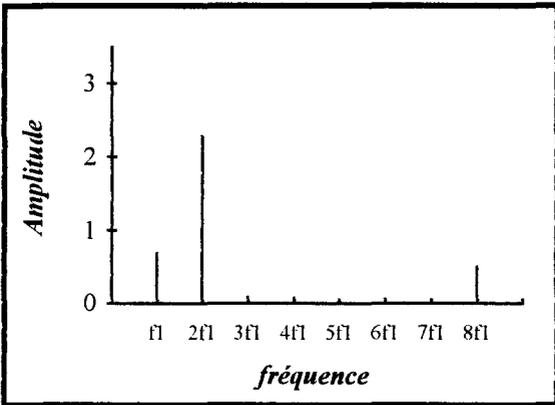
Voyelle / e / : Locuteur 7



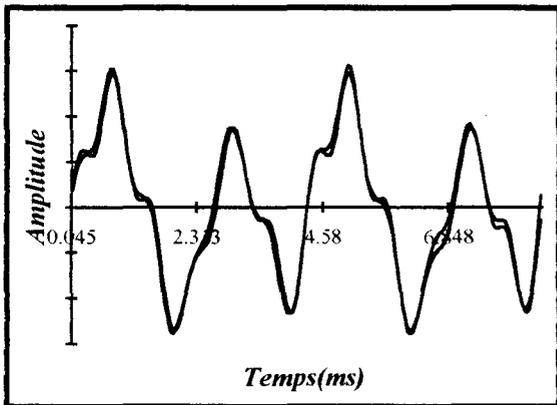
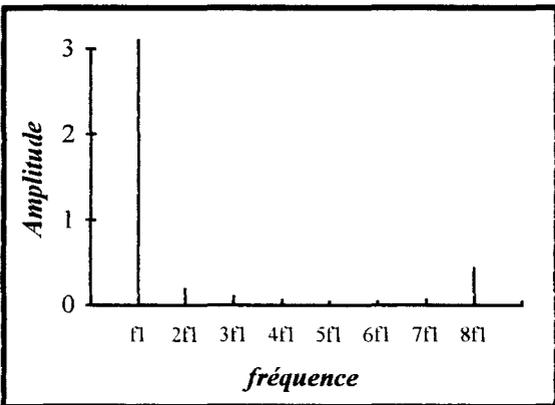
Voyelle / e / : Locuteur 8



Voyelle / e / : Locuteur 10



Voyelle / e / : Locuteur 11



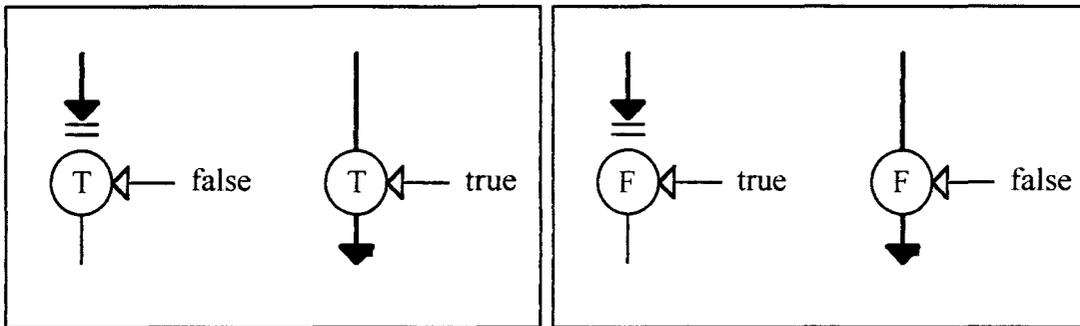
Voyelle / e / : Locuteur 12

ANNEXE 4

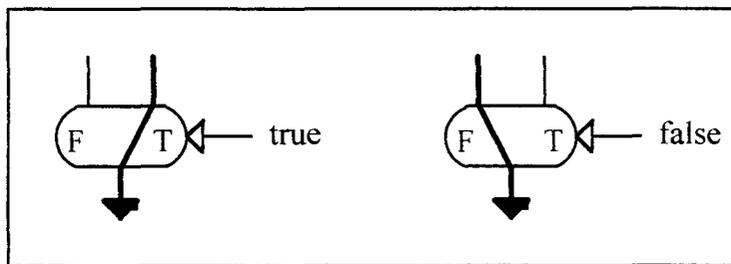
Graphe flot de données

Le graphe flot de donnée est un moyen exprimant une algorithmique selon un certain formalisme sans parler d'architecture.

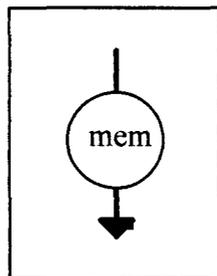
Pour construire le graphe flot de données d'un algorithme, et pour en calculer le profil de parallélisme, on utilise des opérateurs de contrôle tel que :



Blocage et passage du flot



Aiguillage du flot



mémorisation du flot

ANNEXE 5

Fichier de simulation du calcul des harmoniques sous SOLO 1400

```

main()
{
    int i;
    int j;
    int k;
    Input  clk;
    Input  razu;
    Input  clkcan;
    Input  vrefp(7:0);
    Input  vrefn(7:0);
    Input  vin(7:0);
    Input  select;
    Input  valcpt(9:0);

    Output h(11:0);
    Output clkfp;
    Output clkhar;
    Output signehar;
    Output validdata;
    Output startg;
    Output eoc;
    Output clk1h;
    Output clk2h;

    Set_Cycle(10);
    select = 0;
    vin(7:0) = 0;
    clk = 0;
    clkcan = 0;
    vrefp(7:0) = 2_11111111;
    vrefn(7:0) = 2_00000000;
    valcpt(9:0) = 2_1001110100; ----> harmonique 1
    valcpt(9:0) = 2_1011101001; ----> harmonique 2
    valcpt(9:0) = 2_1001011101; ----> harmonique 3
    valcpt(9:0) = 2_1111010011; ----> harmonique 4
    valcpt(9:0) = 2_1001101011; ----> harmonique 5
    valcpt(9:0) = 2_1010111011; ----> harmonique 6
    valcpt(9:0) = 2_1001000111; ----> harmonique 7
    valcpt(9:0) = 2_0001100111; ----> harmonique 8
    j = 0;
    k = 0;
    razu = 0;
    Simulate;
}

```

```

for ( i = 0; i < 680000; i ++ )
{
    j ++;
    k ++;
    if(i < 1110) {
        razu = 1;
        if( k == 31) {
            Toggle(clkcan);
            k = 0;
        }
        if( j == 37 ) {
            Toggle(clk);
            j = 0;
        }
        Simulate;
    }
    else {
        razu = 0;
        if( i % 2048 == 0) {
            vin(7:0) = (i % 254) % 254;
        }
        if(k == 31) {
            Toggle(clkcan);
            k = 0;
        }
        if(j == 37) {
            Toggle(clk);
            j=0;
        }
        Simulate;
    }
}
}
}

```

ANNEXE 6

CARACTERISTIQUES PHYSIQUES DU CIRCUIT INTEGRE "FFT-QP"

\$FILE_FORMAT GATE 3.3
OPTIMISED
Metal_Layers=2
PROCESS_FILE_PRIVATE=process_file_private
PROCESS_FILE_PUBLIC=process_file_public
MODEL version 6.2.2 Fri Feb 12 1993 11:01:08
PLACE version 6.3 Fri Feb 12 1993 11:03:29
GATE version 6.2 Fri Feb 12 1993 11:04:26

Total number of parts:	800
Total number of stages:	2022
Largest wire number used:	1338
Largest external wire:	60
Maximum number of parameters:	111
Total number of parameters:	4490
Maximum wire use:	55
Total number of pads:	36
Number of standard cell types:	3
Number of block types:	0
Number of columns:	2
Maximum cells per column:	119
Number of cells in column 1:	119
Number of cells in column 2:	118
Maximum rows per column:	14
Number of rows in column 1:	13
Number of rows in column 2:	14

Chip Image Data

Number of pads = 36
Array area (mm) = 2.15 x 2.23 = 4.79 sq.mm
Array area (mil) = 84.71 x 87.72 = 7430.32 sq.mil

Active chip area (mm) = 3.34 x 3.41 = 11.40 sq.mm

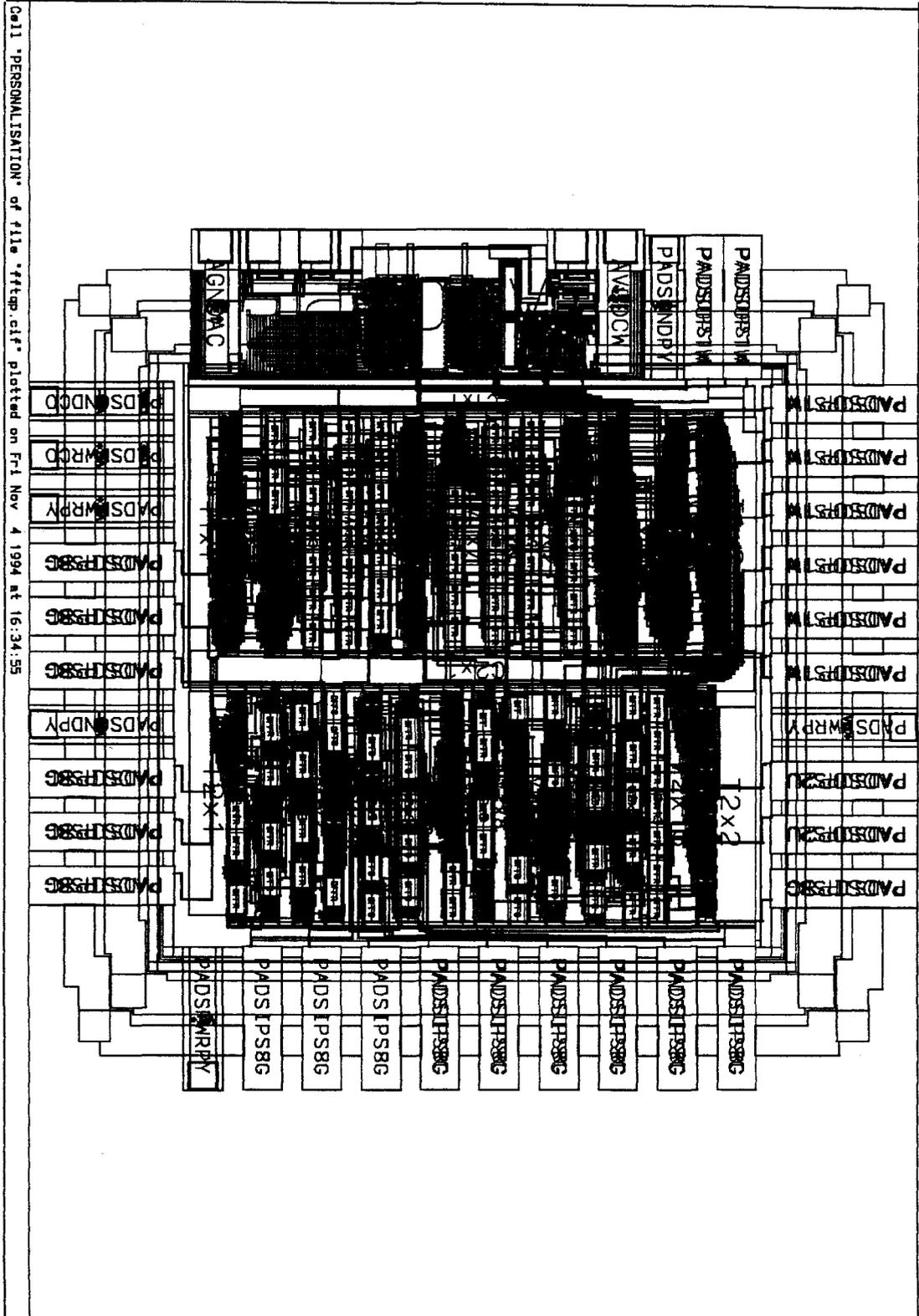
Active chip area (mil) = 131.48 x 134.35 = 17663.84 sq.mil

Die size (mm) = 3.55 x 3.62 = 12.86 sq.mm

Die size (mil) = 139.75 x 142.61 = 19929.97 sq.mil

ANNEXE 7

MASQUE DU CIRCUIT DU CIRCUIT INTEGRE "FFT-QP"



BIBLIOGRAPHIE

ABAUZIT P.

"Etude et réalisation d'un calculateur rapide: application au traitement, en temps réel, du signal de parole", Thèse de docteur ingénieur, INP Grenoble, 1980.

ATAL B. S., HANAUER S. L.

"Speech analysis and synthesis by linear prediction of the speech wave", The Journal of Acoustical Society of America, Vol. 50, 637-655, 1971.

AUGER F., DONCARLI C.

"Quelques commentaires sur des représentations temps-fréquences proposées récemment", Revue Traitement du signal Vol. 9, pp. 3-25, 1992.

BELANGER M.

"Traitement numérique du signal. Théorie et pratique", Ed. MASSON, Paris, 1990.

BENOIT C.

"caractéristiques individuelles du locuteur par analyse des données temporelles du signal de parole", Thèse de docteur ingénieur, INP Grenoble, 1985.

BERGER-VACHON C., GENIN J., MOUSSHINE R.

"Etude du codage acoustique effectué par la prothèse cochléaire Chorimac. Comparaison des résultats obtenus en reconnaissance de la parole", Annales des Télécommunications, 42, n° 3-4, pp. 119-131, 1987.

BIING-HWANG J., RABINER L. R., WILPON J. G.

"On the use of bandpass liftering in speech recognition" IEEE transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. Assp-35, n° 7, pp. 947-953, July 1987.

BLANCHET G., PRADO J.

"Méthodes numériques pour le traitement du signal. Exemples et programmes", Ed. MASSON, Paris, 1991.

BOITE R. , KUNT M.

"Traitement de la parole", Complément au traité d'électricité, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1987.

BOULOGNE M.

"Détection du voisement et de la fréquence fondamentale d'un signal de parole", Thèse de docteur ingénieur, INP Grenoble, 1979.

CALLIOPE

"La parole et son traitement automatique", Ed. MASSON, Paris, 1989.

CAILLON C. TAWFIK M.

"Analyseur spectral pour la reconnaissance de la parole", brevet d'invention, Paris, 1982.

CAND M., CONQ B., SOLER B.

"Architecture pour le traitement de la parole", Annales des télécommunications, 46, n° 1-2, pp. 101-109, 1991.

CARAYANNIS G., GUEGUEN C., FARJAUDON T., LE CHEVALIER F.

"Un vocoder à canaux adaptés", L'Onde Electrique, Vol. 55, n° 7, pp. 369-372, 1975.

CARAYANNIS G.

"Analyse du signal par décomposition triangulaire et diagonalisation des matrices de covariance", Revue de l'Onde Electrique, Vol. 57, n° 8-9, pp. 525-531, 1977.

CARAYANNIS G.

"Analyse de la parole par identification récurrente d'un modèle du système de phonation", Thèse de docteur ingénieur, Paris VII, 1978.

CARRE R., LANCIA R., PAILLÉ J., GSELL R.

"Etude et réalisation d'un détecteur de mélodie pour analyse de la parole", Revue de l'Onde Electrique n° 434, pp. 556-562, Mai 1963.

CARRE R.

"La parole artificielle", Revue La Recherche n° 54, Mars 1975.

CARTIER M., GENIN J.

"La réponse vocale: réalisations actuelle et perspectives d'avenir" Revue de l'Onde Electrique Vol. 54, n° 1, pp. 36-42, 1974.

CASTELLI E.

"Caractérisation acoustique des voyelles nasales du français", Thèse de 3^o cycle, INP Grenoble, 1989.

CHABREL S., CHARBONNEAU G.

"Un système d'analyse de sons par ordinateur fonctionnant en mode conversationnel", Revue de l'Onde Electrique , Vol. 56, n^o 8-9, pp. 258-366, 1976.

CHARPENTIER F.

"Traitement de la parole par analyse-synthèse de Fourier, Application à la synthèse par diphtones", Thèse de 3^o cycle, ENST Paris, 1988.

CHENG Y., O'SHAUGHNESSY D.

"Automatic and Reliable Estimation of Glottal Closure Instant and Period", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 37, n^o 12, pp. 1805-1812, December 1989.

CHERRADI A., LOOSFELT Ph.

"Transformée de Fourier par quart de période, application aux sons voisés", 3^o CFA, Journal de Physique IV, Colloque C5, supplément au journal de physique III, Vol. 4, pp. 1391-1395, Mai 1994.

CHERRADI A., LOOSFELT Ph.

"Présentation d'une architecture parallèle de la Transformée de Fourier par quart de période ", GDR 134, Traitement du signal et des images, ENST Paris, Janvier 1993.

CHERRADI A., LOOSFELT Ph.

"Implantation de la Transformée de Fourier par quart de période sur VLSI", GDR 134, Traitement du signal et des images, ENST Paris, Avril 1993.

COULOY F.

"Théorie et traitement des signaux", Traité d'électricité, Vol. VI, Lausanne 1986.

DIVAY M.

"Traitement du langage naturel : LA PHONETISATION", Revue Micro-Systèmes, pp. 139-143, Mars 1990.

D'ALESSANDRO C.

"Représentation du signal de parole par une somme de fonctions élémentaires" Thèse de 3° cycle, Paris 6, 1989.

DE COULON F.

"Théorie et traitement des signaux", Ed. DUNOD, Paris, 1984.

DUBNOWSKI J. J., SCHAFER R. W., RABINER L. R.

"Real-time digital hardware pitch detector" IEEE, Transactions Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP 24, pp. 2-13, February 1976.

DUDLEY H.

"The vocoder", Bell Laboratories Records, pp. 122-126, 1959.

DUPEYRAT B.

"Contribution à la reconnaissance automatique de la parole, analyse du signal temporel, reconnaissance de mots isolés et identification des phonèmes", Thèse de 3° cycle, Paris, 1981.

DE MORI R., LAFACE P., MAKHONINE V. A., MEZZALAMA M.

"A syntactic procedure for the recognition of glottal pulses in continuous speech" Pattern Recognition, Pergamon Press, Vol. 9. pp. 181-189, 1977.

EL SAMKARI M.S.

"Etude et réalisation d'un vocoder à codage direct de la mélodie", Thèse de 3° cycle, Université de Franche-Comté, 1977.

EL SAMKARI M.S.

"Contribution à la commande vocale en robotique: Elaboration d'un langage artificiel", Thèse de 3° cycle, Université de Franche-Comté, 1982.

ERDÖL N., CASTELLUCCIA C., ZILOUCHIAN A.

"Recovery of missing speech packets using the short-time energy and zero-crossing measurements", IEEE Transaction on speech, and audio processing, Vol. 1, n° 3, pp. 295-303, July 1993.

FOURNIER N.

"Codeur-décodeur de parole à 9,6 kbits/s", Thèse de 3° cycle, ENST Paris, 1989.

FENG G.

"Modélisation acoustique et traitement du signal de parole, le cas des voyelles nasales", Thèse de 3^o cycle, Grenoble, 1986.

FILLEAU M.

"Dispositif d'analyse en temps réel de la mélodie de la parole", Thèse de docteur ingénieur, Université de Besançon, 1975.

GASQUET C., WITOMSKI P.

"Analyse de Fourier et application", Ed. MASSON, Paris, 1990.

GIRARD M.

"Boucles à verrouillage de phase", Edition McGRAW-HILL, 1988.

GOLD B. RABINER L. R.

"Parallel Processing Techniques for Estimating Pitch Periods of Speech in the Time Domain", The Journal of Acoustical Society of America, Vol.46, pp. 442-448, February 1969.

GRAY H.

"Distance measures for speech processing", IEEE Transactions on Acoustics, speech, and signal processing, Vol. Assp-24, n^o 5, pp. 380-391, October 1976.

GUEGUEN C.

"Analyse de la parole par les méthodes de modélisation paramétrique", Annales des Télécommunications. 40, n^o 5-6, pp. 253-269, 1985.

HASLER M., NEIRYNCK J.

"Filtres électriques", Traité d'électricité, Vol. XIX, Presses polytechnique romandes, Lausanne 1987.

HATON J. P., PIERREL J. P., PERENNOU G., GAUVAIN J. L.

"Reconnaissance automatique de la parole", Ed. DUNOD, Paris, 1991.

HATON J. P., LIENARD J. S.

"La reconnaissance de la parole", Revue la Recherche, n^o 99, pp. 327-335, avril 1979.

HESS W.

"A pitch-synchronous digital feature extraction system for phonemic recognition of speech", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. Assp-4, n°1, pp. 14-25, February 1976.

HESS W.

"Pitch determination of speech signal", Springer-Verlag. Berlin, 1983.

KADAMBE S., BOUDREAUX-BARTELS G. F.

"A comparaison of wavelet function for pitch detection of speech signals", ICASSP, pp. 449-452, 1991.

RABINER L. R., CHENG M. J., ROSENBERG A. E., McGONEGAL C. A.

"A comparative performance study of several pitch detection algorithms" IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. Assp-24, n° 5, pp. 399-416, October 1976.

LEGROS C.

"Analyse et reconnaissance de voyelles, application à l'éducation de la parole d'enfants de 3 ans à 4 ans 1/2" Thèse de 3° cycle, Université du MAINE, 1978.

LIENARD J. S.

"Analyse, synthèse et reconnaissance de la parole", Thèse de 3° cycle, Paris, 1972.

LOOSFELT P., DESPLANQUES P., CHERRADI A.

"Transformée de Fourier rapide par quart de période", Revue Traitement du Signal, Vol.10, n°4, pp. 331-335, 4^e trimestre 1993.

MAISSIS A. H.

"Une méthode d'extraction du fondamental", Revue de l'Onde Electrique, Vol. 53, fasc. 3, pp. 110-112, Mars 1973.

MAKHOUL J.

"Linear prediction: a tutorial review", Proc. IEEE Vol. 63, pp. 561-580, 1975.

MAKHOUL J.

"Spectral Linear prediction: Properties and Applications", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. Assp-23, n° 3, pp. 283-296, June 1975.

MANCERON F.

"Contribution à l'analyse spectro temporelle du signal de parole considéré comme une suite d'impulsions acoustiques", Thèse de docteur ingénieur, Paris 11, 1982.

MANNEVILLE F., ESQUIEU J.

"Systèmes bouclés linéaires de communication et de filtrage", Ed. DUNOD, Paris 1988.

MARTIN P.

"Un analyseur-visualiseur de mélodie à microprocesseur" 8° JEP, Aix en Provence, 1977.

MARKEL J. D.

"The SIFT algorithm for fundamental frequency estimation", IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, Vol. 20, pp. 367-377, 1972.

MARKEL J. D., GRAY A. H.

"Linear prediction of speech". Springer-Verlag, Berlin, 1976.

MAX J.

"Méthodes et techniques de traitement du signal, applications aux mesures physiques", t. 1 et 2, Ed. MASSON, Paris, 1989.

MEDAN Y.

"Pitch synchronous spectral analysis scheme for voiced speech", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. Assp-37, n° 9, pp. 1321-1328, September 1989.

MICLET L., SIROUX J., GUYOMARD M., MERCIER G.

"Compréhension automatique de la parole et intelligence artificielle", Annales des Télécommunications, 44, n° 5-6, pp. 283-300, 1989.

MILLER R. L.

"Performance characteristics of an experimental harmonic identification pitch extraction", The Journal of Acoustical Society of America, Vol.44, n° 5-6, January 1970.

MILLMAN J., GRABEL A.

"Microélectronique", Edition McGRAW-HILL, 1988.

MOREAU N.

"Codage prédictif du signal de parole à débit réduit : une présentation unifiée",
Annales des Télécommunications, 46, n° 3-4, pp. 223-239, 1991.

NASIR A., RAO K R., ABDUSSATTAR A. L.

"BIFORE or Hadamard Transform", IEEE Transactions on audio and electroacoustics,
Vol. AU-19, n° 3, pp. 225-234, September 1971.

NOLL A. M.

"Short-Time Spectrum and "Cepstrum" Techniques for Vocal-Pitch Detection",
The Journal of Acoustical Society of America, Vol. 36, pp. 296-302, February 1964.

NOLL A. M.

"Cepstrum pitch determination", The Journal of Acoustical Society of America,
Vol. 41, pp. 293-309, February 1967.

PASI BENGI M., BOITE R., LEICH H.

"Contribution à une meilleure approche dans la détection et l'estimation de la
fréquence laryngienne", Annales des Télécommunications, 46, n° 5-6, pp. 319-334,
1991.

PESANI RU.

"A melody detector", Acustica, Vol. 25, 1971.

PUJOL R.

"Le traitement du son dans l'oreille interne", Revue Pour la science, n° 154, pp. 20-29,
Août 1990.

SADAOKI F.

"Speaker-Independent Isolated Word Recognition Using Dynamic Features of Speech
Spectrum", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing,
Vol. Assp-34, n° 1, pp. 52-59, February 1986.

SAMUELIDES M., TOUZILLIER L.

"Analyse harmonique", Cepadues Editions, 1990.

SAMUELSON C.

"Etude et définition d'une architecture multiprocesseurs adaptée au traitement de la parole", Thèse de 3° cycle, USTL Lille, 1978.

SCHAFFER R. W., RABINER L. R.

"System for automatic formant analysis of voiced speech", The Journal of Acoustical Society of America, Vol. 47, pp. 634-648, July 1970.

SOLOMON ESKENASI M.

"Caractérisation acoustique des voyelles françaises en vue de leur reconnaissance automatique", Thèse de 3° cycle, Paris 11, 1984.

SPECKER P.

"Etude et réalisation d'un système de reconnaissance de la parole composé de modules indépendants fonctionnant en parallèle", Thèse de docteur - ingénieur, INP Grenoble, 1979.

TAWFIK M.

"Contribution à la conception de filtres en échelle intégrés (capacités commutées et numériques : application à l'analyse de la parole par banc de filtres", Thèse de docteur ingénieur, INP Grenoble, 1983.

THOMAS F. QUATIERI

"An Approach to Co-Channel Talker Interference Suppression Using a Sinusoidal Model for Speech", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 38, n° 1, pp. 56-69, January 1990.

TERZOPULOS D.

"Co-Occurrence Analysis of Speech Wave forms", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. Assp-33, n° 1, pp. 5-30, February 1985.

WADE J. G.

"Codage et traitement du signal", Ed. MASSON, Paris, 1991.

VISWANATHAN R., MAKHOUL J.

"Quantization Properties of Transmission Parameters in Linear Predictive Systems",

IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. Assp-23, n° 3, pp. 309-321, June 1975.

ZHONGDE W.

"Fast Algorithms for the Discrete W Transform and for the Discrete Fourier transform", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. Assp-32, n° 4, pp. 803-816, August 1984.