

RELEASABLE

DOC-CR-BT-

P
91
C655
S6398
1987

CENTRE DE RECHERCHES SUR LES COMMUNICATIONS
Faculté des sciences appliquées
Université de Sherbrooke

27
TECHNIQUES DE CODAGE NUMÉRIQUE
POUR LA RADIOPHONIE HAUTE QUALITÉ
PHASE III



Rapport final

pour le
Ministère des Communications du Canada
Ottawa, Ontario
Contrat no. 36001-6-3548/01-ST



Sherbrooke, Québec
Le 31 mars 1987

Responsables du projet
Philippe Mabillean,
Joël Soumagne

Sarto Morissette
Directeur CRCS

TABLE DES MATIÈRES

TABLE DES MATIÈRES	11
INTRODUCTION	1
1. MODULATION DELTA	3
1. Modulation delta et concepts variés	4
2. Modulation delta: algorithmes variés	6
3. Conclusion générale	11
2. QUANTIFICATION VECTORIELLE	16
3. LOGICIEL DE CONSTRUCTION ET DE SIMULATION DU CODEUR	24
1. Principe de la quantification vectorielle	24
2. L'algorithme de la k-moyenne	26
3. Logiciel de construction du dictionnaire de formes d'onde	30
4. Logiciel de décomposition et de reconstitution des signaux ...	32
5. Logiciel de quantification vectorielle de la forme d'onde	32
6. Logiciel de codage instantané	33
7. Structure générale du logiciel de simulation du codeur	33
8. Chaîne complète de simulation	33
4. SIMULATIONS ET RÉSULTATS	35
1. Signaux de musique utilisés	35
2. Caractéristiques des codeurs simulés	36
3. Construction des dictionnaires	37
4. Evaluation des codeurs	39
CONCLUSIONS	47
ANNEXES	
A : Utilisation de signaux synthétiques	49
B : Codage par quantification vectorielle (bande audio)	52
C : Interface audio-numérique pour le VAX	54

INTRODUCTION

La présente étude fait suite à deux études déjà entreprises sur le codage numérique des signaux audio de haute qualité. La première portait sur la simulation et l'évaluation des techniques de codage proposées pour la radiodiffusion numérique directe par satellite. Elle a été un apport important à la contribution du Canada au CCIR en vue d'une éventuelle normalisation de la radiophonie numérique. La seconde étude poursuivait les évaluations entreprises lors de la première étude et explorait une technique particulière: la modulation delta. Des améliorations du codeur delta lui-même ont été envisagées et simulées et les résultats obtenus ont été transcrits sur cassette audio-numérique.

Nous nous proposons ici de faire le bilan des travaux effectués au niveau de la modulation delta et d'explorer une autre technique tout à fait nouvelle dans le domaine du codage numérique du signal audio: la quantification vectorielle. Cette technique, déjà largement utilisée dans le domaine du codage numérique de la parole à bas débit, nous semble présenter des avantages certains pour une réduction du débit numérique alloué à la radiophonie de haute qualité.

Le présent rapport contient deux parties correspondant aux deux volets de l'étude. Dans la première, qui comprend le chapitre 1, le point est fait sur l'utilisation de la modulation delta pour le codage audio-numérique. La seconde partie présente les travaux réalisés au niveau de

l'introduction de la quantification vectorielle des formes d'onde dans le codage audio-numérique.

Le chapitre 2 présente l'architecture sur laquelle sont basés les codeurs proposés. Le chapitre 3 donne un aperçu des logiciels développés pour construire et simuler ces codeurs, et le chapitre 4 présente les premiers résultats obtenus avec cette technique.

CHAPITRE 1

MODULATION DELTA

Les propositions actuelles de codage numérique haute fidélité, envisagées pour les futurs systèmes de transmissions numériques, font intervenir diverses techniques.

Ces techniques ont en commun un débit numérique voisin de 350 kbit/s par voie de signal stéréophonique auquel s'ajoute une trentaine de kbit/s supplémentaires pour les opérations de synchronisation de trame et de correction des erreurs de transmission.

Avec cet ordre de grandeur de débits, une technique de conception ancienne (1952), la "modulation delta", semble présenter une alternative possible avec d'intéressants arguments à son actif.

- o Très grande simplicité de conception de l'émetteur, mais aussi surtout du récepteur;
- o Bonne robustesse aux erreurs de transmission;
- o Pas d'exigence d'organisation de trame avec synchronisation. Cela pour le principe de base.

L'association d'un signal "son" codé, joint au signal d'image TV, permet bien sûr de bénéficier de l'organisation de trame existante et d'améliorer la robustesse aux erreurs de transmission par des informations appropriées.

1. Modulation delta et concepts variés

Sans rappeler au complet le principe des modulateurs delta, il est utile de préciser que:

- o le modulateur delta est en fait un codeur différentiel avec un seul bit de quantification,
- o la fréquence d'échantillonnage doit être très largement supérieure à la norme imposée par le théorème de Shannon (de l'ordre de 300 kHz pour un spectre utile de 15 kHz au lieu de 32 kHz habituellement),
- o le modulateur delta comprend dans sa boucle de codage un "prédicteur", généralement fixe, à un seul coefficient. Ce prédicteur fournit en sortie un signal, qui retranché au signal d'entrée, donnera un "écart de prédiction". Cet "écart" est alors codé par le bit unique transmis:

+1 si l'entrée est plus grande,

-1 si l'entrée est plus petite.

Le quantificateur à un bit est, au sens du codage conventionnel, un quantificateur en état permanent de saturation donc l'amplitude de l'écart de prédiction est toujours inconnue, seul le signe de cet écart est transmis.

Le codeur delta dans son ensemble est un élément de codage "par tâtonnement", fluctuant autour de la courbe (forme d'onde) du signal - créant ainsi un bruit de granulation - avec des phases de "poursuite" lors

des variations brutales d'amplitude du signal d'entrée - créant alors le bruit de saturation.

Un compromis entre ces deux types de bruit doit être assuré pour que le signal, décodé, puis filtré pour éliminer l'essentiel de ce bruit à très large bande ($0 - F_e/2$), soit perçu sans dégradation.

Cet aspect de l'analyse aborde en fait le problème le plus délicat: l'effet psycho-acoustique des dégradations selon la nature ou configuration spectrale du signal d'origine. Il n'y a pas de moyens simples et objectifs (mesures ou calculs par simulation numérique sur ordinateur) qui permettent de juger de la qualité d'un algorithme de codage.

De plus, les effets psycho-acoustiques de perception subjective sont encore très méconnus et l'empirisme a une large place dans les différentes réalisations ou propositions de technique d'analyse.

Les tests subjectifs demeurent les seuls éléments d'information valides. Encore faudrait-il savoir comment les concevoir et établir des normes de comparaison. On peut toujours discuter du choix des sélections musicales... de la durée des séquences, de la méthodologie. Il n'y a pas actuellement de consensus international sur ce point.

Pour l'ensemble de ces raisons, il nous a paru utile d'étudier divers concepts, soit au niveau de l'algorithme de codage delta lui-même, soit au niveau d'un pré-traitement du signal.

2. Modulation delta: algorithmes variés

Dans le domaine de la parole, étudiée depuis longtemps, la modulation delta a été considérée comme une alternative possible, puis abandonnée comme "pas assez performante" malgré les études poussées dans les deux grandes familles: modulateurs syllabiques et instantanés.

Pourquoi l'abandon: d'abord parce que, avec l'arrivée des techniques numériques, le premier souci était de réduire le débit à une valeur 2, puis 4 fois plus faible que celle du PCM (ou MIC) conventionnel à 64 kbit/s. Et là, la modulation delta, parfaitement acceptable à 64, voir 48 kbit/s, perd grandement en qualité à moins de 32 kbit/s.

Pour le codage Hi-Fi, on envisage la modulation delta non pas seulement pour réduire le débit, mais aussi pour gagner en simplicité pour la réalisation des récepteurs (pas besoin de convertisseurs N/A de complexité élevée, pas de filtres à pente trop raide en sortie en raison de la haute fréquence numérique d'échantillonnage).

2.1 Modulateurs instantanés et syllabiques

2.1.1 Modulateurs instantanés

La nature très variée des signaux musicaux incitent:

- o à analyser plutôt les modulateurs à adaptation rapide sur un seul bit, ou à la limite sur quelques bits consécutifs,
- o à préserver de préférence la transmission d'une trame unique sans aucune information latérale multiplexée.

On rappellera les divers concepts d'analyse abordés avec ce type de codeur que l'on a pu comparer avec l'une des références en ce domaine (pour la parole) à savoir le modulateur (1 bit) de Jayant connu par sa formule d'adaptation du "pas de quantification $d(n)$ ":

$$d(n) = d(n-1) \cdot P^{b(n) \cdot b(n-1)}$$

où $b(n)$ et $b(n-1)$ sont les bits delta transmis (+1 ou -1) et P est le facteur d'adaptation du pas ($1 < P \leq 2$).

a) Prédiction adaptative (type sinusoidale)

L'idée générale est ici d'utiliser les échantillons décodés (et entachés de bruit) pour améliorer la prédiction du signal à venir. L'écart de prédiction est alors minimisé et l'erreur de codage est réduite d'autant. Les essais effectués n'ont pas montré d'amélioration significative.

b) Algorithme à "base logique"

L'algorithme de Jayant présente le défaut de parfois converger vers une séquence stable, avec des signaux de basse fréquence, où le "pas" de quantification ne diminue pratiquement plus. Un essai d'algorithme différent, utilisant le passé récent (séquence des 4 à 6 derniers bits delta) a donné une amélioration sensible, surtout pour le codage des basses fréquences qui sont assez importantes dans les spectres de musique.

c) Concepts divers

D'autres concepts attachés au codage d'une forme d'onde, par exemple en "contenant" celle-ci à l'intérieur d'un "gabarit" ont été étudiés. Les résultats en étaient bons mais sans jamais donner une amélioration exceptionnelle.

d) Pré-filtrage par différence

La musique est caractérisée par de grandes variations dynamiques surtout importantes pour les sons de basse fréquence.

Un codage de la différence entre échantillons consécutifs a été proposé. Le niveau du signal de différence est beaucoup plus faible, surtout en basse fréquence, et le modulateur est moins soumis aux contraintes d'adaptation d'amplitude du "pas" de quantification. De plus, le filtre calculant ces différences est rendu adaptatif pour stabiliser le niveau dynamique du signal résultant.

L'amélioration en terme de Rapport Signal sur Bruit (RSB) est significative, au moins sur les signaux sinusoïdaux et plus particulièrement en basse fréquence.

Pour la musique, le gain en RSB est moins notable mais l'écoute informelle semble donner un jugement favorable.

e) Contrôle du bruit

Il a été proposé de "ré-injecter" à l'entrée du codeur une partie, filtrée (limitée à la bande audio) en passe-bas, du signal d'"écart de prédiction".

Les simulations ont montré que peu d'amélioration objective était obtenue (calcul du rapport Signal sur Bruit) si déjà le signal d'écart de prédiction était suffisamment décorrélé de l'entrée, ce qui est souvent le cas quand le codeur fluctue autour de la vraie forme d'onde. Par contre, en phases de saturation, bien moins fréquentes, l'amélioration peut être plus sensible.

f) Préaccentuation

L'organisme CCITT a déjà recommandé la préaccentuation des hautes fréquences avant codage numérique. Il a toujours été vérifié, au cours de tests subjectifs, que cette préaccentuation améliorerait nettement l'impression auditive. L'effet subjectif du bruit est ainsi réduit. Il y aura tout lieu de conserver ce type de pré-traitement (celui-ci est inclus dans les techniques basées sur le signal de différence). Par contre, les mesures objectives en termes de RSB (mesuré en dB) ne sont aucunement sensibles à l'utilisation de ce traitement. Des mesures spécifiques avec des signaux hautes fréquences pourraient permettre la mise en évidence du gain sur le RSB apporté par l'utilisation de la préaccentuation.

Plusieurs types de préaccentuation, selon des lois actuellement à l'étude par le CCITT, ont donné des résultats strictement comparables au niveau des performances subjectives lors de tests informels. Ces faits

confirment des résultats antérieurs obtenus avec d'autres codeurs et des tests subjectifs rigoureux. Tout comme avec les encodeurs PCM, il a été trouvé que la préaccentuation améliore les codeurs de type delta.

Conclusions sur les modulateurs instantanés

A la suite des études réalisées sur les modulateurs instantanés, on suggère donc l'utilisation des techniques suivantes:

- o codages du signal des différences,
- o algorithme à base logique,
- o préaccentuation.

2.1.2 Modulateurs syllabiques dérivés

Les modulateurs "syllabiques" trouvent leur nom de la constante de temps d'adaptation qui leur a été imposée en fonction du rythme moyen d'évolution du signal de parole. Celui-ci est caractérisé par sa périodicité (période d'excitation vocale correspondant au timbre aigu ou grave de la voix) et par une certaine stationnarité des sons voisés (durée des syllabes, maintien de l'excitation vocale).

La musique haute-fidélité ne rencontre qu'en partie ces caractéristiques, et la "stationnarité" y est très hypothétique. Il n'y a donc pas lieu, a priori, de développer des études poussées de modulateurs auto-adaptatifs avec de telles constantes de temps.

C'est pourtant ce que les laboratoires Dolby ont réalisé avec un temps d'adaptation de 10 millisecondes. Mais contrairement à la technique

habituelle, où la prise de décision est faite au niveau du récepteur et s'applique au signal avec un certain retard, ici le signal lui-même est retardé pour permettre une prise de décision résultant d'un calcul séparé, avec transmission séparée (dans une sous-trame multiplexée) d'une information sur la valeur du "pas de quantification".

Ce n'est donc pas un modulateur auto-adaptatif au sens strict. En plus, un pré-traitement variable de signal s'ajoute en imposant un second retard de 10 msec. Ce traitement par filtrage de pré-accentuation variable est lui aussi transmis en information latérale dans une sous-trame multiplexée. La complexité du codeur est considérable en regard de la simplicité habituelle d'un modulateur delta. Il faut cependant reconnaître que l'ensemble donne à l'écoute des résultats satisfaisants et permet un récepteur très simple et de faible coût. Dans une application de radiodiffusion, un tel degré de complexité pour l'encodeur est tout à fait acceptable dans la mesure où le décodeur en est d'autant simplifié. Comparée aux autres lois du type CCITT, la plage dynamique, le rapport signal/bruit et la distorsion apportée sont équivalentes. La limitation de ce système de codage et en fait de tout codage de type Delta, se situe au niveau de la reproduction précise des hautes fréquences où le RSB effectif est plus faible (voir figure 1.1). L'oreille humaine est en fait moins sensible à un faible RSB en hautes fréquences. En conclusion, le modulateur delta proposé par Dolby est une alternative intéressante aux lois conventionnelles (CCITT).

3. Conclusion générale

La Modulation Delta permet d'envisager le codage des signaux de "haute Fidélité" à condition d'envisager des Débits Numériques de codage supérieurs à 300 kilobits par seconde. Il est totalement exclu de penser réduire ce chiffre de manière appréciable, du moins si l'on tient à préserver ce qui fait l'intérêt majeur de cette technique soit sa simplicité de conception et de réalisation.

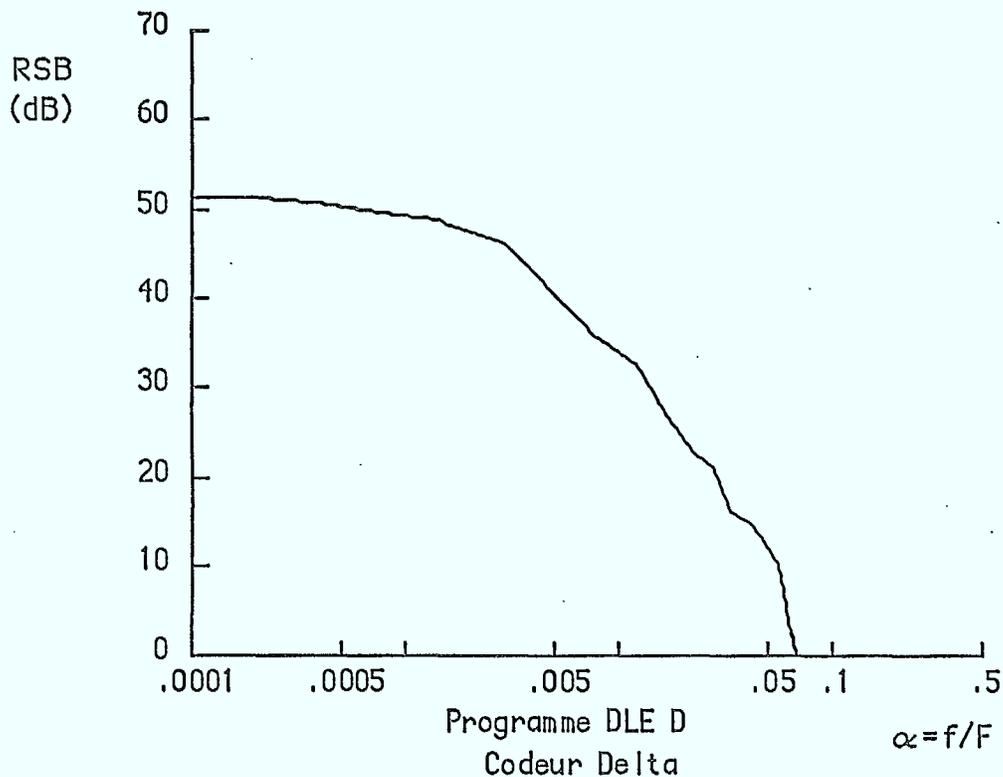


Figure 1.1 Variations du RSB en fonction du rapport fréquence du signal/fréquence delta pour un algorithme à base logique sur le signal des différences.

A ce débit, il est même déjà recommandé d'utiliser des techniques de pré-traitement du signal tel que l'ont réalisé les "Dolby Labs". Ces techniques ont permis la réduction du taux d'échantillonnage à presque 200 kHz sans dégradation notable de la qualité de reproduction du signal. Cependant, la complexité du codeur et la nécessité de transmettre des informations sur le pas d'adaptation et sur la préaccentuation en parallèle avec la trame ainsi constituée, remettent alors sérieusement en cause l'intérêt présenté par cette technique même si la simplicité du récepteur subsiste (radiodiffusion).

De plus, l'approche "totalement analogique" de la maquette réalisée par Dolby pourrait avec grand bénéfice être entièrement revue au profit d'une numérisation complète sans, croyons-nous, dégrader les performances d'ensemble.

Des techniques de "codage instantané" étudiées comme le codage du signal de différence et l'algorithme à base logique, ont montré de bons résultats de base sûrement très proches de ceux du "codeur lui-même" de Dolby. Par "codeur lui-même", nous n'entendons strictement que le modulateur delta numérique interne à la maquette, en excluant les traitements tels que la préaccentuation variable et l'adaptation du pas de quantification qui nécessitent la transmission d'informations en parallèle avec le train de bits delta.

S'il y a lieu de développer des études ultérieures, c'est assurément dans le domaine du pré-traitement des signaux. Les effets de perception subjective des signaux (détériorés et bruités même très faiblement) sont encore sinon mal connus du moins très difficiles à appréhender. Des filtres numériques, simples, peuvent être utilisés pour ces pré-traitement

ments. Ils peuvent être adaptatifs et surtout il est recommandé de les "auto-adapter" à partir du signal "décodé" disponible tant au récepteur qu'à l'émetteur: cela évite la transmission d'une information latérale multiplexée.

Par contre cette auto-adaptation des paramètres du codeur delta en fonction des bits transmis (donc du signal décodé), ne peut se faire qu'à court terme (sur une base de quelques bits) et ne peut exploiter une vision plus globale du signal comme ce qui est fait dans le codeur de Dolby à l'aide des deux lignes à retard de 10 ms.

A ce niveau, on peut conclure que même en complexifiant à l'infini les codeurs instantanés, il ne sera pas possible de fournir une reproduction du signal d'aussi bonne qualité que celle générée à l'aide d'un décalage temporel avec la transmission en parallèle d'informations sur l'allure du signal à long terme comme ceci est utilisé dans le codeur de Dolby.

Par contre, il serait pertinent d'intégrer des techniques de codage instantanés comme l'utilisation du signal des différences ou l'algorithme à base logique au modulateur de Dolby.

Enfin, un intérêt majeur supplémentaire de la Modulation Delta réside dans la très haute fréquence d'échantillonnage en plus de l'absence de convertisseurs. On découvre un problème chronique avec les filtres (analogiques) utilisés pour éliminer toutes fréquences hors-bande Audio de 16 kHz à $F_e/2$. La Modulation Delta permet d'éviter d'utiliser des filtres à coupure très raide et considérablement atténués (-90 dB). En effet, ces filtres "raides" ont obligatoirement une réponse à une "excitation en

échelon", comparable à un changement de dynamique brutale, qui présente des ondulations oscillantes d'amplitude très faible mais dans le spectre audio. Ainsi ces ondulations sont parfois parfaitement audibles et donnent un effet d'écho précédant le signal.

Ce même phénomène est aussi obtenu avec les filtres numériques "raides". Nous avons pu (accidentellement) le mettre en évidence.

En résumé:

Les éléments suivants ont été retenus comme constituant la base d'un codeur delta qui serait optimum:

- o Une préaccentuation du signal et un gain variable basé sur une observation à long terme (quelques ms) du signal. C'est ce qui est fait dans le codeur de Dolby, mais cela implique la transmission d'informations en parallèle.
- o L'utilisation du signal des différences.
- o La modulation Delta à 300 kbits/s ou plus. Un débit de 200 kbits/s est possible si l'on accepte une dégradation par rapport aux lois de codage du type CCITT.
- o La décision instantanée (3 à 5 ou 6 bits au plus) avec un algorithme à base logique.

Il est peu probable d'obtenir des résultats satisfaisants avec une contrainte de débits notablement plus faible (< 200 kb/s).

CHAPITRE 2

QUANTIFICATION VECTORIELLE

La quantification vectorielle est comme son nom l'indique, une technique de quantification d'une part, et cette technique s'applique sur des vecteurs d'autre part. La quantification est l'opération qui permet d'associer à une grandeur physique une valeur numérique, choisie dans un ensemble fini, qui sera stockée ou transmise sous forme binaire à la place de la grandeur physique en question. Il est à remarquer que cette grandeur physique peut elle-même être la représentation analogique d'une autre grandeur physique: par exemple une tension électrique représentant une pression acoustique.

À l'autre bout de la chaîne, c'est-à-dire au récepteur ou au lecteur, la valeur numérique choisie va être utilisée pour reconstituer une grandeur physique aussi proche que possible de la grandeur originale. L'erreur de quantification est la différence entre la grandeur physique originale et la grandeur reconstituée au récepteur. La minimisation de cette erreur est le principal critère d'optimisation d'un quantificateur.

L'ensemble des valeurs numériques possibles pour la représentation d'une grandeur quantifiée va directement déterminer le nombre de bits nécessaires à cette représentation et par conséquent, le débit numérique alloué à la transmission ou au stockage de la grandeur échantillonnée. Si F_e est la fréquence d'échantillonnage et si N est le nombre de valeurs quantifiées possibles, $\log_2 N$ est le nombre de bits par échantillon et

$F_e \log_2 N$ est le débit numérique associé à la transmission ou au stockage de la grandeur quantifiée.

Dans cette description de la quantification, que nous qualifions ici de scalaire, une valeur numérique est associée à chaque échantillon de la grandeur ou signal. Dans le cas où la quantification est vectorielle, c'est à un ensemble de plusieurs échantillons ou vecteur que sera associée une grandeur numérique. Si dans le cas de la quantification scalaire, il est facile d'établir la correspondance entre la grandeur à quantifier et la valeur numérique qui la représente à l'aide d'une relation semblable au passage d'un nombre réel à sa représentation en entier ou mieux en binaire avec exposant, lorsque l'on passe à la quantification vectorielle, l'aspect arbitraire du choix de la valeur numérique associée apparaît. Il est intéressant de remarquer que l'arbitraire de cette correspondance existait déjà dans le cas de la quantification scalaire.

Pour déterminer la valeur numérique associée à la grandeur à quantifier, on doit effectuer un choix en fonction du critère d'optimisation qui est le minimum d'erreur de quantification. Ce choix apparaît comme automatique dans le cas où la valeur numérique n'est pas arbitraire mais est une représentation plus ou moins directe de la valeur à quantifier.

Dans le cas de la quantification vectorielle, il va être nécessaire "d'essayer" toutes les valeurs numériques possibles et de choisir celle à laquelle va correspondre une valeur quantifiée qui est la plus proche possible de la grandeur d'entrée. On voit ici que ce qui détermine le quantificateur, ce n'est pas la valeur numérique associée, qui est, rappelons-le, arbitraire, mais la valeur quantifiée qui en sera déduite.

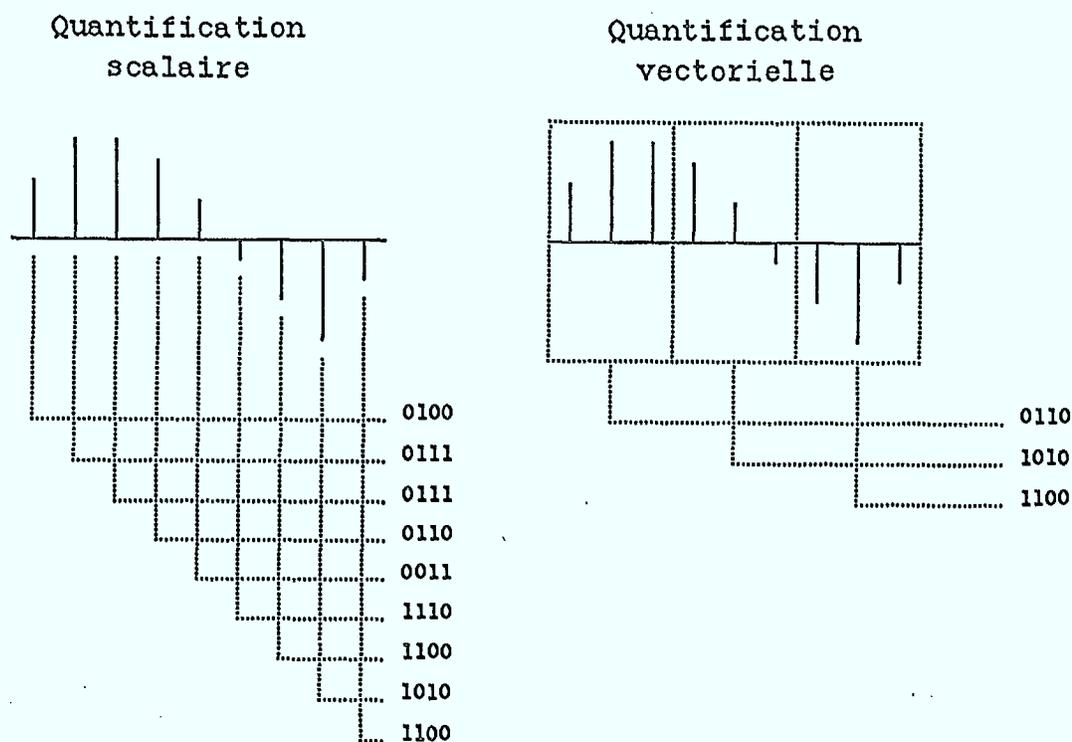


Figure 2.1 Principe de la quantification vectorielle.

Il existe deux techniques de détermination de la valeur quantifiée: la première fait appel à une série de valeurs quantifiées tabulées alors que la seconde utilise une méthode de construction de la valeur quantifiée en fonction de la valeur numérique associée comme en quantification scalaire.

Dans le premier cas, on construit l'ensemble des valeurs quantifiées que l'on appelle "dictionnaire", en fonction des caractéristiques statistiques de la grandeur physique à quantifier. En fait, on réalise ainsi une partition de l'espace de la grandeur à quantifier: chaque sous-ensemble est associée à une valeur quantifiée et les vecteurs qui y appartiennent seront codés avec la même valeur numérique.

Dans le second cas, on doit définir une méthode algébrique de correspondance entre une grandeur à quantifier, la valeur numérique qui va la représenter et la valeur quantifiée associée qui doit être telle que l'erreur de quantification soit minimale. Ce type de correspondance est difficile à définir dès que la dimension des vecteurs dépasse 2. Ne tenant pas compte de la distribution de la grandeur à quantifier, cette technique donne des résultats où l'erreur de quantification est importante et ne présente un intérêt que lorsque la grandeur est uniformément distribuée dans l'espace ou dans une partie de l'espace.

Dans notre cas, nous allons nous concentrer sur la quantification vectorielle utilisant un dictionnaire qui permet de traduire les particularités du signal à quantifier et par là, autorise une réduction substantielle du débit numérique (nombre de valeurs numériques possibles) par rapport à la quantification scalaire traditionnelle.

Nous n'allons pas appliquer la quantification vectorielle directement au signal audio, car avec les tailles autorisées en pratique pour le dictionnaire, cela produirait une dégradation importante du signal (de même qu'une réduction beaucoup trop grande du débit numérique). En fait, il est préférable d'appliquer la quantification vectorielle dans un domaine où une dégradation du signal ne va que très peu affecter la qualité. Dans le cas du signal audio, une part importante de l'information est présente dans la partie inférieure de la bande de fréquence. Le haut de cette bande n'est utilisée que plus rarement et pour des signaux qui ont généralement une dynamique plus faible. Cette particularité est utilisée dans les techniques de réduction du bruit analogique (système Dolby): la partie supérieure de la bande amène beaucoup de bruit du fait de sa largeur fréquentielle alors qu'elle contient peu de signal. Le même phénomène peut être

constaté dans le domaine numérique: la partie supérieure de la bande demande beaucoup de bits en imposant un rythme d'échantillonnage élevé.

C'est pour cette raison que l'on propose le mécanisme suivant: le signal audio numérique est sous-échantillonné et le signal ainsi obtenu est codé avec un algorithme de compression instantané standard. Il en résulte une diminution effective de la bande passante (et du débit numérique). Pour permettre une reconstitution de la partie de la bande manquante, on code, à l'aide de la quantification vectorielle, le signal d'erreur qui est la différence entre le signal sous-échantillonné et le signal original. Il est bien entendu possible d'utiliser des techniques d'interpolation ou de filtrage au niveau du signal sous-échantillonné.

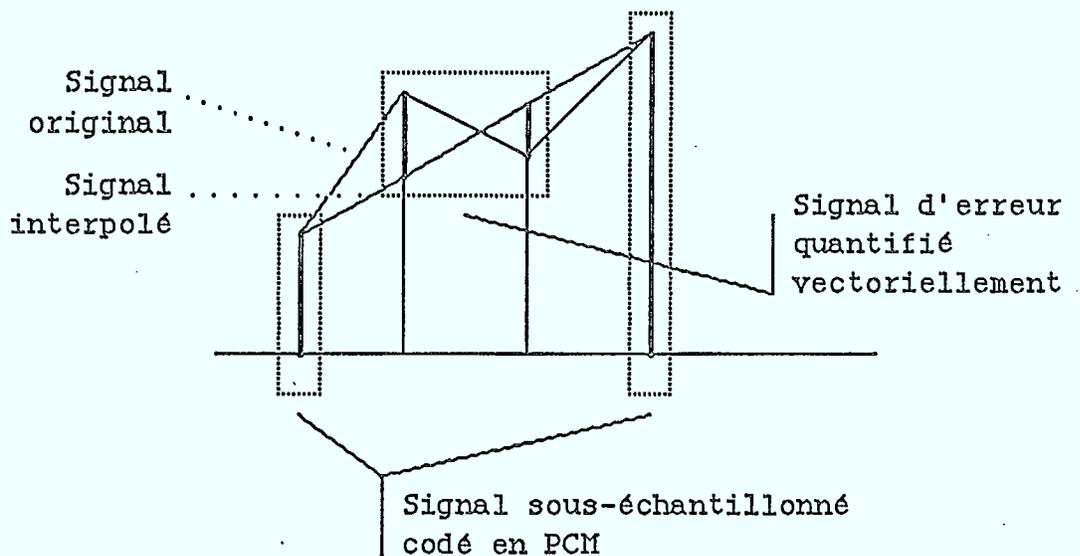


Figure 2.2 Principe du codage proposé.

Une telle méthode permet d'utiliser la quantification vectorielle dans la partie de la bande qui "consomme" beaucoup de bits tout en gardant

la même qualité pour la partie importante du signal. Dans un certain sens, on peut faire un rapprochement entre ce qui est proposé et le codage en sous-bandes, sauf que ici, on suppose que les bandes basses sont toujours les plus importantes. Il est à remarquer que cette supposition peut être renforcée par une pré-accentuation adéquate.

Les principaux paramètres qui vont déterminer le débit numérique utilisé pour le codage, sont le facteur de décimation (P), le nombre de bits alloués à chaque échantillon décimé (n), la longueur des vecteurs utilisés dans le quantificateur (L), et la taille du dictionnaire (N). Le débit numérique associé au signal sous-échantillonné sera de nF_e/P et celui associé au signal d'erreur sera de $(F_e \log_2 N)/L$.

Par exemple, avec $F_e = 32$ kHz et $n = 11$ bits, nous obtenons pour le signal sous-échantillonné 176 Kbit/s avec $P=2$, 118 Kbit/s avec $P=3$ et 88 Kbit/s avec $P=4$. Il faut ajouter à ces débits de base un supplément allant de 32 Kbit/s ($L=8$ et $N=256$) à 106 Kbit/s ($L=3$ et $N=1024$). Les chiffres donnés ici correspondent à des cas extrêmes. On peut situer le centre des explorations à réaliser à 158 Kbit/s ($P=3$, $L=8$ et $N=1024$).

Les étapes envisagées pour le déroulement de l'étude sont les suivantes:

- 1) Développement du logiciel de décimation et d'extraction du signal d'erreur d'interpolation.
- 2) Développement du logiciel de construction et construction de dictionnaires pour la quantification vectorielle de ce signal d'erreur.

- 3) Simulation et évaluation des codages obtenus à l'aide du signal d'erreur quantifié.
- 4) Retour éventuel à l'étape 2 pour explorer l'espace des valeurs intéressantes pour L, N et P.

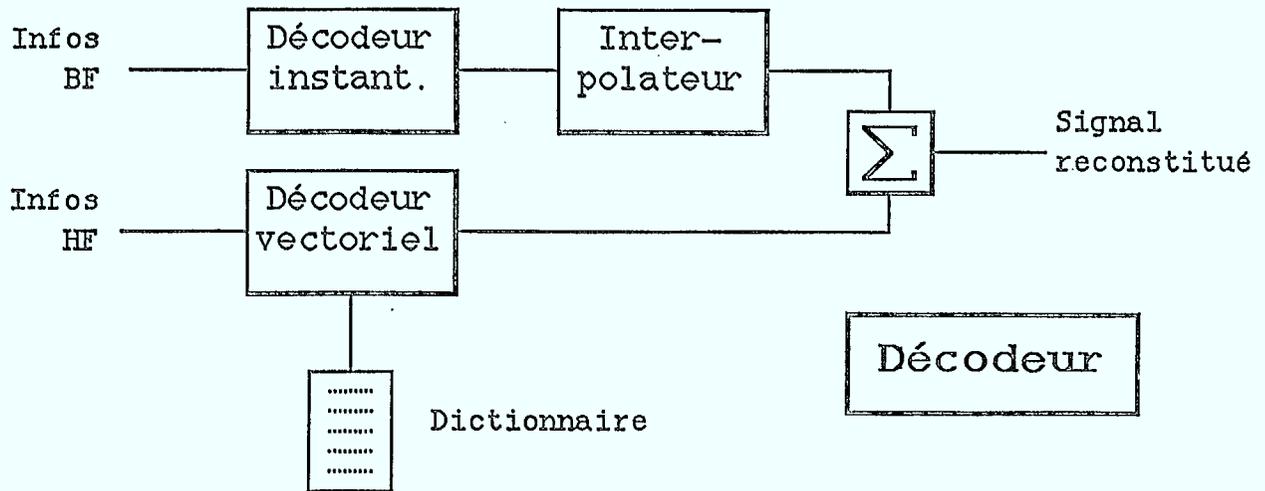
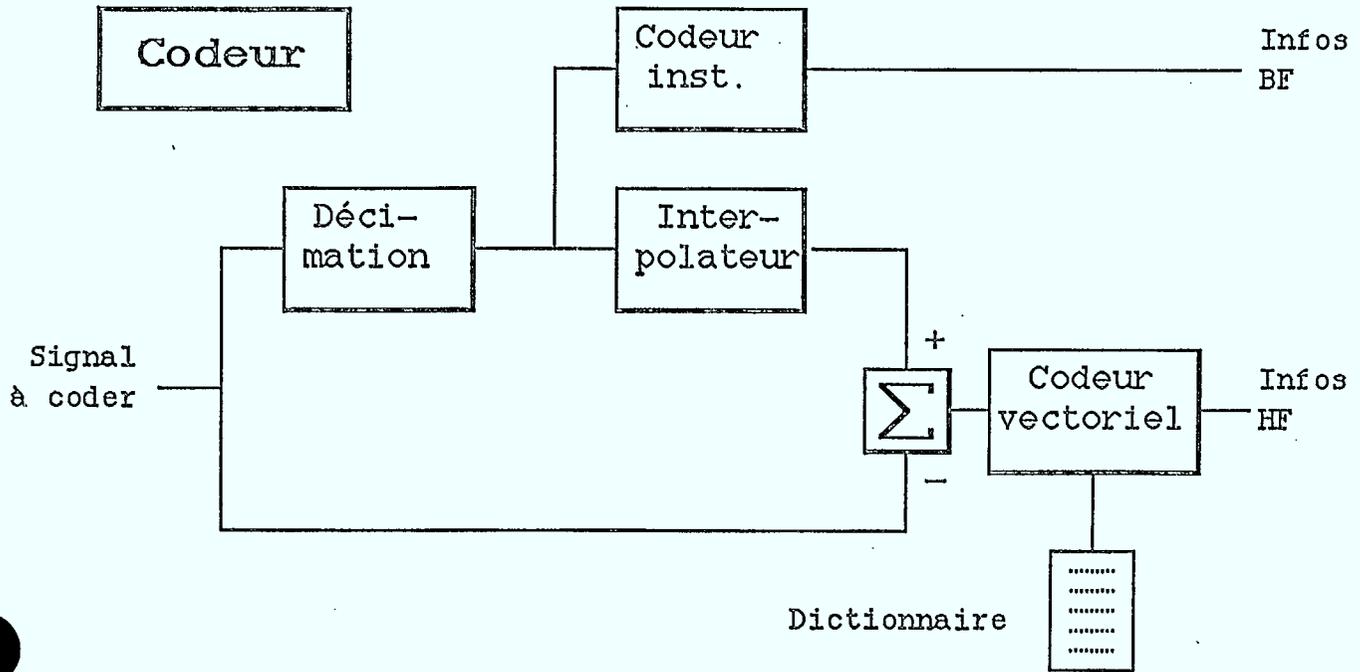


Figure 2.3 Structure de la chaîne de codage.

CHAPITRE 3

LOGICIEL DE CONSTRUCTION ET DE SIMULATION DU CODEUR

Dans ce chapitre, nous allons présenter les algorithmes utilisés pour la construction et la simulation du quantificateur vectoriel ainsi qu'une description des logiciels et des structures de données mises en oeuvre pour les simulations.

3.1 Principe de la quantification vectorielle

La quantification vectorielle est une technique qui permet d'associer un indice binaire à un vecteur d'échantillons. C'est cet indice qui sera transmis sur le canal de communication à la place de la succession des représentations numériques des échantillons. Au niveau du récepteur, un vecteur type va être utilisé pour remplacer tous les vecteurs qui ont été codés avec un indice donné.

Les opérations de quantification et de transmission vont donc globalement apparaître comme le remplacement d'un vecteur d'échantillons par un des vecteurs types associés aux indices possibles. La différence entre ces deux vecteurs va donc être le bruit de quantification. Cette constatation va permettre de définir un critère d'optimisation et une méthode de construction du quantificateur vectoriel.

En effet, le bruit de quantification doit être aussi faible que possible, ce qui revient à dire que la différence entre un vecteur d'échan-

tillons et le vecteur qui va le remplacer au récepteur doit être minimum au sens de la métrique utilisée dans l'espace des vecteurs d'échantillons.

Si les vecteurs à quantifier sont des successions d'échantillons temporels de signal, le bruit de quantification est la différence entre le signal original et le signal codé/décodé et la mesure applicable à ce bruit est son énergie.

Si x_i ($i=1$ à n) est le signal original à quantifier et y_i ($i=1$ à n) est le signal codé/décodé, l'énergie du bruit de quantification est :

$$\sum_{i=1}^n (x_i - y_i)^2$$

Un vecteur de signal à coder va donc être représenté au niveau du canal de transmission par l'indice associé au vecteur type pour lequel cette énergie est la plus faible. L'opération de codage va donc consister en la recherche parmi l'ensemble des vecteurs types, appelé dictionnaire, de celui qui va donner l'énergie la plus faible pour le bruit de quantification. Ce dictionnaire sera également disponible au récepteur et le vecteur décodé y sera lu à l'aide de l'indice reçu sur le canal.

Maintenant que les opérations de codage et de décodage sont définies, il reste à construire un dictionnaire qui va rendre le bruit de quantification minimum en moyenne pour le signal à coder. C'est ici qu'intervient la caractérisation du signal avec lequel le codeur va être utilisé.

En fait, deux approches sont utilisables pour réaliser ce dictionnaire. La première fait appel à un ensemble représentatif du signal à coder pour construire un dictionnaire qui va coder le mieux possible cet

ensemble. L'algorithme utilisé pour cette construction est la "k-moyenne" décrit dans la section suivante.

La seconde approche utilise un dictionnaire algébrique basé sur l'hypothèse que les vecteurs à coder sont uniformément répartis dans l'espace. Cette seconde approche appelée "quantification vectorielle sphérique ou algébrique" présente l'avantage de ne pas nécessiter de construction du dictionnaire en tant que telle; en fait, il n'est même pas nécessaire de stocker le dictionnaire en mémoire: il suffit de connaître un algorithme pour trouver l'indice du vecteur le plus proche (dit algorithme de numérotation) et un autre algorithme pour retrouver un vecteur du dictionnaire en fonction de son indice (dit algorithme de décodage).

Cette seconde approche est qualifiée de sphérique, car elle considère les vecteurs à quantifier en fonction de leur norme (qui est en fait leur énergie) et les vecteurs du dictionnaire sont placés sur une ou des sphères (dans un espace à n dimensions) concentriques. Nous ne l'utiliserons pas ici car elle ne tient pas compte des particularismes du signal à coder et les algorithmes de numérotation et de décodage sont généralement complexes (lorsque connus) surtout pour des tailles importantes de dictionnaire.

Les dictionnaires que nous allons utiliser sont construits à l'aide de la première approche, c'est-à-dire l'algorithme de la k-moyenne.

3.2 L'algorithme de la k-moyenne

Cet algorithme se propose de trouver l'ensemble des K vecteurs de dimension n (le dictionnaire) qui vont permettre de quantifier avec un

bruit minimum les N vecteurs constituant une séquence d'apprentissage représentative du signal à coder.

L'algorithme est itératif et est basé sur l'application à un dictionnaire existant d'une procédure qui va en améliorer les performances. Partant d'un dictionnaire quelconque (tiré au hasard dans la séquence d'apprentissage), on applique cette procédure jusqu'à l'obtention d'une stabilité dans les résultats (performances).

Cette procédure, qui va constituer chaque itération de l'algorithme, se décompose en deux parties. La première est une division de la séquence d'apprentissage en classes constituées des vecteurs qui seraient codés avec un même vecteur du dictionnaire. La seconde va déterminer pour chacune de ces classes un nouveau vecteur qui en serait le meilleur représentant. Ce vecteur est ensuite placé dans le dictionnaire.

La première étape implique donc une opération similaire au codage à l'aide du dictionnaire existant pour toute la séquence d'apprentissage. La distance utilisée pour déterminer le vecteur le plus proche dans le dictionnaire est le critère de base pour la classification qui est ici réalisée.

Dans l'étape de la construction des nouveaux vecteurs représentant ou centres, il y a effectivement modification et amélioration du dictionnaire. La détermination du vecteur représentant optimum d'une classe s'obtient en faisant la dérivée de l'expression qui permet de calculer l'erreur moyenne sur toute la classe. Dans notre cas, cette erreur est l'énergie du bruit de quantification et elle s'écrit:

$$E = \sum_{X \in C} \left[\sum_{i=1}^n (x_i - c_i)^2 \right]$$

pour l'ensemble des vecteurs X de la classe C dont le centre est le vecteur c_i ($i=1$ à n). La dérivée de cette expression par rapport aux composantes du centre c_i est:

$$\frac{\partial E}{\partial c_i} = 2 \sum_{X \in C} [c_i - x_i]$$

qui s'annule (avec une dérivée seconde positive), ce qui nous assure d'avoir affaire à un minimum pour

$$c_i = \sum_{X \in C} x_i / \text{effectif de la classe } C.$$

Le meilleur représentant pour une classe donnée est donc son barycentre ou le vecteur moyen de cette classe.

Dans la réalisation de l'algorithme on part d'un dictionnaire créé par tirage aléatoire de vecteurs dans la séquence d'apprentissage. On est ainsi assuré d'avoir au moins un élément par classe. En pratique, il est nécessaire de disposer d'une séquence d'apprentissage suffisamment grande pour qu'il y ait au moins quelques éléments (10 en moyenne au minimum) dans chaque classe.

La stabilité de l'erreur de quantification moyenne qui est calculée à chaque itération est le critère utilisé pour stopper la construction du dictionnaire. En pratique 5 à 7 itérations suffisent pour obtenir une erreur quasi constante. De par sa structure, l'algorithme est assuré de converger (c'est-à-dire que l'erreur ne peut augmenter d'une itération à la

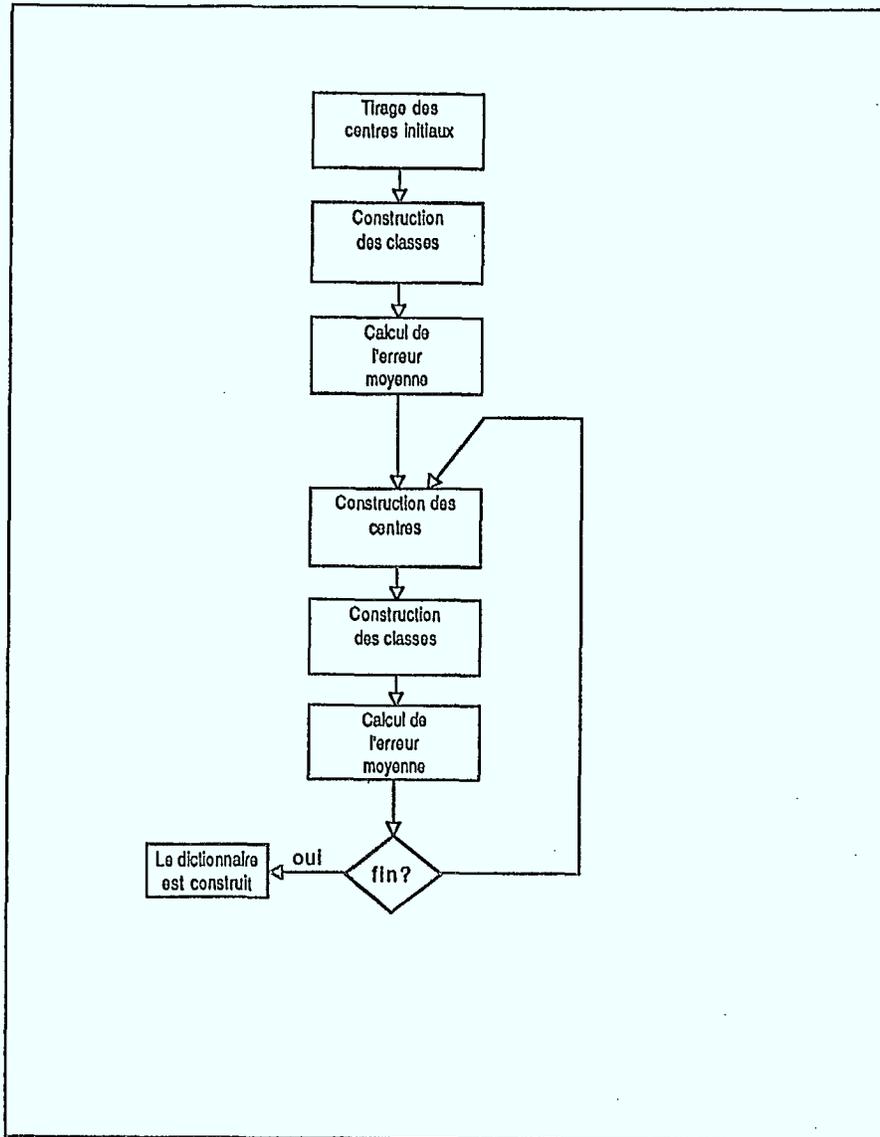


Figure 3.1 Algorithme de la k-moyenne.

suyvante), mais on n'est jamais certain du caractère absolu du minimum atteint. Il est souhaitable de faire tourner plusieurs fois l'algorithme avec des dictionnaires initiaux différents (influence du tirage aléatoire de départ).

3.3 Logiciel de construction du dictionnaire de formes d'onde

Un logiciel a été développé sur VAX/VMS pour permettre la construction d'un dictionnaire de formes d'onde utilisable pour la quantification vectorielle de fichiers de signaux échantillonnés. Ce logiciel, comme tous ceux développés pour ce projet, est compatible avec le logiciel de traitement du signal ILS.

Le programme de construction de dictionnaires, nommé KMY, (Interactive Laboratory System, Signal Technology Inc., Santa Barbara, Ca.) va lire la séquence d'apprentissage dans le fichier primaire A de données échantillonnées et va écrire les formes d'onde du dictionnaire construit dans le fichier secondaire A lui aussi de données échantillonnées.

Le programme KMY comporte les sous-routines suivantes:

- kmy_kmy qui réalise l'algorithme de la k-moyenne sur une copie en mémoire virtuelle de la séquence d'apprentissage;
- kmy_gendic qui génère un dictionnaire initial par tirage aléatoire dans la séquence d'apprentissage;
- kmy_inidic qui initialise les structures de données associées au dictionnaire avant la construction des classes. Ces structures de données vont permettre l'exploration rapide des classes une par une pour la construction des centres.
- kmy_bldcls qui construit les classes associées aux vecteurs du dictionnaire en réalisant une partition de la séquence d'apprentissage. Cette sous-routine calcule aussi l'erreur de la partition qui est directement liée au bruit de quantification.

kmy_blctr qui construit les nouveaux centres qui vont constituer les vecteurs du dictionnaire.

dist qui calcule la distance entre deux vecteurs et est utilisée pour la construction des classes.

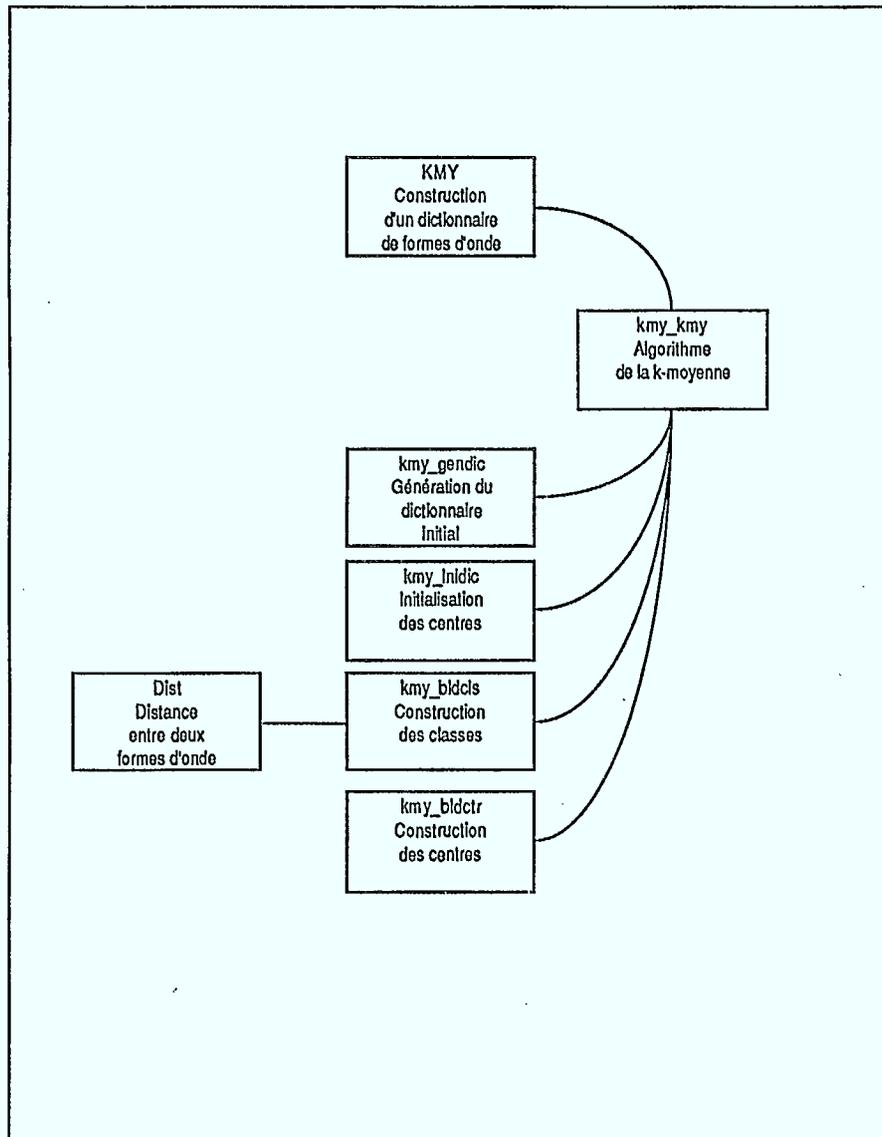


Figure 3.2 Structure du programme KMY.

3.4 Logiciel de décomposition et de reconstitution des signaux

Le codeur proposé dans cette étude est basé sur une décomposition du signal audio-numérique en deux parties: un signal sous-échantillonné et un signal d'erreur d'interpolation. Chacun de ces deux signaux vont être codés avec une technique différente. Le signal décimé va être quantifié en utilisant une loi instantanée (loi A) (voir section 3.6) alors que le signal d'erreur d'interpolation va être quantifié à l'aide d'un dictionnaire de formes d'onde (voir section 3.5).

Le programme DEC permet d'effectuer la décomposition du signal à coder de façon à obtenir dans un fichier secondaire A le signal décimé par un facteur ajustable et dans l'autre fichier secondaire B le signal d'erreur d'interpolation.

Dans un premier temps, l'interpolation utilisée est l'interpolation linéaire et le signal d'erreur n'est pas normalisé en amplitude. Le dictionnaire de formes d'onde va donc comporter des vecteurs de différentes énergies et le codage de l'énergie du signal d'erreur est inclus dans le codage de sa forme.

3.5 Logiciel de quantification vectorielle de la forme d'onde

Le programme QVC effectue la quantification vectorielle de la forme d'onde du signal d'erreur d'interpolation. Ce programme utilise en fichier primaire B un dictionnaire de formes d'onde construit à l'aide du programme KMY.

3.6 Logiciel de codage instantané

Une loi de codage instantanée du type loi A est utilisée pour le codage du signal décimé issu du programme DEC. Le programme PCM peut aussi réaliser les codages instantanés de type loi μ ainsi que les codages semi-instantanés de type NICAM.

3.7 Structure générale du logiciel de simulation du codeur

La figure 3.3 présente la structure du logiciel utilisé pour la simulation des codeurs à quantification vectorielle proposés.

Les fichiers des signaux à coder et codés/décodés sont à 32 kéch/s. Les fichiers de signal décimé contiennent des échantillons nuls correspondants aux échantillons manquants de façon à comporter le même nombre d'échantillons que les fichiers de signal original.

Le fichier contenant la séquence d'apprentissage est construit à partir d'un fichier de signal dont on a extrait le signal d'erreur d'interpolation avec le programme DEC.

3.8 Chaîne complète de simulation

Pour être compatible avec le système d'acquisition et de restitution du signal audio qui fonctionne à 44.056 kéch/s avec une préaccentuation EIAJ, (utilisée sur le PCMF1, Sony) il est nécessaire d'effectuer une adaptation de la pré-accentuation et une conversion de la fréquence d'échantillonnage.

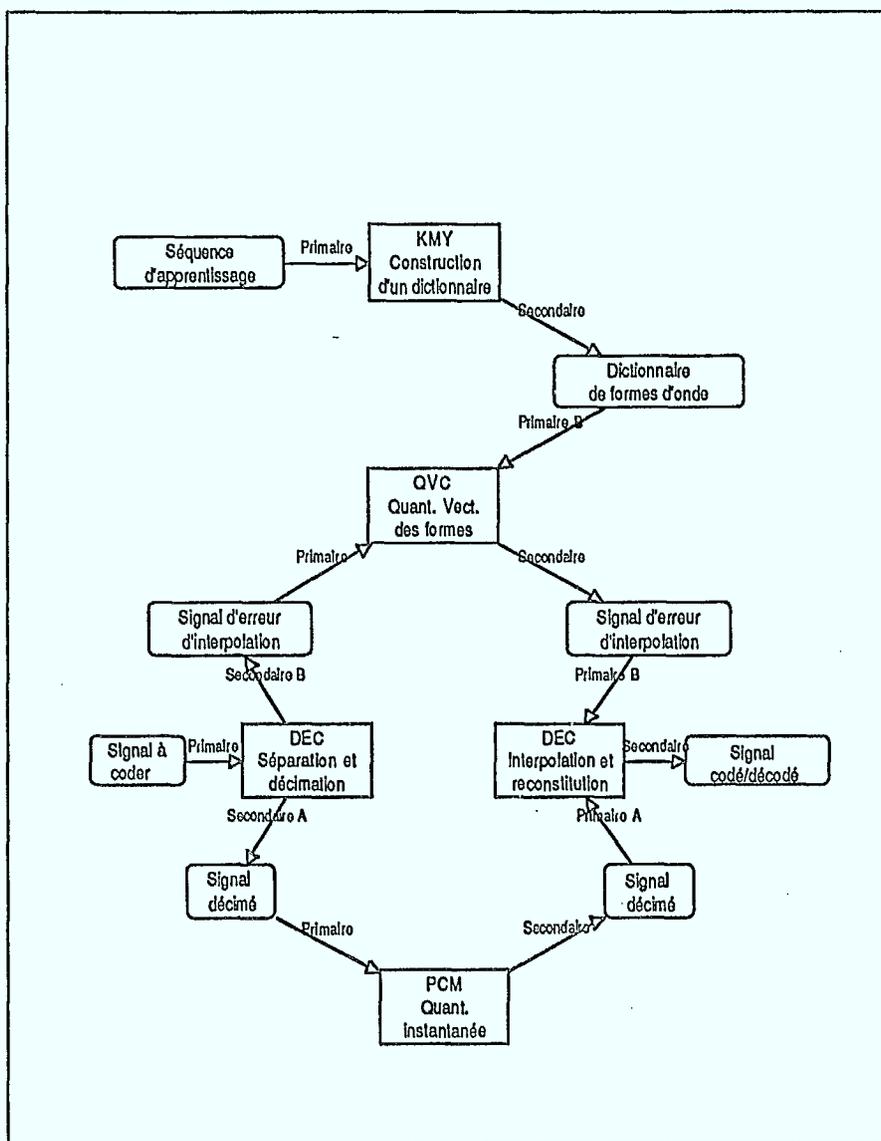


Figure 3.3 Structure du logiciel de simulation des codeurs.

CHAPITRE 4

SIMULATIONS ET RÉSULTATS

Dans ce chapitre, nous allons décrire les caractéristiques des codeurs à quantification vectorielle simulés ainsi que les résultats obtenus sur des signaux musicaux typiques. Plusieurs dictionnaires ont été construits de façon à explorer une gamme de débits pour le codage allant de 120 à 230 kbit/s environ.

4.1 Signaux de musique utilisés

Les échantillons musicaux utilisés pour la construction et la simulation des codeurs sont ceux qui ont été utilisés dans les études précédentes. Ils ont été numérisés à partir de disques audio-numériques (CD) à l'aide du PCMF1 et d'une interface spécialisée sur MAP-300 et PDP11/60. Les fichiers ainsi constitués ont été transférés sur VAX pour cette nouvelle étude.

La fréquence d'échantillonnage initiale est de 44056 Hz avec une pré-accentuation japonaise (EIAJ). La fréquence d'échantillonnage a été convertie à 32 kHz pour le codage mais la pré-accentuation japonaise (15/50 μ s ou EIAJ) a été conservée.

Les deux sélections musicales utilisées sont la "harpe indienne" (Cardajo F.P., Campana) et le "chant" (Orff C., Carmina Burana). Les si-

gnaux synthétiques n'ont pas été utilisés dans un premier temps à cause de leurs caractéristiques trop particulières (fréquences très basses ou très élevées).

4.2 Caractéristiques des codeurs simulés

Chaque codeur simulé est caractérisé par les paramètres suivants: le facteur de décimation utilisé (1/3 ou 1/4), la loi de codage du signal décimé (avec ou sans loi A 11 bits), la longueur des formes d'onde du signal d'erreur d'interpolation (3,4,6 ou 9 échantillons) et la taille du dictionnaire (32 à 1024 formes d'onde).

Pour minimiser la quantité de calculs au niveau de la construction des dictionnaires, deux axes ont été explorés dans le domaine de la dimension des formes d'onde et du nombre de celles-ci dans le dictionnaire. Le premier correspond à des formes d'onde d'une longueur constante de 4 échantillons avec un dictionnaire dont la taille varie de 32 (5 bits) à 1024 (10 bits). Le second concerne des dictionnaires d'une taille constante de 1024 formes d'onde d'une longueur de 3 à 9 échantillons. Le premier de ces axes a été exploré dans le cas d'un facteur de décimation de 1/4 alors que le second a été exploré pour un facteur de décimation de 1/3.

En ce qui concerne le choix de la longueur des formes d'onde utilisées dans les dictionnaires, il faut remarquer que celles-ci sont toujours des multiples de la période du signal décimé. Il va être ainsi possible de constituer des trames comportant un ou plusieurs échantillons décimés et un indice de forme d'onde.

No. codeur	No. codeur			Débit numérique Kb/s		
	Facteur de décimation	Longueur des formes d'onde	Taille du dictionnaire	Forme d'onde	Signal décimé	Total
1	1/4	4 Ech.	32	40	88	128
2	1/4	4 Ech.	256	64	88	152
3	1/4	4 Ech.	1024	80	88	168
4	1/3	3 Ech.	1024	106.7	117.3	224
5	1/3	6 Ech.	1024	53.3	117.3	170.3
6	1/3	9 Ech.	1024	35.5	117.3	152.8

Tableau 4.1 Caractéristiques des codeurs simulés.

4.3 Construction des dictionnaires

Les dictionnaires nécessaires aux codeurs décrits dans le tableau 4.1 ont été construits avec le logiciel de k-moyenne décrit au chapitre précédent. La séquence d'apprentissage utilisée est la sélection musicale no. 1 "harpe indienne" prise en totalité. Les codeurs seront évalués sur les deux sélections musicales de façon à mettre en évidence l'influence de l'appartenance à la séquence d'apprentissage sur les performances du codage. Si une telle influence n'est pas démontrée, on pourra supposer que le signal d'erreur d'interpolation qui est quantifié vectoriellement ici ne présente pas une allure spécifique dépendante de la nature du signal à long terme. Il faut remarquer ici que les deux sélections musicales sont très différentes de par leur nature: un instrument à cordes pincées et une voix chantée.

Le nombre d'itérations utilisé pour l'algorithme de la k-moyenne a été fixé à 6, ce qui correspond à une approche raisonnable de la valeur asymptotique de l'erreur moyenne de quantification. La figure 4.1 illustre les variations de cette erreur en fonction du nombre d'itérations réalisées.

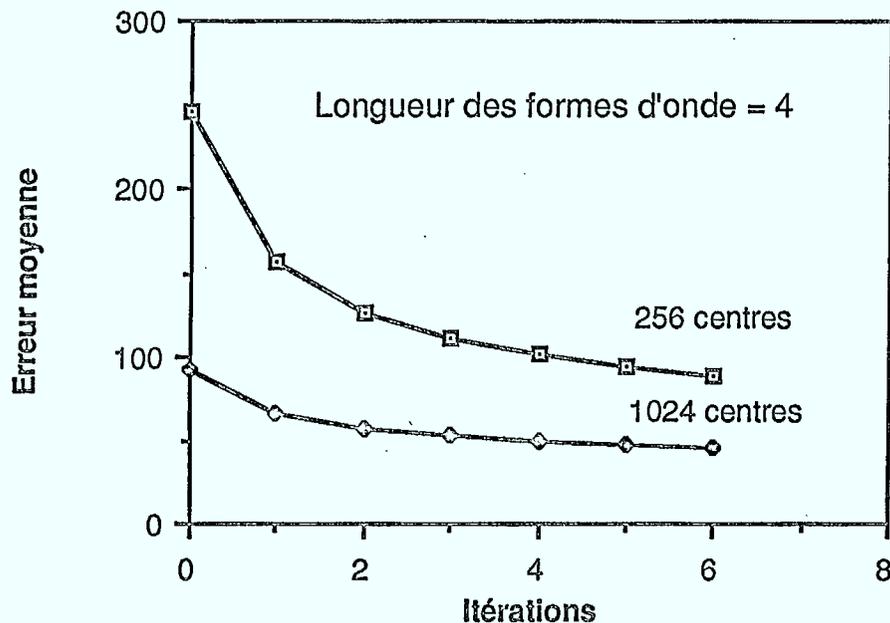


Figure 4.1 Évolution de l'erreur de quantification en fonction du nombre d'itérations.

En raison de la faible diversité du signal d'erreur d'interpolation, un grand nombre de classes vides, c'est-à-dire de formes d'onde du dictionnaire non utilisées par la séquence d'apprentissage, a été observé lors de la construction des dictionnaires. Ce phénomène est dû à la présence de formes d'onde identiques constituant le dictionnaire initial tiré au hasard. Pour éviter la diminution du nombre des formes d'onde utilisables dans le dictionnaire à cause de ce phénomène, la stratégie suivante a

été adoptée: lorsqu'une forme d'onde n'est pas utilisée par la séquence d'apprentissage, elle est remplacée par une autre forme d'onde tirée au hasard dans cette séquence. Cette opération, réalisée dans la sous-routine `kmy_bldctr` de construction des centres, permet de résorber les classes trouvées vides au cours de l'évolution de l'algorithme de la k-moyenne.

4.4 Évaluation des codeurs

L'évaluation des codeurs se fait à différents niveaux: objectifs et subjectifs. L'observation visuelle de la forme du signal codé/décodé et sa comparaison avec l'original est la première évaluation subjective qui est faite. Quelques-uns de ces résultats sont présentés ici. La comparaison du spectre en fréquence du signal codé/décodé avec celui de l'original est une seconde forme d'évaluation subjective.

Au niveau objectif, ces évaluations temporelles et fréquentielles se traduisent par des rapports signal sur bruit. Le RSB pour une partie donnée de signal a été calculé sur une base fréquentielle pour la chaîne de codage au complet (à 32 kHz pré-accentuation EIAJ). Les résultats obtenus avec les codeurs du tableau 4.1 sont présentés sur la figure 4.3.

D'autre part des mesures de RSB ont été effectuées pour évaluer l'impact du codage instantané du signal décimé. Aucune différence n'a été mesurée sur la chaîne complète suite au retrait ou à l'ajout du codage instantané, Loi A, sur le signal décimé. Il semble donc que l'essentiel de la dégradation du signal soit l'effet du codage vectoriel du signal d'erreur d'interpolation.

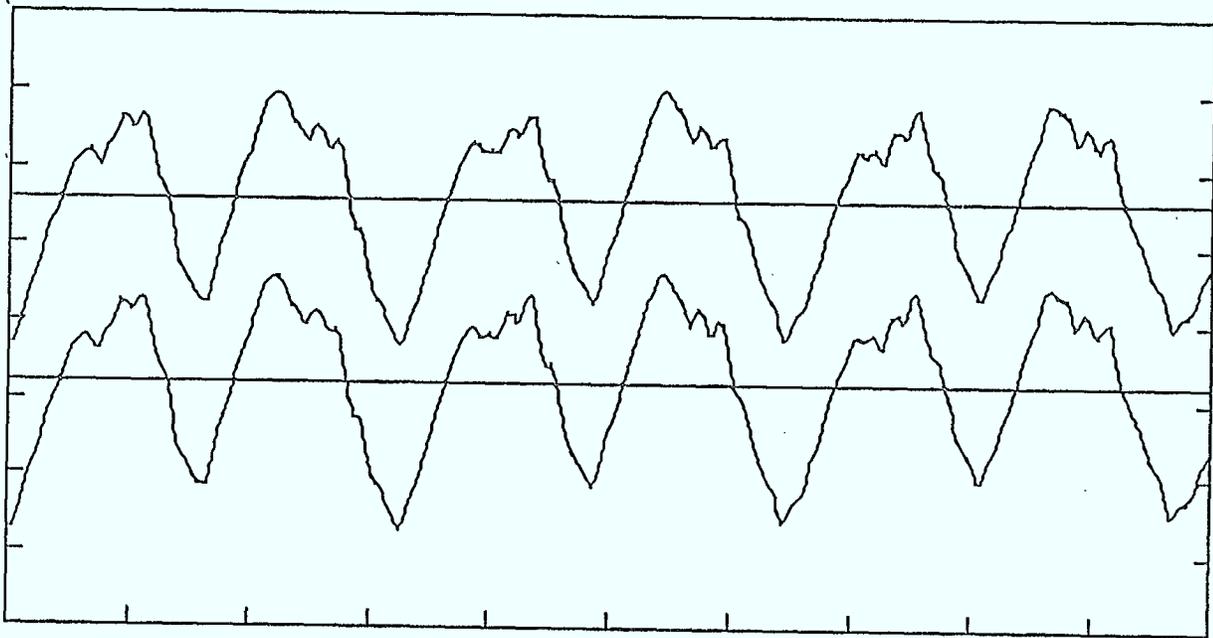
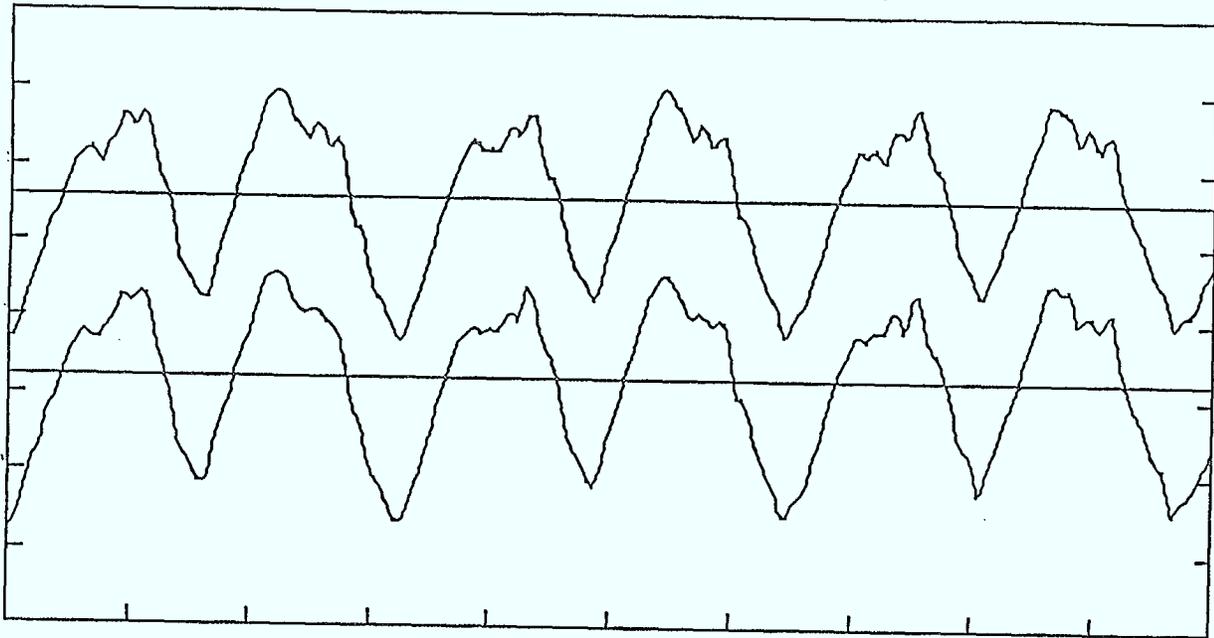


Figure 4.2 Exemples de signaux codés/décodés obtenus pour le codeur no. 1 (en haut) et pour le no. 3 (en bas). Dans chaque cas, le signal original est donné dans la partie supérieure.

L'effet de la pré accentuation a été mesurée et il semble que celle-ci apporte un gain de 4 dB environ sur la valeur du RSB. Ce résultat était prévisible puisque la technique de codage proposée amène plus de dégradation sur les composantes hautes fréquences du signal qui sont affectée par les filtres d'accentuation et de dés accentuation.

Les RSB présentés à la figure 4.3 sont ceux obtenus pour un signal extrait de la séquence d'apprentissage (sélection no 1) avec les 6 codeurs présentés au tableau 4.1.

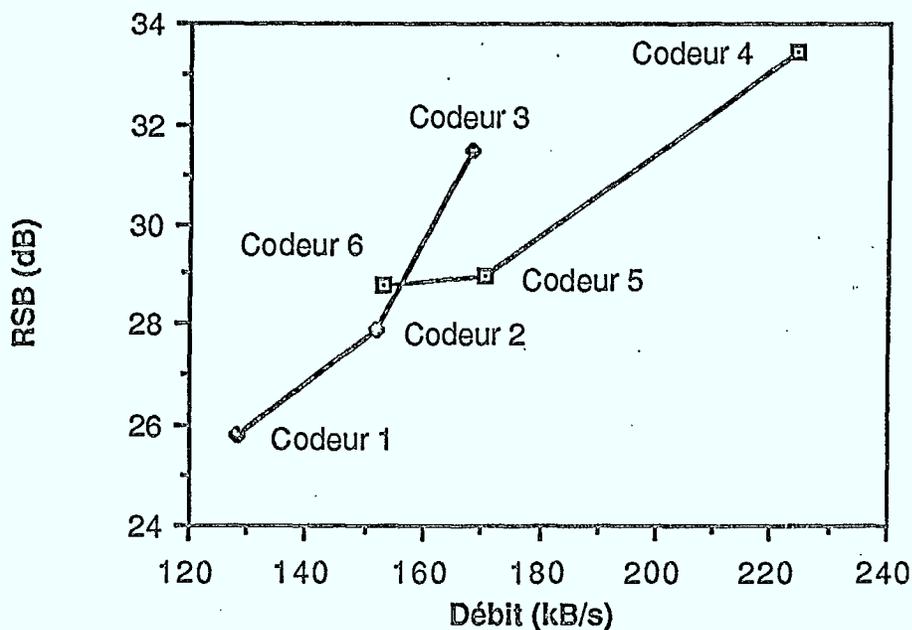


Figure 4.3 RSB obtenus pour les codeurs du tableau 4.1.

On peut en déduire les constatations suivantes :

- a) La qualité du codage obtenue est croissante avec la taille du dictionnaire (codeurs 1,2 et 3) et décroissante avec la longueur des formes d'onde (codeurs 4,5 et 6).

- b) Le codeur 6 est meilleur que le codeur 2 pour cette séquence de signaux. Il semble donc que le gain apporté par un débit plus important alloué au signal d'erreur d'interpolation dans le codeur 2 ne puisse pas compenser la perte de qualité due à la décimation par 4. Il est difficile de dire si cela provient des impacts respectifs de la décimation et du codage du signal d'erreur d'interpolation ou bien de la différence de qualité entre un quantificateur vectoriel utilisant 256 formes d'onde de 4 échantillons et un autre utilisant 1024 formes d'onde de 9 échantillons.
- c) Le codeur 3 est meilleur que le codeur 5, toujours pour cette même séquence de signaux. Ceci confirme la meilleure qualité d'un quantificateur vectoriel utilisant des formes d'onde de 4 échantillons au lieu de 6 échantillons (à taille égale du dictionnaire).

La figure 4.4 présente des RSB pour les codeurs 1, 2 et 3 mais avec un signal de musique hors de la séquence d'apprentissage (sélection no 2). Nous constatons que les valeurs obtenues sont supérieures, ce qui s'explique par le fait que cette seconde sélection musicale comporte moins de composantes dans les hautes fréquences.

La figure 4.5 présente l'évolution du RSB en fonction du temps sur la sélection no. 1 avec le codeur 1. On peut y constater que la qualité du codage est la plus mauvaise lorsque l'énergie du signal est à son maximum. Cette constatation reste vraie pour le codeur 4 qui est de meilleure qualité: une vue agrandie des signaux originaux et décodés (figure 4.7) fait apparaître des composantes hautes fréquences importantes lorsque le RSB est faible. Ceci est vérifié par la comparaison du spectre du si-

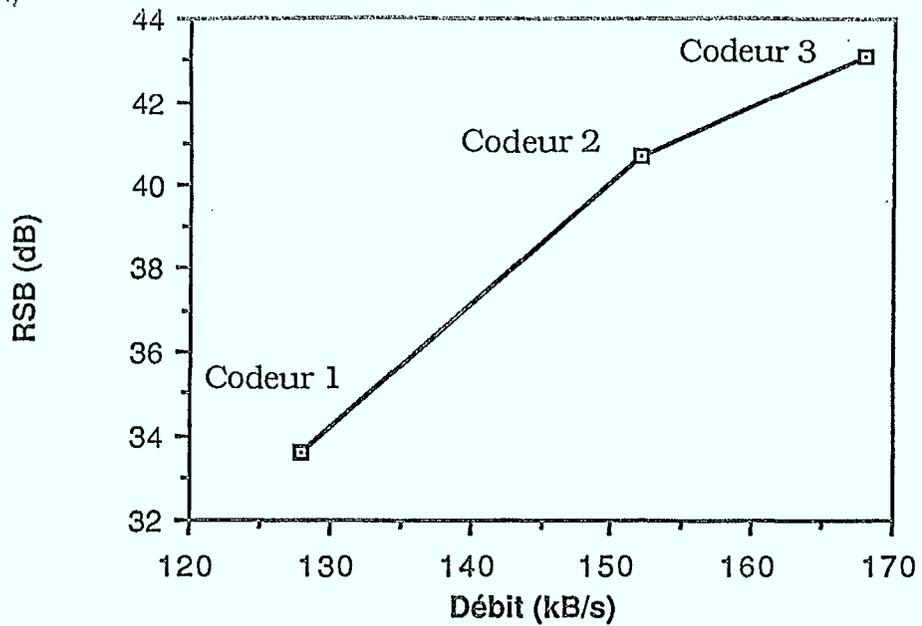


Figure 4.4 RSB obtenus avec des signaux hors de la séquence d'apprentissage (sélection musicale no. 2).

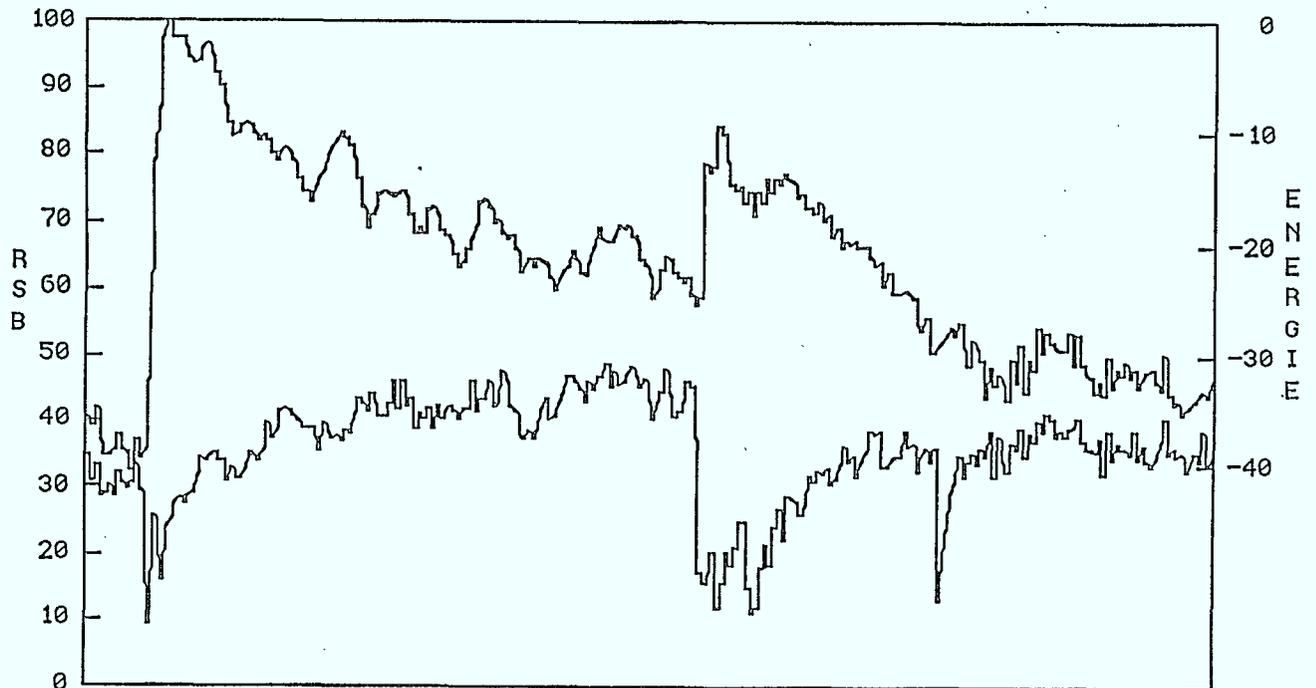


Figure 4.5 Evolution du rapport signal/bruit obtenu avec le codeur 1 sur la sélection musicale no. 1 (harpe indienne). La courbe du haut donne l'énergie relative du signal.

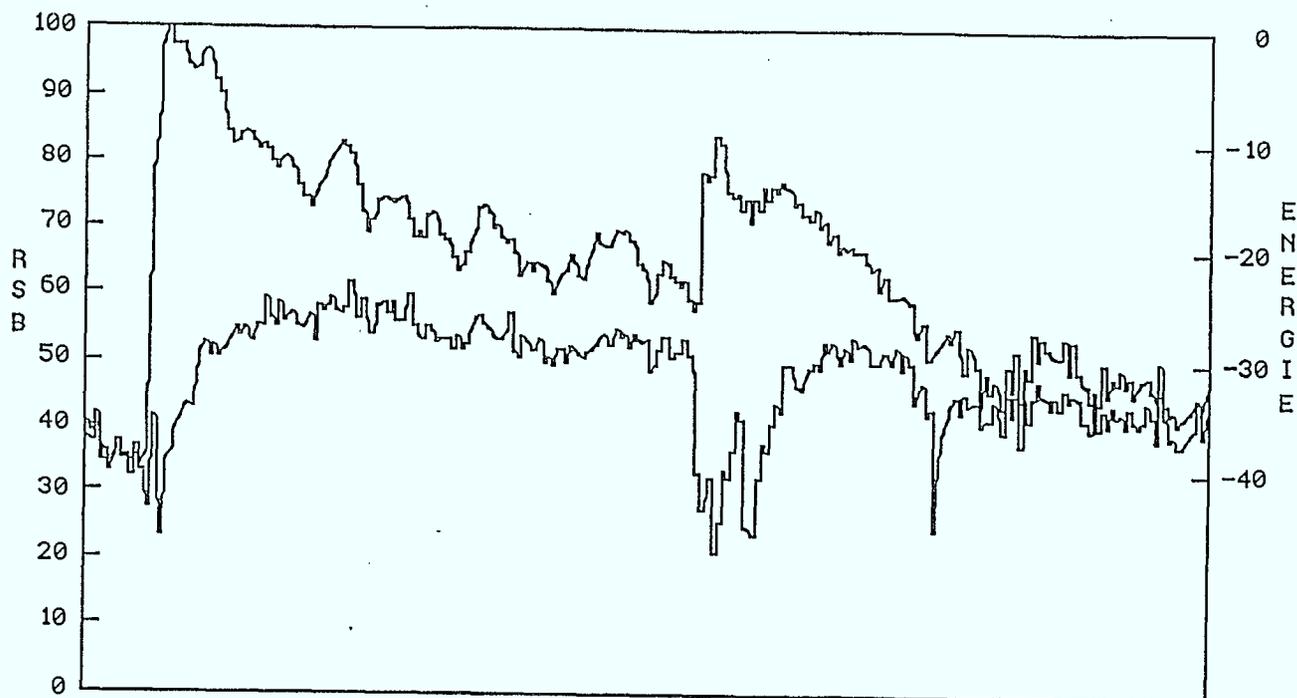


Figure 4.6 Evolution du rapport signal/bruit obtenue avec le codeur 4 sur la sélection musicale no. 1 (harpe indienne). La courbe du haut donne l'énergie relative du signal.

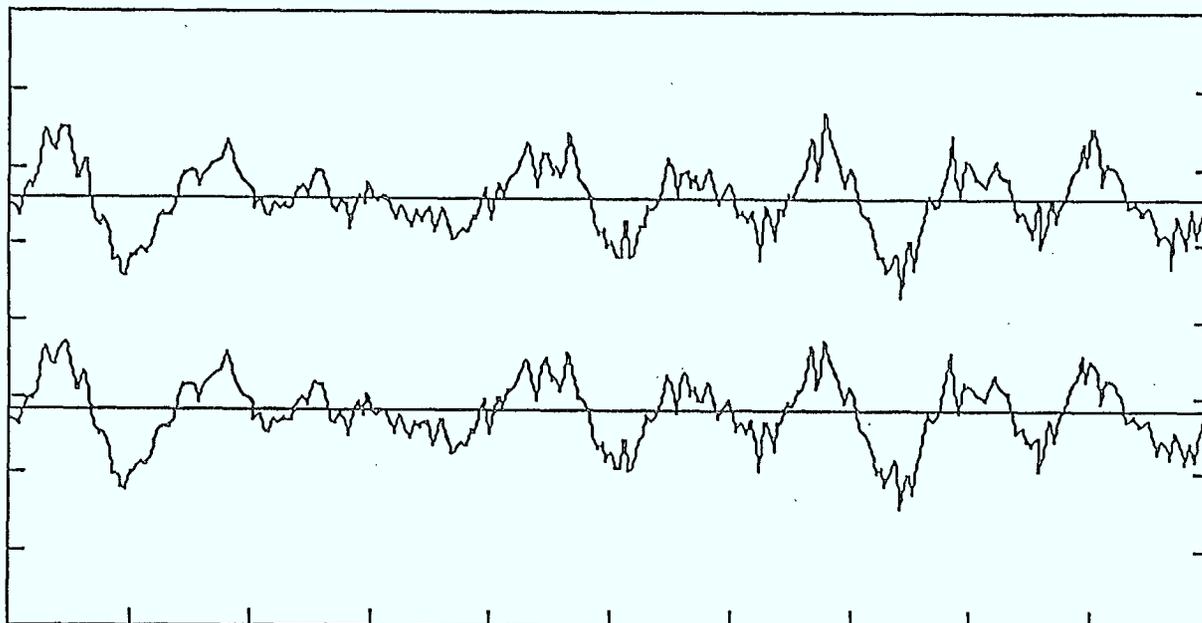


Figure 4.7 Comparaison du signal original (en haut) et du signal décodé pour une fenêtre de RSB le plus mauvais (en bas) de la figure 4.6.

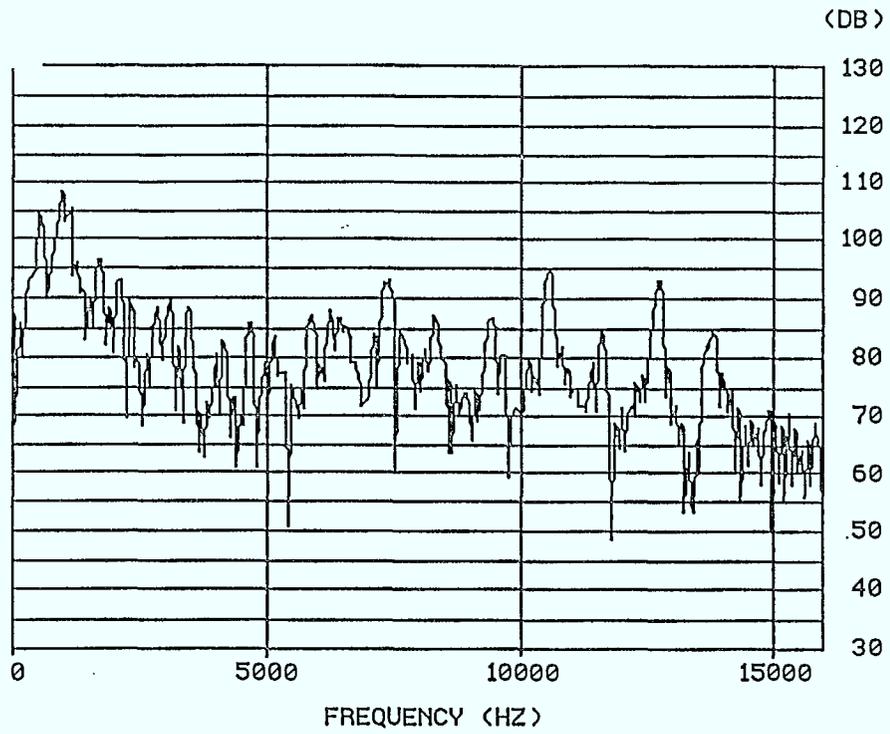


Figure 4.8a) Spectre du signal original de la figure 4.7.

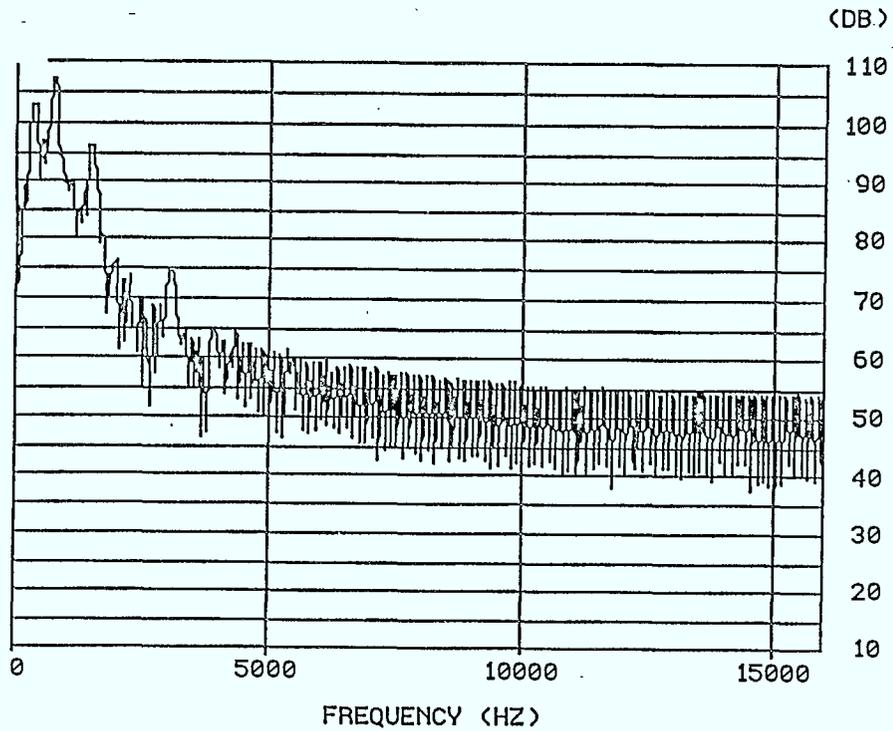


Figure 4.8b) Spectre du signal original correspondant à un RSB de bonne qualité de la figure 4.6.

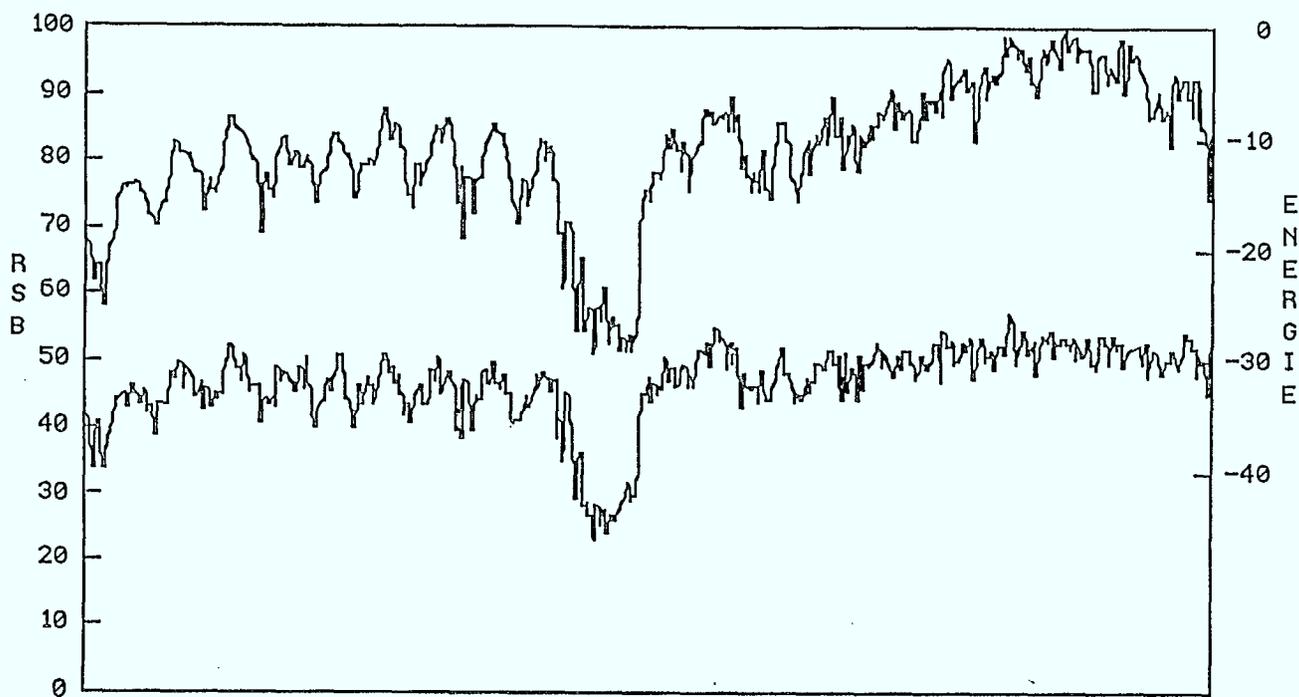


Figure 4.9 RSB obtenu avec le codeur 3 sur un extrait de la sélection musicale no. 2 (chant).

gnal original lorsque le RSB est au plus faible avec le spectre du signal lorsque le RSB est plus élevé (figures 4.8a ou 4.8b).

La technique proposée donne donc de meilleurs résultats lorsque l'essentiel du signal est concentré dans le bas de la bande c'est-à-dire où la quantification vectorielle n'intervient pas.

CONCLUSIONS

Cette première étude sur l'utilisation de la quantification vectorielle pour le codage audio-numérique du signal de musique donne, selon nous, des résultats très encourageants. En effet la qualité du signal obtenu est très bonne compte tenu du débit qui est moins de la moitié de celui utilisé avec les techniques de codage instantané et semi-instantané.

Les présomptions concernant l'impact subjectif d'une dégradation du signal d'erreur d'interpolation se sont avérées exactes. Les dégradations apportées par la technique proposée sont concentrées dans des zones où le signal est faible, l'oreille moins sensible et où la pré-accentuation permet facilement d'en diminuer l'impact.

Bien que les mesures de rapports signal sur bruit effectuées sur les codeurs simulés sont relativement faibles par rapport à la qualité subjective obtenue, la technique proposée est supérieure à la modulation delta sans transmission d'informations d'adaptation en parallèle pour des débits comparables. Il faut toutefois préciser que la technique proposée ici implique la transmission d'informations en parallèle (comprise dans les débits indiqués).

La construction du dictionnaire de formes d'onde nécessaire au codeur est bien maîtrisée. La quantité de calculs à cette étape est importante (plusieurs heures de CPU sur VAX) mais elle n'intervient qu'une seule

fois et est sans rapport avec ce qui est demandé au codage et surtout au décodage.

La partie décodage des algorithmes proposés dans cette étude peut être réalisée en temps réel sur un seul microprocesseur spécialisé en traitement du signal comme le TMS 32020 ou 320C25. En effet, les seuls calculs à réaliser pour cette étape sont l'interpolation des échantillons décimés et l'addition du signal d'erreur qui est lu dans une mémoire morte indexée par les indices binaires reçus.

Le codeur, par contre, demande des ressources plus importantes en termes de puissance de calcul. On peut en envisager une réalisation temps réel à l'aide de plusieurs (2 à 5 environ) microprocesseurs spécialisés en traitement du signal (TMS 320C25 ou le nouveau 320C30).

Le train binaire associé aux codeurs à quantification vectorielle proposés est constitué de trames comportant chacune un certain nombre d'échantillons PCM du signal décimé et un indice de forme d'onde du signal d'erreur d'interpolation.

En conclusion, la quantification vectorielle du signal d'erreur d'interpolation associée à un codage instantané du signal décimé est une technique qui est envisageable pour de la radiodiffusion numérique (un émetteur pour un grand nombre de récepteurs) dans une plage de débits numériques de 100 à 200 kB/s.

ANNEXE A

UTILISATION DE SIGNAUX SYNTHÉTIQUES

Des signaux tests synthétisés par l'ordinateur ont été utilisés pour évaluer le codage par quantification vectorielle.

Ces signaux, identiques à ceux utilisés pour l'évaluation des techniques de codage delta, instantanées et semi-instantanées, comportent 4 notes de musique (DO - RÉ - MI - DO) aux octaves -2 (basses fréquences, 65.4 à 82.4 Hz) et +4 (hautes fréquences, 4.2 à 5.3 kHz). Les constantes de temps d'attaque et d'amortissement sont respectivement de 3 et de 300 ms.

Ces signaux synthétiques ont été codés à l'aide du codeur #4 c'est-à-dire à 224 Kb/s. Dans le cas de la première note basse fréquence, les valeurs du RSB obtenu sont présentées à la figure A.1. Celui-ci varie de 40 à 70 dB pour une dynamique du signal de 50 dB environ. Ce bon résultat est dû au fait que les notes synthétiques basse fréquence sont entièrement comprises dans la partie du spectre qui est codée à l'aide d'une loi instantanée.

Les notes synthétiques haute fréquence sont naturellement plus dégradées par la quantification vectorielle. En effet, elles se situent dans la partie du spectre qui est entièrement codée par quantification vectorielle de formes d'onde. La figure A.2 présente l'allure du signal codé/décodé pour l'attaque de la première note (DO à 4.2 kHz) et la figure

A.3 donne l'évolution du RSB pour cette même note. On constate que ce dernier ne dépasse pas 30 à 35 dB et qu'il est maximum lorsque le signal est de forte énergie.

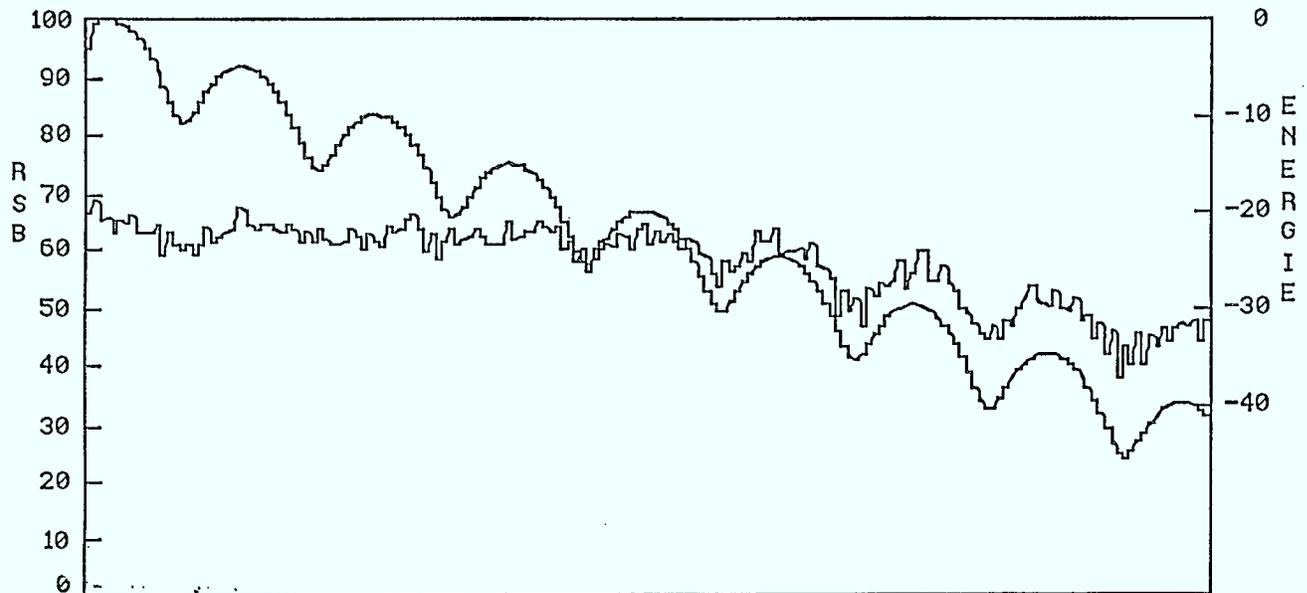


Figure A.1 RSB obtenu pour la première note synthétique basse fréquence (DO à 65.4 Hz) avec le codeur #4. La courbe du haut représente l'énergie relative du signal.

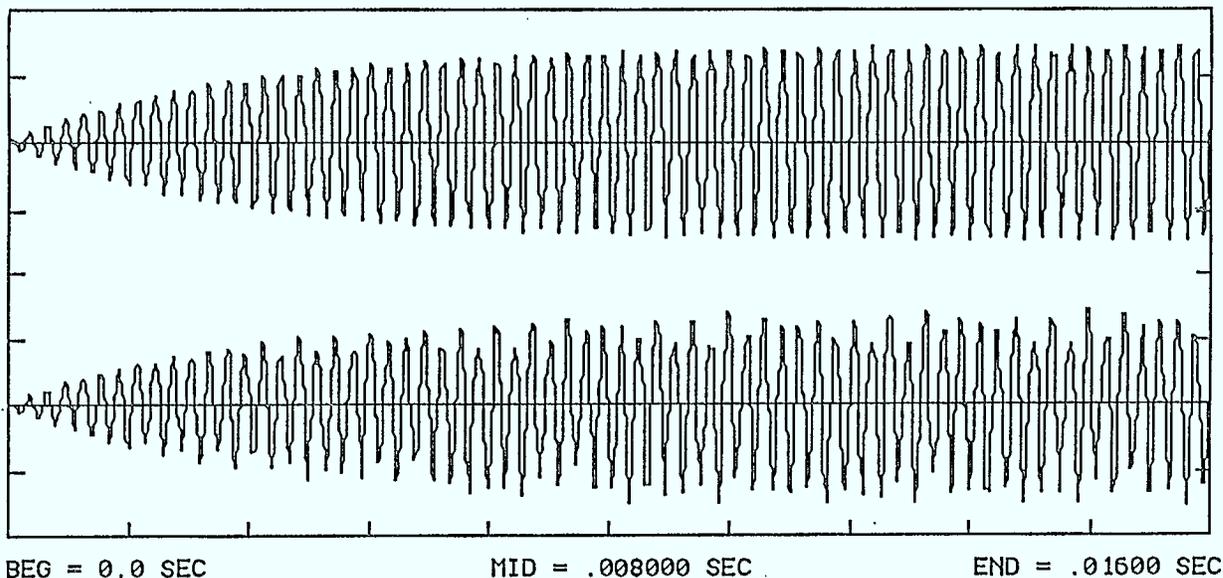


Figure A.2 Comparaison entre le signal original (en haut) et le signal codé/décodé (en bas) avec le codeur #4 pour l'attaque de la première note synthétique haute fréquence (DO à 4.2 kHz).

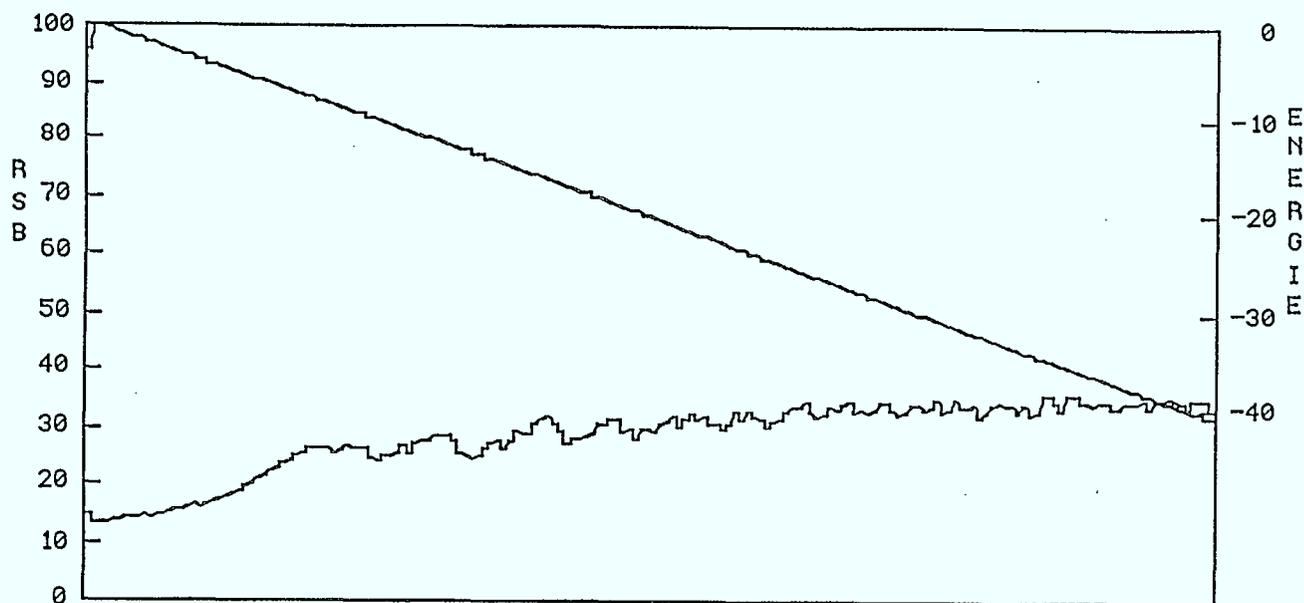


Figure A.3 RSB obtenu avec le codeur #4 sur la première note synthétique haute fréquence (DO à 4.2 kHz).

ANNEXE B

**Codage par quantification vectorielle
Cassette audio-numérique**

(Chaque séquence est présentée deux fois)

Codeur	Débit total	Dictionnaire (taille et longueur)	Débit signal décimé	Débit forme d'onde
Sélection no. 1 "Harpe"				
1	128	32 par 4	88	40
2	152	256 par 4	88	64
3	168	1024 par 4	88	80
6	152.8	1024 par 9	117.3	35.5
5	170.3	1024 par 6	117.3	53.3
4	224	1024 par 3	117.3	106.7
original				
Sélection no. 2 "Chant"				
1	128	32 par 4	88	40
2	152	256 par 4	88	64
3	168	1024 par 4	88	80
4	224	1024 par 3	117.3	106.7
original				
Sélection no. 1 "Harpe"				
3	168	1024 par 4	88	80
4	224	1024 par 3	117.3	106.7
Sélection no. 1 "Harpe"				
4	224	1024 par 3	117.3	106.7
original				
Sélection no. 2 "Chant"				
3	168	1024 par 4	88	80
4	224	1024 par 3	117.3	106.7
Sélection no. 2 "Chant"				
4	224	1024 par 3	117.3	106.7
original				

Codeur	Débit total	Dictionnaire (taille et longueur)	Débit signal décimé	Débit forme d'onde
Sélection no. 3 "Notes synthétiques HF"				
4 original	224	1024 par 3	117.3	106.7
Sélection no. 4 "Notes synthétiques BF"				
4 original	224	1024 par 3	117.3	106.7

ANNEXE C

ÉCOUTE ET ACQUISITION DE SIGNAUX NUMÉRIQUES À PARTIR D'UN
SYSTÈME VAX 11 ET UN PCM F1 (ou PCM 701)

C.1 Introduction

Un système permettant l'écoute et l'acquisition de signaux à partir d'un ordinateur est vital dans le cadre de projets d'études simulant des algorithmes de traitement de signaux haute fidélité.

L'existence sur le marché de systèmes numériques haute fidélité incorporant des convertisseurs numériques/analogiques et analogiques/ numériques travaillant sur 16 bits effectifs permet d'envisager à prix réduit la réalisation d'un système d'acquisition et d'écoute sur ordinateur. Un tel système est habituellement dispendieux et de résolution insuffisante.

En effet, la réalisation d'un interface de conversion analogique à numérique haute résolution (16 bits) sur un signal haute fidélité est une entreprise très délicate; ceci est particulièrement vrai dans le cas où le cadre d'implantation de la carte est un système informatique (micro-ordinateur ou ordinateur): le bruit régnant dans un tel système rend très difficile l'obtention des 16 bits significatifs (à titre indicatif, les convertisseurs 12 bits inclus dans la carte LPA 11K de Digital ne donnent guère que 7 à 8 bits significatifs dans leur environnement réel).

Dans ces conditions, il apparaît opportun d'utiliser des systèmes effectuant la conversion avec la résolution nominale à l'extérieur d'un système informatique. Le choix peut se porter sur le PCM 701 de Sony (ainsi qu'une version portative, le PCM F1), lequel intègre une paire de convertisseur analogique à numérique fonctionnant sur 16 bits et un convertisseur numérique à analogique commuté sur les deux canaux. Cependant ce système n'offre pas, à l'état commercial, de point d'entrée/sortie à l'état numérique et il est nécessaire d'y apporter des modifications mineures afin de s'aménager des points d'entrée/sortie numérique.

Le seul apport nécessaire à la communication entre l'ordinateur et le monde analogique se réduit alors à un interface numérique/numérique entre le bus de l'ordinateur et les points d'entrées aménagés sur le PCM. L'obtention du débit nécessaire à l'écoute en temps réel sur un système à temps partagé tel que le VAX 11, nécessite l'utilisation d'un processeur DMA; ce dernier sera relié aux points d'entrée/sortie du PCM par l'intermédiaire d'un adaptateur gérant la synchronisation et le changement de format des données.

L'ensemble est complété par un logiciel serveur assurant l'interactivité entre l'utilisateur et le flot des entrées/sorties. Les données sont stockées sur disque à l'intérieur de l'ordinateur.

C.2 Vue d'ensemble du matériel

La figure C.1 donne une vue d'ensemble de la chaîne, intégrant une représentation simplifiée de chacun des sous-ensembles formant la chaîne. Ceux-ci sont au nombre de trois:

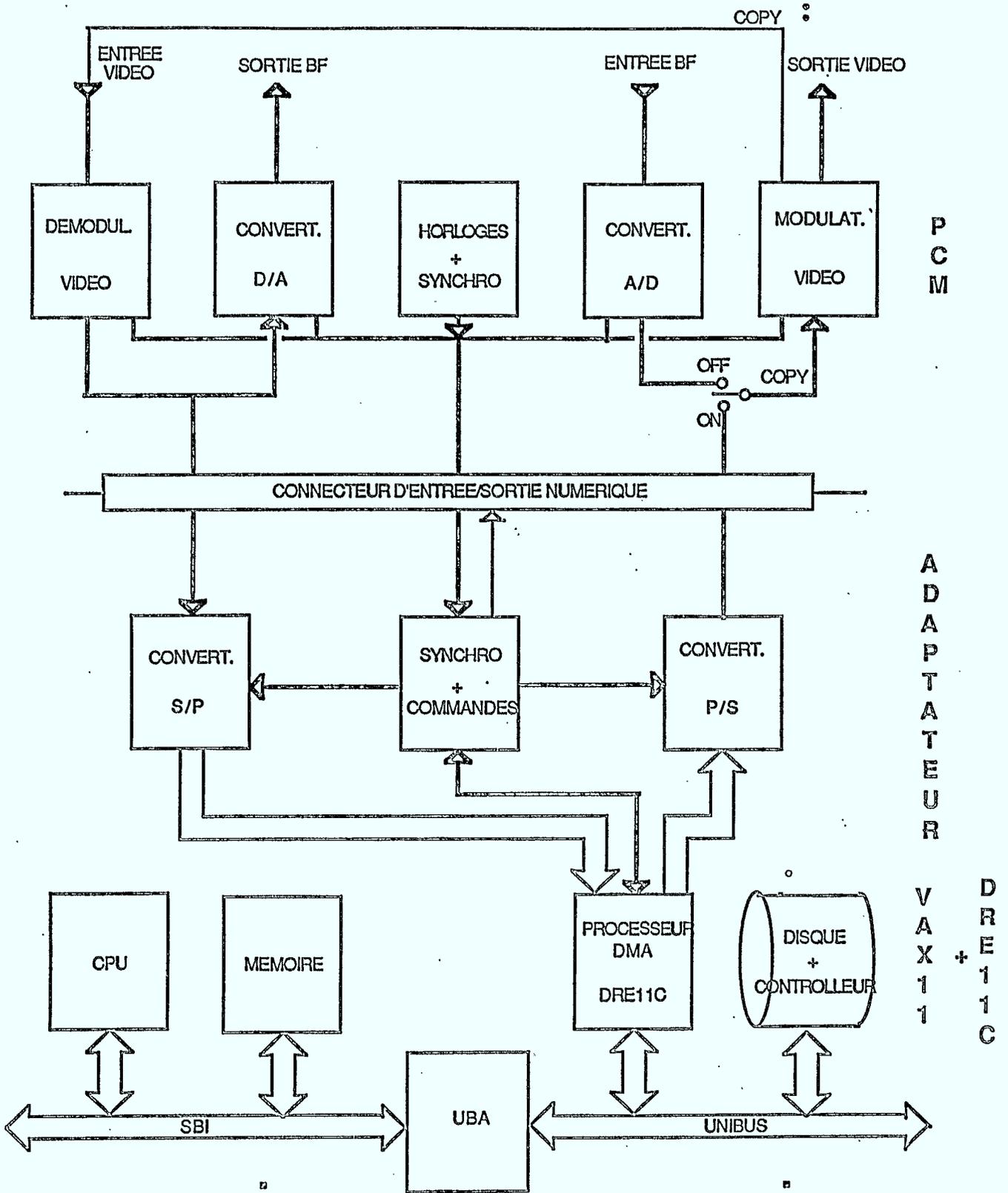


Figure C.1 Vue d'ensemble de la chaîne d'acquisition et d'écoute.

- le processeur DMA (DRE 11-C) et le site d'accueil (Vax 11);
 - le PCM 701 avec l'interface de connection numérique;
 - l'adaptateur PCM/DRE11.
- o Le DRE 11-C est un processeur DMA haute performance pouvant atteindre un débit de 700 Kmots/sec. Dans le cas présent le débit demandé ne dépasse jamais les 100 Kmots/sec. (88 Kmots/sec en stéréo sur le PCM 701). Dans la configuration adoptée, le processeur fonctionne en mode alterné sur deux buffers en mémoire centrale: pendant que l'échange DMA porte sur un buffer, le CPU se charge de gérer la mise à jour de l'autre buffer; ce mode de fonctionnement permet d'obtenir un débit ininterrompu aussi longtemps que nécessaire.
- o Le PCM est un système destiné à permettre le stockage sous forme numérique d'un signal haute fidélité stéréophonique à l'aide d'un magnétoscope. L'appareil permet, à l'inverse, la reconstitution du signal audio à partir du signal vidéo. Le système se divise en quatre blocs fonctionnels:
- une paire de convertisseurs analogique à numérique convertissant le signal stéréophonique par échantillonnage à 44 kHz en un train binaire série unique de 1400 Kbaud (16 bits par échantillon). Deux échantillons consécutifs sont relatifs à un canal distinct;
 - un convertisseur numérique à analogique à sortie commutée alternativement sur chaque canal, formant le signal analogique stéréophonique à partir du train binaire alterné de 88 kHz (16 bits par échantillon);
 - un modulateur vidéo convertissant le train binaire en signal vidéo et un démodulateur vidéo opérant la transformation inverse.

Après modification du PCM de manière à insérer l'interface du connecteur numérique, le train binaire circulant du démodulateur vidéo vers les convertisseurs D/A sont disponibles en tant que signal d'acquisition; le train binaire entrant dans le modulateur vidéo est disponible en tant que signal de restitution (à condition que le commutateur COPY du PCM soit sur "ON").

Pour opérer sur des grandeurs analogiques BF, il est nécessaire de relier la sortie vidéo "COPY" à l'entrée vidéo.

• L'adaptateur asynchrone PCM → DRE-11 se divise en trois sous-ensembles:

- un convertisseur série/parallèle pour l'acquisition et un convertisseur parallèle/série pour la restitution. Suivant le mode des transferts (monophonique ou stéréophonique), le train binaire de 1400 Kbaud correspond à un train binaire parallèle de 44 K mots/sec (ou de 88 Kmots/sec.).
- une logique de contrôle assurant la synchronisation des transferts, la gestion des requêtes issues du DRE-11 et le fonctionnement de l'adaptateur dans le mode de fonctionnement requis.

Il importe de souligner que l'adaptateur joue un rôle totalement passif vis-à-vis du débit des transferts. La maîtrise des transferts appartient aux horloges du PCM. Le processeur DMA se comporte en esclave du PCM: le processeur DMA se contente de transférer un échantillon entre la mémoire et le PCM aux instants requis par ce dernier. La figure C.2 donne une vue des commandes et des témoins installés sur l'adaptateur.

IMPLANTATION FACE AVANT

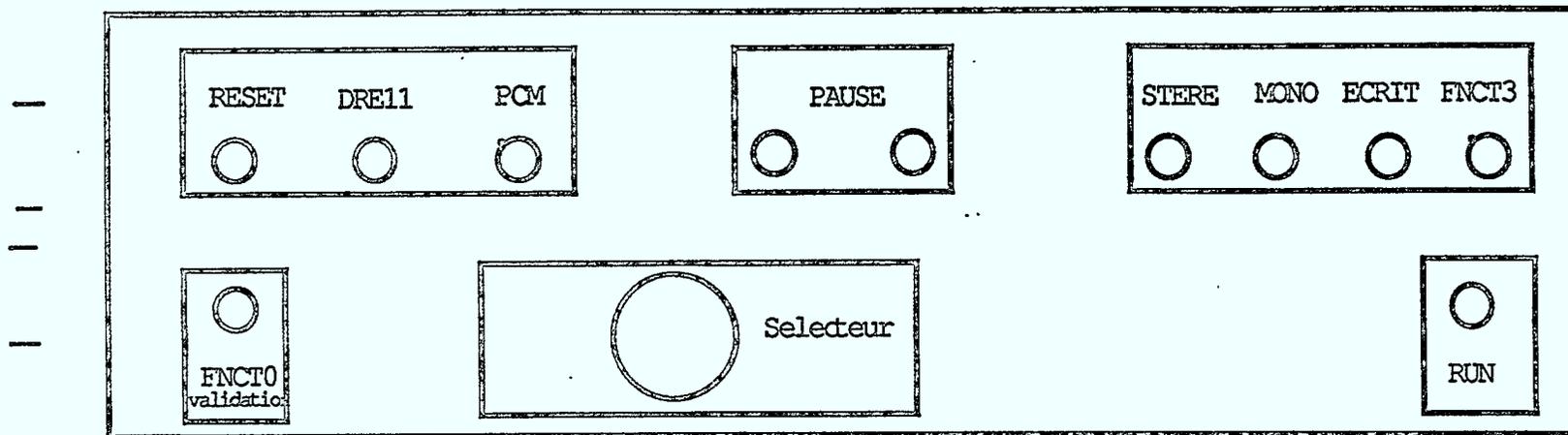


Figure C.2 Face avant de l'adaptateur.

C.3 Les fonctions du logiciel serveur

Celui-ci permet le contrôle du processeur DMA et de l'état de l'adaptateur au travers de ce dernier. Sa fonction principale est, après interrogation de l'utilisateur, d'amorcer les transferts dans le mode voulu. Le programme se met ensuite au service du processeur DMA afin d'assurer la remise à jour en mémoire des buffers DMA au rythme des besoins par transfert avec le (ou les) fichier(s) stockant le signal sur disque. On distingue deux modes de fonctionnement suivant la direction des transferts: l'acquisition et l'écoute.

- o L'acquisition permet de charger un fichier sur disque à partir du signal issu du PCM. Un seul fichier peut être chargé au cours d'une série d'opérations. Les arguments nécessaires à l'instruction des transferts sont:
 - la durée de l'acquisition,
 - le nom du fichier recevant les données,
 - le canal sur lequel se fait l'acquisition (stéréo, gauche, droite).

- o L'écoute permet de diriger successivement le contenu de un ou plusieurs fichiers vers le PCM. Deux protocoles d'écoute sont disponibles: le protocole "hard" et le protocole "soft". Dans les deux cas, l'utilisateur est invité à préciser le nombre de fichiers à écouter ainsi que leurs noms (8 noms au maximum).
 - Dans le cas du protocole "hard", le fichier écouté est celui dont le numéro d'ordre est précisé par le commutateur frontal de l'adaptateur et ce pour une durée infinie. L'utilisateur peut mettre fin aux

opérations à l'aide de l'adaptateur pour une pression prolongée sur le poussoir de remise à zéro; il peut également à tout instant sélectionner un autre fichier en pressant sur un poussoir d'attention après avoir placé le commutateur en regard de l'index correspondant au fichier dont l'écoute est désirée. L'écoute étant de durée indéterminée, celle-ci se fait par bouclage sur la longueur du fichier.-

- Dans le cas du protocole "soft", l'écoute des fichiers se fait séquentiellement par numéro d'ordre croissant. L'enchaînement d'un fichier au suivant peut se faire dans deux modes: dans le premier, chaque fichier est écouté pendant une durée fixe précisée par l'auditeur (si nécessaire, le logiciel boucle sur la longueur du fichier pour atteindre la durée désirée); dans le second mode, l'écoute du fichier suivant s'entame immédiatement dès la fin de la lecture d'un fichier. La séquence d'opérations que constitue l'écoute de l'ensemble des fichiers peut être renouvelée sur un nombre de fois précisé initialement par l'auditeur.

Remarques

- o Au cours d'un transfert, une commande CTR/C émise par le terminal met fin immédiatement et de manière ordonnée aux opérations. Une pression prolongée sur le poussoir de remise à zéro de l'adaptateur produit le même effet; une pression raccourcie sur ce même poussoir entraîne une réinitialisation automatique des transferts.
- o Il est possible de suspendre les transferts à l'intérieur du VAX à l'aide d'un inverseur à bascule installé sur l'adaptateur. Dans le cas d'une écoute, le PCM produit alors du silence; dans le cas

d'une acquisition, le signal fourni par le PCM est perdu sur la durée de l'arrêt.