

NEUVIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 16 au 20 MAI 1983

ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE DETECTION ET DE SUIVI TEMPS REEL DE
LA SIGNATURE DYNAMIQUE DES STRUCTURES AU MOYEN
DE LA MODELISATION AUTOREGRESSIVE

A. MAGHREBI - B. BARNOUIN

CENTRE OCEANOLOGIQUE DE BRETAGNE - B.P. 337 - 29273 BREST CEDEX (FRANCE)

RESUME

Nous présentons une implantation microprocesseur d'algorithmes autorégressifs de traitement du signal d'accélérométrie. Le système conçu et réalisé est destiné à la surveillance du comportement dynamique des structures par l'estimation temps-réel de la signature (caractéristiques de la matrice de rigidité de la structure).

Le choix de l'algorithme de modélisation, et d'identification de la signature est discuté ainsi que le choix du microprocesseur Z80, en fonction de la simplicité, et de la précision des calculs ainsi que du coût de la réalisation. La stratégie de décision d'alarme est présentée ainsi que des résultats numériques illustrant la faisabilité microprocesseur et le fonctionnement du système.

(Une expérimentation en site est prévue dans le cas d'une plate-forme pétrolière).

SUMMARY

We present a microprocessor implementation of autoregressive signal processing. This system is intended to survey the dynamic behaviour of civil engineering structures through the real-time MEM estimation of its signature.

The choice of the modelling and identification algorithm of the signature is discussed and assessed as well as the microprocessor Z80, with "the aims" of low cost, ease of use, sufficient accuracy of results. We also discuss the alarm decision strategic and present numerical results to illustrate the operation of the device.

(On site experimentation is in process in the case of an offshore platform).



ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE DETECTION ET DE SUIVI TEMPS REEL DE LA
SIGNATURE DYNAMIQUE DES STRUCTURES AU MOYEN DE LA MODELISATION AUTOREGRESSIVE

I. INTRODUCTION

Les applications (biomédicales, traitement de la parole, contrôle de processus, géophysique, etc...) ont montré que l'estimation spectrale autorégressive (AR) ou à entropie maximale (MEM), est particulièrement bien adaptée à l'analyse (modélisation, détection et suivi) de signaux (stationnaires ou non) mesurés sur de courtes durées.

Dans le cas de signaux d'accélérométrie, issus de plates formes pétrolières vibrant sous l'effet de houles, vents, bruits industriels, etc... (Fig.1) les traitements utilisant la MEM ont donné de bons résultats 2) par comparaison aux techniques de Fourier, et notamment par l'analyse de matrices de densité interspectrales 1). Ces traitements ont pour objectif le plus ambitieux, le suivi des évolutions lentes et éventuellement la détection de rupture du modèle 11)

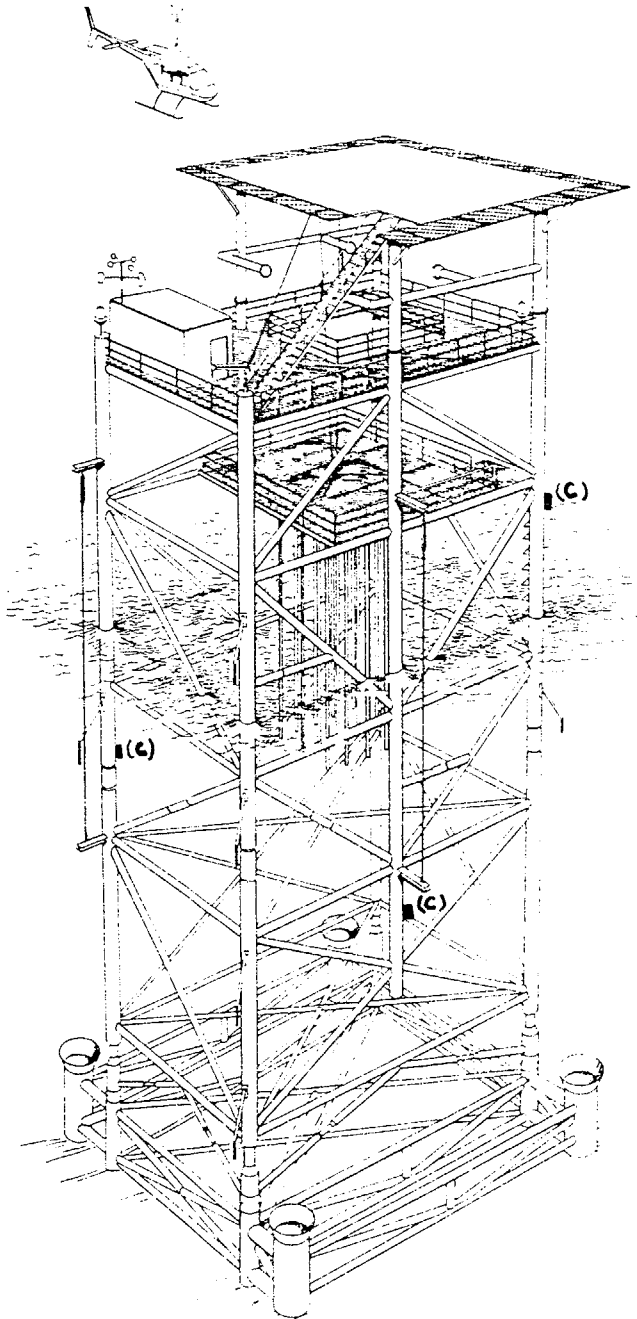


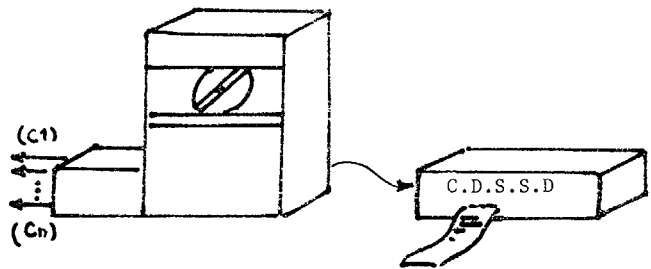
Fig1 : Structure offshore du type "Jacket"

Cependant, le temps séparant l'acquisition des données en site, et leur traitement ultérieur à terre, rend impossible le suivi continu de l'état de la structure et des anomalies éventuelles dès leurs apparitions.

Nous proposons ici une solution à ce problème à partir d'une implantation microprocesseur de la MEM, en réalisant à moindre coût une Centrale de Détection et Suivi de la Signature Dynamique (C.D.S.S.D.) pilotée par un Z80, et dotée d'une procédure de déclenchement d'alarme automatique en cas de variation des caractéristiques au-delà de seuils fixés. Ses principes de fonctionnement sont les suivants :

1. Construction de la signature de référence
2. Traitement continu du maximum de fenêtres de données
3. Comparaison et sortie d'alarmes graduées.

La C.D.S.S.D. est conçue de sorte à fonctionner en aval du système d'acquisition de données sur la structure (Fig.2).



- Acquisition
- Stockage (dans le cas de traitements différés)

Fig 2 La C.D.S.S.D. en site

II. ESTIMATION SPECTRALE AUTOREGRESSIVE OU A ENTROPIE MAXIMALE

Cette méthode, désormais classique, a été présentée selon différents points de vue basés tous sur les récursions de LEVINSON (1947) (ne considérant que les méthodes récursives sur l'ordre). La différence se fait à deux niveaux :

1. La façon de prendre en compte (ou non) les données initiales et finales ; ce qui donne lieu aux méthodes dites d'autocorrélation, de "pré-windowing" ou de covariance 3).
2. La façon d'estimer les coefficients de réflexion.

Ces deux choix dépendent de la nature du signal à analyser, et de l'application (traitement temps-réel ou pseudo-réel ou différé) etc...

On trouvera ci-dessous un schéma représentatif (en unidimensionnel) du lien entre des points de vue intéressant l'implantation microprocesseur de part leur simplicité de mise en oeuvre par l'ajustement d'un modèle AR sur un échantillon fini ($x_1 \dots x_N$) :

Equations du modèle :
4) , 5)

Prédicteur direct :

$$x_n = - \sum_{k=1}^p a_k^p x_{n-k} + e_n^p \quad (1.1)$$

Prédicteur rétrograde :

$$x_{n-p-1} = - \sum_{k=1}^p b_{p+1-k}^p x_{n-k} + f_{n-p-1}^p \quad (1.2)$$

Conditions d'orthogonalité :
4) , 6) , 7)

$$\mathbb{E}(e_n^p x_{n-p}) = \mathbb{E}(f_n^p x_{n+p}) = 0 \quad (2.1)$$

$$\mathbb{E}(e_n^p x_n) = \sigma_p^2 \quad (2.2)$$

$$\mathbb{E}(f_n^p x_n) = \sigma_p^2 \quad (2.3)$$

Equations normales :

$$\sum_{k=1}^p a_k^p R_{m-k} = - R_m \quad (3.1)$$

$$\sum_{k=1}^p b_{p+1-k}^p R_{m-k} = - R_{-m-p-1} \quad (3.2)$$

$$1 \leq m \leq p$$

Récursions de Lévinson :
6)

$$\left. \begin{aligned} & m = 1 \quad a^1 \quad p-1 \\ & \quad \quad \quad k=1 \quad a^m \\ & \left\{ \begin{aligned} a_k^{m+1} &= a_k^m + K_{m+1} a_{m+1-k}^m & (4.1) \\ a_{m+1}^{m+1} &= K_{m+1} & (4.2) \end{aligned} \right. \\ & \left\{ \begin{aligned} b_k^{m+1} &= b_k^m + K'_{m+1} b_{m+1-k}^m & (4.3) \\ b_{m+1}^{m+1} &= K'_{m+1} & (4.4) \end{aligned} \right. \\ & a_0^m = b_0^m = 1 & (4.5) \end{aligned} \right\}$$

Estimation des coefficients de réflexion K_{m+1} et/ou K'_{m+1}
candidats pour une implantation microprocesseur

Méthode directe

Méthode en treillis

Exposons ces deux estimateurs des coefficients de réflexion :

II.1. Méthode directe

Cette méthode passe par l'estimation explicite des coefficients d'autocorrélation R_m et ne s'intéresse qu'à la recherche du prédicteur direct à partir de (4.1).

La matrice d'autocorrélation est alors estimée par :
 $\tilde{R} = X^a X^{aT}$

où

$$X^a = \begin{pmatrix} x_1 & \dots & x_p & \dots & x_n & 0 \\ 0 & x_1 & \dots & x_{n-p} & x_n \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & x_1 & \dots & x_n \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

On montre (6), (8), en utilisant le caractère Toeplitz de R que :

$$a) K_{m+1} = - \left(\tilde{R}_{m+1} + \sum_{k=1}^m a_k^m \tilde{R}_{m+1-k} \right) / \left(\tilde{R}_0 + \sum_{k=1}^m a_k^m \tilde{R}_k \right) \quad (5.2)$$

Cet estimateur est dit de "Yule-Walker"

$$b) K_{m+1} = - \left(\tilde{R}_{m+1} + \sum_{k=1}^m a_k^m \tilde{R}_{m+1-k} \right) / \sigma_m^2 \quad (5.3)$$

avec la formule de récurrence (6)

$$\sigma_m^2 = \sigma_{m-1}^2 (1 - K_{m+1}^2) \quad (5.4)$$

L'estimateur (5.3), (5.4) est dit de "Durbin", il est plus rapide que (5.2).

L'estimation de R par la méthode de "prewindowing" ou la méthode de covariance, conduit à une matrice non Toeplitz. D'autres moyens plus coûteux permettent alors de calculer les coefficients de réflexion (3).

II.2. Méthode en Treillis

Ici, le résidu "aller" e_n^m et "retour" f_n^m est exprimé dans une récursion équivalente à (4)

$$e_n^0 = f_n^0 = x_n \quad (6.1)$$

$$\left. \begin{aligned} & m=0 \quad a^1 \quad p-1 \\ & \left\{ \begin{aligned} e_n^{m+1} &= e_n^m + K_{m+1} f_{n-1}^m & (6.2) \\ f_n^{m+1} &= f_{n-1}^m + K'_{m+1} e_n^m & (6.3) \end{aligned} \right. \end{aligned} \right\}$$

K_{m+1} et K'_{m+1} sont égaux dans le cas stationnaire ; sinon plusieurs méthodes (2) peuvent forcer cette égalité. En général, l'estimation se fait en minimisant une certaine norme des résidus e_n^m et f_n^m ou une combinaison linéaire des deux (7).

Citons les estimateurs les plus connus :

A. Estimateur "aller"

$$K_{m+1}^a = - \frac{\mathbb{E}(e_n^m f_{n-1}^m)}{\mathbb{E}(f_{n-1}^m)} \quad (7.1)$$



B. Estimateur "retour"

$$K_{m+1}^z = - \frac{E(e_n^m f_{n-1}^m)}{E(e_n^m z)} \quad (7.2)$$

C. Estimateur à moyenne géométrique (ITAKURA)

$$K_{m+1}^m = \frac{E(e_n^m f_{n-1}^m)}{E(e_n^m z) E(f_{n-1}^m)} \quad (7.3)$$

D. Estimateur du minimum

$$K_{m+1}^{min} = \min(K_{m+1}^a, K_{m+1}^z) \quad (7.4)$$

E. Estimateur dit "général"

C'est une généralisation de (7.3) : on considère un estimateur qui est la moyenne d'ordre l de K_{m+1}^a et K_{m+1}^z ; ceci donne :

$$K_{m+1}^l = \left[\frac{1}{2} \left((K_{m+1}^a)^l + (K_{m+1}^z)^l \right) \right]^{\frac{1}{l}} \quad (7.5)$$

Dans le cas stationnaire, on a :

$$K_{m+1}^l = K_{m+1}^a = K_{m+1}^z \quad \forall l.$$

F. Estimateur à moyenne harmonique (Burg)

Cet estimateur est le même que (7.5) avec $l = -1$

$K_{m+1}^B = K_{m+1}^{-1}$ est la moyenne harmonique de K_{m+1}^a et K_{m+1}^z

$$K_{m+1}^B = 2 \frac{K_{m+1}^a K_{m+1}^z}{K_{m+1}^a + K_{m+1}^z} = -2 \frac{E(e_n^m f_{n-1}^m)}{E((e_n^m)^2) + E((f_{n-1}^m)^2)} \quad (7.6)$$

Cet estimateur résulte directement de la minimisation d'un critère d'erreur :

$$\sigma_p^2 = \frac{1}{2} (\sigma_p^e + \sigma_p^z) = \frac{1}{2} [E(e_n^m z) + E(f_{n-1}^m z)] \quad (7.7)$$

On montre dans 6) les relations suivantes dues à BURG (1961).

$$\begin{cases} E((e_n^m z)^2) = [1 - (K_{m+1}^B)^2] \cdot E(e_n^m z) \\ E((f_{n-1}^m z)^2) = [1 - (K_{m+1}^B)^2] \cdot E(f_{n-1}^m z) \end{cases} \quad (7.8)$$

$$\begin{cases} E((e_n^m z)^2) = [1 - (K_{m+1}^B)^2] \cdot E(e_n^m z) \\ E((f_{n-1}^m z)^2) = [1 - (K_{m+1}^B)^2] \cdot E(f_{n-1}^m z) \end{cases} \quad (7.9)$$

Pour tous les estimateurs (7.1) à (7.6) la condition de stabilité $|K_{m+1}| < 1$ est assurée 7).

Le spectre autorégressif est alors estimé par 3), 6)

$$\hat{S}(\omega) = \frac{\sigma_p^2 \cdot \tau}{|1 + \sum_{k=1}^m a_k \exp(-j\omega k)|^2} \quad (8)$$

III. CHOIX DE L'ALGORITHME A IMPLANTER SUR MICRO-PROCESSEUR

Le choix est fait entre:

III.1 { (5), (4.1), (4.2) } et III.2 { (4.1), (4.2), (6), (7) }

en fonction de :

- 1. La rapidité du calcul
- 2. Un critère de détectabilité.

Critère de détectabilité

On utilise un critère empirique qui minimise l'écart-type des fréquences propres détectées.

Méthode de choix

i) On génère un signal synthétique

$$x_t = - \sum_{i=1}^4 a_i x_{t-i} + e_t \quad ; e_t \text{ bruit blanc}$$

par la donnée de 4 fréquences

$f_1 = 1.3 \text{ Hz}, f_2 = 3.5 \text{ Hz}, f_3 = 6.2 \text{ Hz}, f_4 = 7.8 \text{ Hz}.$

(Ce sont les fréquences des 4 pôles de la fonction de transfert du filtre "générateur" le signal à partir d'un bruit blanc e_t).

ii) On ajuste un modèle AR d'ordre 4 à ce signal par III.1 et III.2. (L'erreur de modélisation est ainsi exclue, car le signal est exactement AR).

iii) On détecte, par maxima du spectre, les fréquences propres.

L'écart-type par rapport aux fréquences initiales est alors dû à la méthode d'ajustement.

Les résultats numériques favorisent la méthode III.2: elle est plus adaptée aux courtes séquences de données avec moins d'opérations que III.1, et conduit à des écarts-types à peu près identiques à N=500 points.

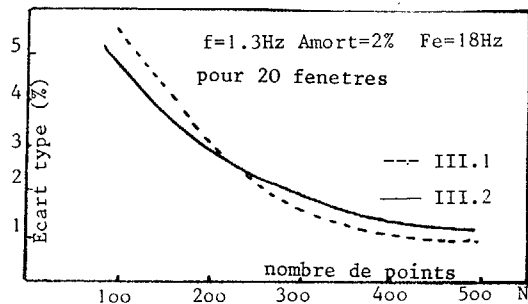


Fig 3 Comparaison des méthodes

Pour les autres fréquences f_2, f_3, f_4 , on obtient des courbes identiques.

Nombre de points retenus pour les traitements

N = 500 points est la taille retenue pour les traitements faits par la C.D.S.S.D., car c'est un compromis entre le nombre d'échantillons suffisamment élevé, la forte instationnarité du signal, et le nombre d'opérations.

Compte tenu des fréquences d'échantillonnage utilisées en général, cette taille correspond à moins d'une douzaine de vagues.

Ordre du modèle AR

Plusieurs méthodes d'estimation de l'ordre d'un modèle AR ont été développées 9), 10). Mais elles ne sont pas adaptées à des signaux tels que ceux d'accélérométrie : la F.P.E. 10) par exemple indique un ordre voisin de 13 dans un cas où un modèle d'ordre 20 est nécessaire pour détecter au moins les 5 fréquences les plus excitées du signal réel à analyser.

IV. CONSTRUCTION DE LA SIGNATURE DE REFERENCE

Elle se fait selon le schéma suivant, sachant que :

- $E_1 \dots E_M$ sont les différents enregistrements suivant l'état de service de la structure.
- Une voie de mesure détermine l'emplacement du capteur (C) sur la structure, et la nature du signal à traiter.
- Pa : probabilité d'apparition = $\frac{\text{Nombre de fenêtrés où la fréquence est détectée}}{\text{Nombre total de fenêtrés}}$
- P_0 : seuil représentant le taux d'excitation (dans le temps) à partir duquel les "pics" sont représentatifs d'un mode.

ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE DETECTION ET DE SUIVI TEMPS REEL DE LA SIGNATURE DYNAMIQUE DES STRUCTURES AU MOYEN DE LA MODELISATION AUTOREGRESSIVE

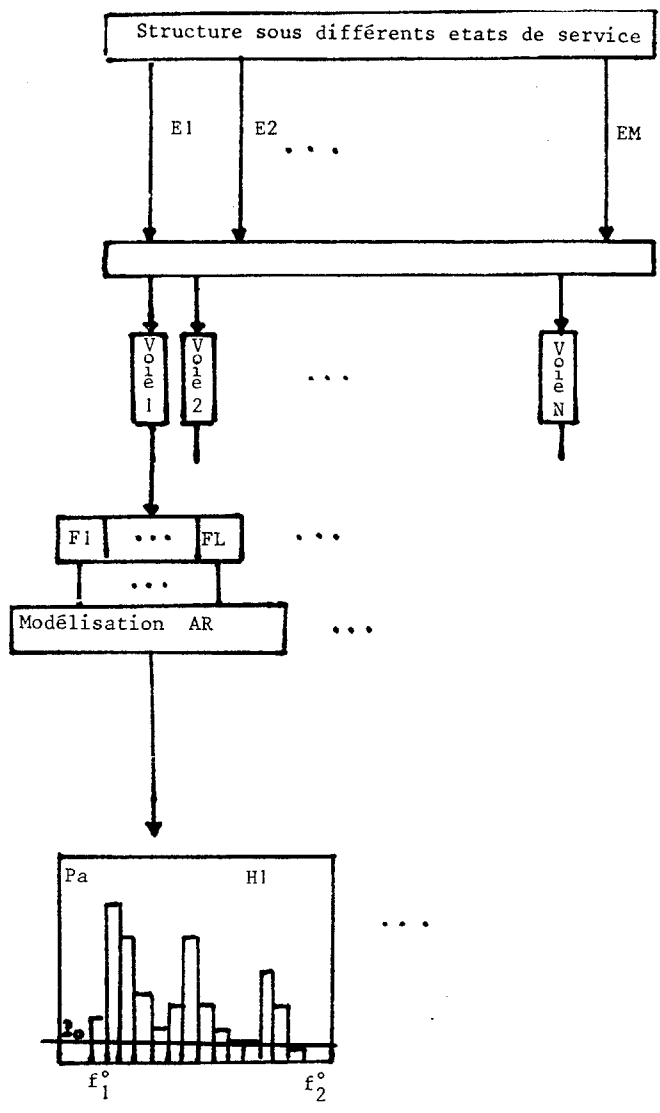


Fig. 4 Signature de référence

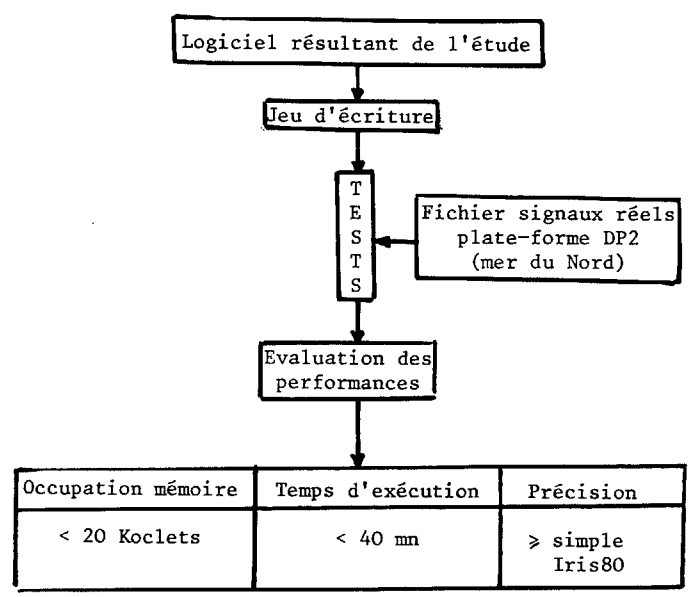
- Il y a autant d'histogrammes que de voies de mesure .
- La signature de référence est logée en ROM de la C.D.S.S.D. Elle peut être mise à jour périodiquement.

V. DEMONSTRATION DE LA FAISABILITE MICROPROCESSEUR DE LA MEM

Le logiciel testé et choisi sur l'IRIS 80 est implanté sur le système HP64000 qui a un compilateur pascal pour le Z80, ainsi qu'une bibliothèque mathématique. Par un jeu d'écriture simple du type :

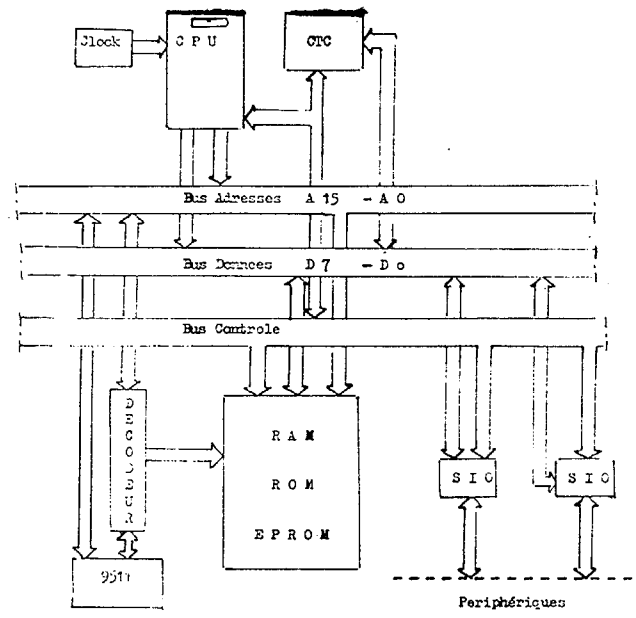
```
FADD (X,Y,Z) ; au lieu de Z = X+Y ;
```

nous avons montré la faisabilité de la MEM :



Conclusion : Faisabilité microprocesseur

Les résultats indiqués ont permis la réalisation du projet C.D.S.S.D., dont les performances indiquées ci-dessus ont été améliorées en temps d'exécution d'un facteur 3 grâce à l'utilisation d'un processeur de calcul rapide "AM9511". La C.D.S.S.D. a de ce fait la configuration matérielle simple suivante :



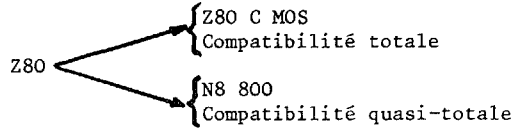
- Centrale d'acquisition
- Imprimante (ex APP4C)
- Ecran q/N
- etc ...

Fig.5 Schéma interne de la C.D.S.S.D

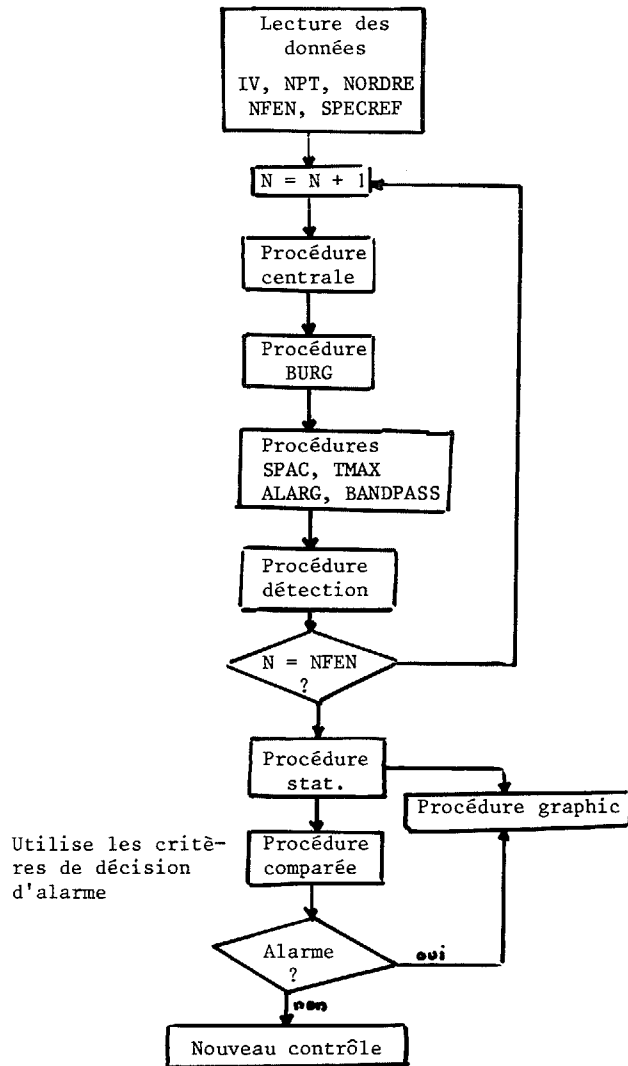


ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE DETECTION ET DE SUIVI TEMPS REEL DE LA SIGNATURE DYNAMIQUE DES STRUCTURES AU MOYEN DE LA MODELISATION AUTOREGRESSIVE

Le choix du Z80 est justifié, de part sa souplesse, par le fait qu'en technologie marine se pose souvent le problème de consommation, ce qui conduit à envisager une version faible consommation :



Le schéma fonctionnel de la C.D.S.S.D. est le suivant:



Utilise les critères de décision d'alarme

Fig. 6 : Organigramme de détection et de suivi C.D.S.S.D. Schéma fonctionnel

Le détail des procédures se trouve dans

VI. STRATEGIE DE DECISION D'ALARME

La signature de référence, selon la figure 4, est composée pour chaque voie d'histogrammes élémentaires H_k^0 représentant une distribution autour de chaque fréquence propre. Après traitement du maximum de fenêtres (selon les voies), une signature "instantanée" est obtenue.

Une distance est alors nécessaire entre les deux signatures chiffrant un "écart" éventuel, entre les histogrammes élémentaires associés H_k^0 et H_k^t : Il y a plusieurs possibilités :

$$d(H_k^0, H_k^t) = |A_k^0 - A_k^t|$$

avec A_k^0 : aire de H_k^0
 A_k^t : aire de H_k^t

$$d(H_k^0, H_k^t) = |f_k^0 - f_k^t|$$

avec f_k^0 : fréquence modale de H_k^0
 f_k^t : fréquence modale de H_k^t

Ces valeurs sont chiffrées d'une façon "continue" en sortie de la C.D.S.S.D. et ne doivent pas dépasser des seuils fixés lors de l'établissement de la signature de référence, et dépendent de P_k .

VII. RESULTATS NUMERIQUES ET CONCLUSION

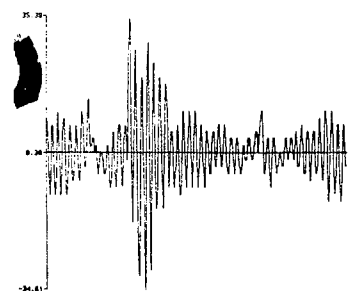
Précision de la C.D.S.S.D.

ENREGISTREMENT F005, VOIE2 (ACCELERATION), 500 POINTS
FREQ. D'ECHANTILLONNAGE = 6.25 HZ
ORDRE DU MODELE=20

| COEFF. DU PREDICTEUR | |
|---|------------------|
| C.D.S.S.D.(32BITS) | IRIS 80 (64BITS) |
| 1.000000E+00 | 1.000000E+00 |
| -1.483624E+00 | -1.483206E+00 |
| . | . |
| . | . |
| 1.684817E-01 | 1.745338E-01 |
| -5.461152E-02 | -5.789659E-02 |
| TEMPS DE CALCUL = 1MN 29S | |
| FREQUENCES PROPRES DETECTEES PAR MAXIMAS DU SPECTRE | |
| C.D.S.S.D | IRIS 80 |
| 2.8543 | 2.8546 |
| 2.5106 | 2.5008 |
| 2.0002 | 1.9942 |
| 1.5015 | 1.4996 |
| 1.0783 | 1.0776 |
| 0.6356 | 0.6306 |
| (0.1056 HOULE | 0.1049) |

Fig. 8 : Comparaison C.D.S.S.D.-IRIS 80 Précision des calculs d'un modèle AR d'ordre 20.

Fig. 9 : Signal analysé.



Conclusion

La complexité et la nouveauté d'un certain nombre de structures, marines en particulier, rend tout à la fois nécessaire et difficile la surveillance en continu de leur intégrité structurelle.

Le travail présenté ici est un premier pas vers la mise au point des outils qui permettront de s'affranchir des contraintes imposées par l'inspection visuelle (plongeurs) et le traitement en temps différé des informations rassemblées.

Il est admis, en effet, que les méthodes actuelles ne satisfont pas les critères d'un contrôle efficace, c'est-à-dire à la fois sensible, complet et répondant sous bref délai.

Sans prétendre que la C.D.S.S.D. répond à ces critères, on peut dire qu'en matière de structures marines, un tel système de contrôle devra, en tout cas, faire appel à des techniques de mesure globales, et à une instrumentation temps-réel sur le site, ce qui est le cas de la C.D.S.S.D.

BIBLIOGRAPHIE

- 1) B.Barnouin - Analyse de matrices de densité interspectrales -Rapport technique CNEXO 1980
- 2) M.Prevosto - Algorithmes d'identification des caractéristiques vibratoires de structures complexes . These D.ingénieur. Rennes 1982
- 3) B.Freedlander- Lattice methods for spectral estimation - Proceedings of the IEEE Sept. 1982
- 4) Bradley- Dickinson- Estimation of partial correlation matrices using cholesky decomposition- A.C IEEE April 1979
- 5) Box and Jenkins -Time series analysis:forecasting and control.
- 6) J.P. Burg -Maximum entropy spectral analysis - PH. D. Dessertation -Stanford Univ. 1975
- 7) J. Makhoul - Stable and efficient lattice methods for linear prediction -ASSP IEEE Oct. 1977
- 8) A. Maghrebi - Algorithmes de modélisation ARMA Synthèse et faisabilité microprocesseur- These D.ingénieur à paraître Juin 1983 Brest
- 9) D.anderson -Time series- Identification of mixed ARMA process-1980
- 10)Ulrych et Bishop -Maximum entropy spectral analysis and autoregressive decomposition - IEEE Press Modern spectrum analysis 1978
- 11)M.Basseville et A.Benveniste -Détection séquentielle des changements brusques des caractéristiques spectrales d'un signal numérique-IRISA note technique Mars 1982
- 12)A.Benveniste -Algorithmes simples d'estimation en treillis pour les series longues - Outils et modèles mathématiques pour le traitement du signal - Edition CNRS 1982

