

HUITIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

125



NICE du 1^{er} au 5 JUIN 1981

APPLICATIONS DE TECHNIQUES DU TRAITEMENT DU SIGNAL

A LA SISMOLOGIE

C. LEMENAGER

A. BEAUCE

LDG/TDG C.E.A B.P. 136 92124 MONTROUGE CEDEX

RESUME

Nous présentons ici l'utilisation de trois techniques de traitement de données sismiques. Nous nous sommes limités à certaines possibilités de ces techniques: Détection de signaux, estimation de spectres et de réponse du système capteur-canal de transmission.

- "Maximum Entropy Method" (M. E. M)
Nous n'envisageons que la détection de signaux, noyés dans un bruit coloré, par filtre prédictif.

- Signal Analytique: Nous appliquons cette méthode à la détection de signaux et à l'estimation des phases présentes dans un sismogramme. La technique de calcul utilisée comporte des filtres de type F. I. R. (Finite Impulse Response).

- Analyse spectrale: Permet l'analyse multicanaux. Nous obtenons ainsi l'estimation du spectre et de la "réalisation source" de l'événement ainsi que la réponse des stations. Les techniques d'obtention de la matrice interspectrale et de diagonalisation de celle-ci sont classiques.

Des résultats sont présentés sur chacun de ces traitements.

SUMMARY

In this paper, we present the utilization of three processing technics applied to seismic data, in order to improve signal detection and estimation of transfer function (propagation and captors).

- Maximum Entropy Method (M. E. M):
with which the signal detection among strong seismic colored noise has been investigated with prediction filter.

- Analytic Signal:
used to detect and estimate the different phases inside a seismogram, largely improved by the use of numerical filter of F. I. R. type (finite Impulse Response).

- Spectral Analysis:
allowing multichannel analysis to obtain estimates of event spectrum, and of so called "source realization", and of network station's responses.

Some results for each of these processings are presented and discussed.



- INTRODUCTION - L'analyse des données sismiques est un problème complexe, d'où la nécessité d'emploi de techniques évoluées de traitement. En effet, l'observateur ne peut mesurer les phénomènes que par l'intermédiaire d'un canal de transmission qui, s'il est maintenant connu dans ses grandes lignes, réserve encore des surprises. Ainsi, les sismogrammes (mesures de vitesse du sol) sont d'une très grande variété car ils dépendent des sources (souvent mal connues) des structures géologiques et de l'éloignement. Cette observation est, d'autre part, perturbée par un bruit qui, lors d'observations de longue durée, n'est pas strictement ergodique et en analyse multi-composantes, n'est pas strictement stationnaire. L'ergodicité dépend essentiellement des conditions météorologiques (vent, neige...) alors que la stationnarité est liée à la position géographique de la station (proximité de la mer...) Les techniques que nous employons et leur utilisation sont résumées dans le Tableau suivant.

Utilisation	Détection par	Estimation de	Classification des signaux	Remarques
Energie	Rapport d'énergie LTA/STA	Temps d'arrivée		
M.E.M (Burg)	Filtre blanchisseur	Spectre Temps d'arrivée	Sur coef. du filtre	Apprentissage
Analyse Spectrale		Spectre Signal Réponse de station		
Bases Intrinsèques (B.K.L.)	Projection convolution		Projection sur les premiers vecteurs	Apprentissage
Signal Analytique	Enveloppe Fréquence instantannée	Fréquence instantannée		
Kepstre		réflexions		

Nous nous limiterons, dans cet exposé, à la présentation, la mise en oeuvre et les résultats du signal analytique, de l'analyse spectrale et de la méthode du maximum d'entropie (Burg). Les signaux, que nous avons étudiés proviennent des stations permanentes du LDG (au nombre de 28) réparties sur l'ensemble de la métropole. Ces données sont collectées par P. C. M. (voie herzienne numérique) au centre de Bruyères le Chatel. La dynamique s'étend de -2048 à +2048, le bruit moyen ayant une dispersion de quelques dizaines d'unités.

I - M. E. M. - A) Théorie - Faisant suite à la théorie des filtres prédictifs introduite par Wiener, cette méthode proposée par Burg est basée sur la modélisation d'un phénomène supposé stationnaire, par une série de paramètres (les coefficients du filtre) en évitant l'hypothèse de nullité de la fonction d'autocorrélation hors de l'intervalle d'analyse considéré. Soit $y_t^{(n)}$ l'erreur commise par le filtre de prédiction unité A_n d'ordre n , appliqué sur une série d'échantillons (x_t) : $y_t^{(n)} = x_t + \sum_{i=1}^n a_i x_{t-i}$

Les coefficients (a_i) sont ceux qui minimisent au sens des moindres carrés, la somme des carrés des erreurs. $\sum_t (y_t^{(n)})^2$ minimum $\Rightarrow \frac{\partial \sum_t (y_t^{(n)})^2}{\partial a_i} = 0$ pour $i \neq 0$

$$\Rightarrow \frac{\partial \sum_t (x_t + \sum_{i=1}^n a_i x_{t-i})^2}{\partial a_i} = 0$$

En notation matricielle, on peut écrire dans le cas d'un signal réel :

$$\begin{bmatrix} R_0 & R_1 & \dots & R_n \\ R_1 & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots \\ R_n & \dots & \dots & R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_n \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

P_n : erreur quadratique minimale du filtre
 R_k : Autocorrélation du signal au rang k .
 matrice de Toeplitz

Sous cette forme, on remarque que le filtre ne dépend que de l'autocorrélation du signal. La connaissance de cette fonction peut donc permettre, par inversions successives, d'obtenir pour chaque ordre, les coefficients du filtre. Au lieu de procéder de cette manière (l'estimation de l'autocorrélation est entachée d'erreur due à des problèmes de bord), Burg utilise la récurrence de Levinson; ceci se traduit physiquement par le passage de filtre en avant et en arrière sur la série des échantillons du signal analysé. La minimisation de la somme des carrés des erreurs commises lors de ces deux étapes conduit à l'introduction d'un coefficient de corrélation partielle C_{n+1} , (toujours en module inférieur à 1 assurant ainsi la stabilité du filtre) permettant le passage d'un ordre n du filtre à un ordre $n+1$, l'équation de passage s'écrivant :

$$\begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_n \\ a_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_n \\ 0 \end{bmatrix} - C_{n+1} \begin{bmatrix} 0 \\ a_n \\ \vdots \\ a_1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Il se déduit de cette expression que si P_{n+1} est l'erreur quadratique de filtre d'ordre $n+1$:

$$P_{n+1} = P_n (1 - C_{n+1}^2), \text{ avec } |C_{n+1}| \leq 1 \Rightarrow P_{n+1} \leq P_n$$

Soit à l'ordre 1 :

$$y_t^{(1)} \text{ l'erreur en prédiction avant } y_t^{(1)} = \sum_{i=0}^1 a_i x_{t-i} = x_t - a_1 x_{t-1}$$

$$y_{t-1}^{(1)} \text{ " " " arri\ere } y_{t-1}^{(1)} = \sum_{i=0}^1 a_i x_{t-1-i} = x_{t-1} + a_1 x_t$$

en posant $(C_1 = -a_1)$ et en écrivant la minimisation de la somme des carrés des erreurs par rapport à C_1

$$\left[\sum_t (y_t^{(1)})^2 + \sum_t (y_{t-1}^{(1)})^2 \right] \text{ minimale} \Rightarrow \frac{\partial \left[\sum_t (y_t^{(1)})^2 + \sum_t (y_{t-1}^{(1)})^2 \right]}{\partial C_1} = 0$$

$$\Rightarrow C_1 = \frac{2 \sum_t x_t x_{t-1}}{\sum_t x_t^2 + \sum_t x_{t-1}^2}$$

à l'ordre $n+1$:

$$y_t^{(n+1)} = y_t^{(n)} - C_{n+1} y_{t-n-1}^{(n)}$$

$$y_{t-n-1}^{(n+1)} = y_{t-n-1}^{(n)} - C_{n+1} y_t^{(n)}$$

$$\left[\sum_t (y_t^{(n+1)})^2 + \sum_t (y_{t-n-1}^{(n+1)})^2 \right] \text{ minimale} \Rightarrow C_{n+1} = \frac{2 \sum_t y_t^{(n)} y_{t-n-1}^{(n)}}{\sum_t (y_t^{(n)})^2 + \sum_t (y_{t-n-1}^{(n)})^2}$$

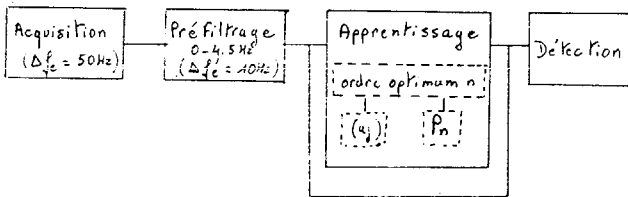
Le filtre de prédiction ainsi défini peut être considéré comme un système blanchisseur qui, lorsqu'il est convolué avec un signal d'entrée, produit une série d'erreurs qui sont incorréllées les unes avec les autres (le système a donc assimilé dans ces coefficients toute l'information corréllable entre les échantillons du signal analysé). Le spectre du signal d'entrée peut donc être obtenu en corrigeant le spectre du signal de sortie par la réponse du filtre. Ceci se traduit dans le domaine fréquentiel par : $X(\nu) \cdot A(\nu) = Q$, avec Q constant

$$\text{soit } |X(\nu)|^2 = \frac{P_{n+1}}{2 F_{n+1} \sum_{j=0}^n a_j e^{-j2\pi\nu j \Delta T}} \text{ avec } \begin{cases} F_{n+1} : \text{Fréquence de Nyquist} \\ P_{n+1} : \text{erreur quad.} \\ \Delta T : \text{pas d'échantil.} \end{cases}$$

APPLICATIONS DE TECHNIQUES DU TRAITEMENT DU SIGNAL

A LA SISMOLOGIE

B) Mise en oeuvre - A partir d'un certain ordre, le filtre défini par cette méthode, en transformant le signal d'entrée en un bruit blanc, a donc assimilé dans ces coefficients toute la partie prédictible de ce signal, ceci en faisant bien sûr une certaine erreur quadratique de prédiction représentant un niveau moyen d'énergie du bruit blanc. A cette erreur quadratique est associé un écart-type σ , niveau dans lequel doivent s'inscrire les erreurs de prédiction commises en chaque point lors de la convolution du filtre avec le signal d'apprentissage. Dans la mesure où on appliquera le filtre ainsi calculé sur une autre fenêtre d'analyse (et en supposant que le phénomène de départ était stationnaire), la présence d'une arrivée absente lors de la phase d'initialisation devrait se traduire sur la sortie du filtre par l'apparition d'erreurs dépassant très nettement ce niveau. De plus, après cette arrivée et si l'hypothèse de stationnarité était justifiée, le niveau des erreurs de prédiction devrait redevenir comparable à celui observé lors de la première phase. C'est ce que nous nous sommes proposés d'observer dans un cas de sismique, l'algorithme de traitement étant le suivant :



- L'étape de préfiltrage va consister à filtrer les signaux (numérisés à 50Hz) par un filtre Chebyshev d'ordre 6 dans une bande 0-4.5Hz. En sortie, 1 point sur 5 des échantillons initiaux est pris pour le passage à l'étape suivante. Ceci s'est révélé nécessaire dans la mesure où les signaux que nous avons considérés (séismes lointains) ont un contenu spectral inférieur à 5Hz, et qu'une trop forte surdigitalisation entraîne l'apparition d'instabilités numériques lors du calcul des coefficients.

- La deuxième étape d'initialisation permettra d'obtenir les coefficients du filtre prédictif devant paramétrer le bruit de fond sismique et l'erreur quadratique qui lui est associée. On déterminera également l'ordre optimum du filtre à utiliser à partir du critère d'Akaike (FPE (n) = $P_n \frac{M+n+1}{M-n-1}$) { M: nombre de points du signal, n: ordre du filtre. Cet optimum étant obtenu pour le minimum de cette courbe.

- La troisième étape sera la détection par elle-même.

C) Résultats - Sont représentés sur la Figure 1, les différents sismogrammes sur lesquels on a appliqué le traitement. L'arrivée recherchée est une onde PKP générée lors d'un événement sismique se situant à environ 140° de distance épacentrale.

La période d'apprentissage pour le calcul des coefficients sur chacun de ces signaux est de 50 s. Figure sous ces sismogrammes, la série des valeurs absolues des erreurs de sortie des filtres ainsi définis; la séquence de ces erreurs a été quantifiée en termes d'écart-type σ , chaque niveau correspondant à une erreur comprise entre $n\sigma$ et $(n+1)\sigma$ (n entier) (le premier niveau représente une erreur comprise entre 1 et 2 σ). L'ordre optimum du filtre donné par le

critère d'Akaike nous a donné pour toutes ses stations un nombre d'environ 25 coefficients. Plusieurs tests ont été effectués par des ordres inférieurs et l'amélioration de la série des erreurs était assez sensible jusqu'à 20 coefficients environ. Au-delà de l'ordre optimum défini par ce critère (de 30 à 50 coefficients) aucune amélioration notable n'a été observée.

- D'une manière générale, l'hypothèse de la stationnarité du bruit de fond est vérifiée; le niveau des erreurs dans la fenêtre d'apprentissage et après l'arrivée du signal est très semblable.

- La présence du signal sur les stations BSF, EPF, RJF est indubitable, alors que sur les sismogrammes elle est loin d'être flagrante. Sur les trois autres stations les résultats sont moins nets mais néanmoins réels.

- Les comparaisons des deux méthodes MEM Signal analytique (enveloppe et fréquence instantanée (Figure II) conduit globalement à préférer la 1ère méthode. En effet, l'enveloppe du signal analytique est particulièrement mal adaptée sur ce type de signal où le rapport signal à bruit est voisin de 1; l'utilisation de la fréquence instantanée se justifierait mieux, bien que dans certains cas (BSF par exemple) les résultats soient particulièrement mauvais.

II - SIGNAL ANALYTIQUE - A) Théorie -

1) Définition du signal analytique.

$$\bar{Z}(t) = s(t) + i \hat{S}(t)$$

étant la transformée de Hilbert de $s(t)$:

$$\hat{S}(t) = VP \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(u)}{t-u} du \right]$$

On peut alors définir

$$|\bar{Z}| \quad \text{enveloppe}$$

$$\frac{\text{Arg}(\bar{Z})}{dt} \quad \text{phase instantanée}$$

$$\frac{d(\text{Arg}(\bar{Z}))}{dt} = \frac{1}{2\pi |\bar{Z}|^2} (\dot{\bar{S}}\bar{S} - \bar{S}\dot{\bar{S}})(t) \quad \text{fréquence instantanée.}$$

2) Utilisation du signal analytique. - L'enveloppe se révèle être un bon détecteur, de performance comparable à l'énergie. - La fréquence instantanée pourrait fournir une estimation des temps d'arrivée des phases d'un événement proche. Cependant, si nos mesures sont à bande passante limitée, elles ne sont pas à bande étroite. On démontre en effet, que si $f(t)$ représente la fréquence instantanée et si $S(t)$ est modélisé sous la forme suivante :

$$S(t) = \sum_{j=1}^n E_j \cos(2\pi f_j t + \varphi_j) \quad \begin{matrix} T \text{ intervalle d'étude.} \\ \text{(bande finie)} \end{matrix}$$

on obtient

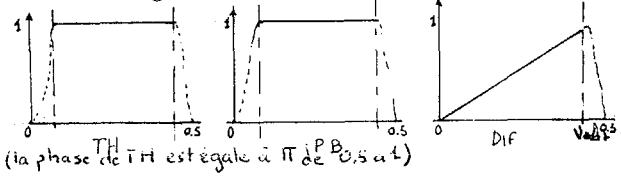
$$f(t) = \frac{\sum_{n=1}^N \sum_{j=1}^n \frac{j}{\Delta t} E_j E_n \cos[2\pi \frac{(j-k)t}{T} + \varphi_j - \varphi_n]}{\sum_{n=1}^N \sum_{j=1}^n E_j E_n \cos[2\pi \frac{(j-k)t}{T} + \varphi_j - \varphi_n]}$$

On voit ainsi qu'il peut apparaître des instabilités lorsque l'enveloppe avoisine 0 et que, suivant le contenu fréquentiel, f va osciller. Dans ces conditions, une application brutale du calcul de la fréquence instantanée ne présente pas d'intérêt. Toutefois dans notre cas le bruit se trouve en général dans les basses fréquences. Un signal de contenu spectral plus riche en haute fréquence verra la variance de sa fréquence instantanée augmenter de façon sensible. A ce niveau, seules les propriétés statistiques de la fréquence instantanée ont une signification. Deux utilisations de la fréquence instantanée sont donc possibles; - Filtrer le signal dans M bandes puis appliquer la fréquence instantanée sur ces M bandes. - Calculer le signal analytique sur l'ensemble du signal et faire une estimation de sa variance et de sa moyenne. C'est cette deuxième solution que nous avons choisie.

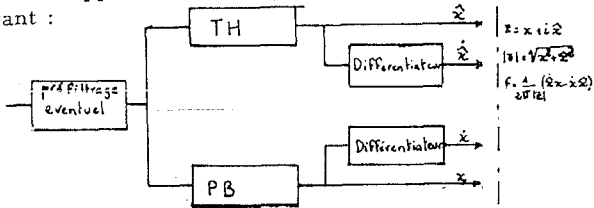


APPLICATIONS DE TECHNIQUES DU TRAITEMENT DU SIGNAL
A LA SISMOLOGIE

B) Mise en oeuvre - 1) Technique utilisée. - Nous avons employé des filtres F. I. R. (linéaires). Leurs coefficients ont été calculés suivant l'algorithme de Remez. Les gabarits de ces filtres sont les suivants :



2) Algorithme de calcul. - L'algorithme de calcul de l'enveloppe et de la fréquence instantanée est le suivant :



Le nombre de coefficients des filtres passe-bande (P. B.) et Transformée de Hilbert (T. H.) est de 31, celui du différentiateur étant de 25. Il est peu concevable d'aller au-delà ; le temps d'exécution du filtrage deviendrait prohibitif sauf sur des systèmes câblés. Un des problèmes cruciaux consiste à faire correspondre les réponses fréquentielles des filtres PB et TH, tout en conservant un nombre de coefficients identique.

C) Résultats préliminaires. - Les résultats présentés ici ne sont que des résultats préliminaires. En effet, la correspondance des réponses fréquentielles des filtres PB-TH n'est pas encore réalisée. Et l'étude statistique nécessaire au dépouillement de la fréquence instantanée n'est, de fait, pas encore entamée. De plus, pour réduire les instabilités, nous ne calculons la fréquence instantanée que pour une enveloppe supérieure à 10. On observe que les résultats théoriques sont à peu près vérifiés : Figure II. LOR, station à bruit basse fréquence, détecte bien les arrivées à contenu fréquentiel un peu plus élevé. Par contre, BSF à bruit plus haute fréquence ne voit rien. Figure IV on étudie un séisme proche, pour lequel nous n'avons pas de problème de rapport signal sur bruit. L'enveloppe détecte alors plusieurs phases. Mais on peut mettre en évidence sur la fréquence instantanée, soit d'autres phases, soit une variation de la fréquence à l'intérieur d'une phase (onde dispersive).

III - ANALYSE SPECTRALE - A) Théorie et but - L'analyse spectrale nous permet de travailler sur un signal à plusieurs composants. Ce traitement concerne la matrice interspectrale, formée à partir des spectres de puissance et des interspectres des réalisations :

$$\underline{S}(\nu) = \mathbb{E} \left\{ \underline{s}(\nu) \underline{s}^*(\nu) \right\}$$

Une première étape consistera donc à estimer $\underline{S}(\nu)$. Si cette matrice est calculée à partir de réalisations d'un même événement ou d'événements de même nature, on peut s'attendre, dans un cas parfait, à ce que cette matrice soit une matrice de projection (rang=1) sur toutes les fréquences. Dans un cas réel, en présence de bruit, on ne tiendra compte que de la valeur propre la plus significative, $\lambda_1 = \lambda$, tout en observant les suivantes de manière à évaluer l'énergie rejetée :

$$E_r = \sum_{i=2}^M \lambda_i$$

$\lambda(\nu)$ nous fournit donc une estimation du spectre du signal. De plus, si l'on peut passer d'une réalisation à une autre par une transformation linéaire, il est possible de fournir une interprétation simple du vecteur propre associé à $\lambda : (\underline{v})$

$$h_i(\nu) s_i(\nu) = h_j(\nu) s_j(\nu) : \text{existence d'une relation linéaire.}$$

$$\Rightarrow \underline{h}^*(\nu) = \alpha(\nu) \underline{v}(\nu)$$

C'est-à-dire que $\underline{v}(\nu)$ est colinéaire au conjugué de $\underline{h}(\nu)$, $\alpha(\nu)$ étant une fonction complexe arbitraire. $\underline{v}(\nu)$ nous permet d'accéder à la réponse de chaque station. Alors, la projection de $\underline{s}(\nu)$ sur $\underline{h}^*(\nu)$ peut nous indiquer une "réalisation source" :

$$s_j = \underline{h}^* \cdot \underline{s} = \alpha^T \underline{v} \cdot \underline{s}$$

B) Mise en oeuvre - Les points cruciaux de cette méthode sont :

- L'estimation des spectres et interspectres de réalisations.
- L'estimation de la fonction complexe $\alpha(\nu)$.

1) Estimation des spectres. Parmi les méthodes classiques d'estimation des spectres, nous en avons retenu deux :

- Si l'on possède plusieurs événements de même origine (position et mécanisme) il est possible d'estimer $S_{i,j}(\nu)$ par

$$S_{i,j}(\nu) = \mathbb{E} \left\{ s_i(\nu) s_j^*(\nu) \right\}$$

avec la possibilité de relier l'indice k aux événements et i, j aux stations ou réciproquement.

- Si l'on ne possède qu'un événement, ou dans une étude préliminaire, on peut pondérer la fonction d'auto-corrélation par une fonction définie positive, puis revenir en fréquence (périodogramme-corrélogramme). Pour nous résumer, on peut dresser le Tableau suivant :

k	k: événements	k: stations	k: pondération I événement	k: pondération I station
i, j	i, j: stations	i, j: événements	i, j: stations	i, j: événements
λ	Spectre lié à la classe d'événements	Spectre lié à la classe d'événements	Spectre de l'événement	Spectre de la classe d'événements dans la station
\underline{v}	Réponse des stations	Différentiation des événements	Réponse des stations	Différentiation des événements
\underline{s}	Signal type de la classe d'événements	Signal type de la classe d'événements	Signal type de l'événement	Signal type sur cette station

2) Estimation de la fonction $\alpha(\nu)$.

Cette fonction arbitraire nous permet de lier le vecteur propre $\underline{v}(\nu)$ d'une fréquence à une autre. Notre programme de diagonalisation nous donne un vecteur \underline{v} normé ($\|\underline{v}\|=1$) dont la phase est calée sur la dernière réalisation ($\int \underline{v}_M = 0$) M dimension de l'espace vectoriel sur \mathbb{C}

l'hypothèse $\sum_{i=1}^M h_i(\nu) = A$, avec A constant.

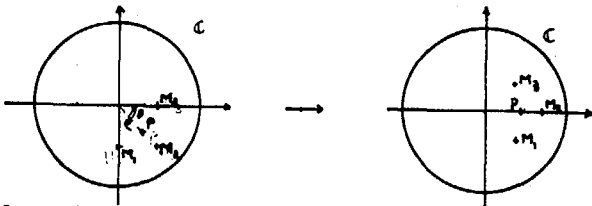
permet de prendre $|a_i| = \text{constante} = 1 \quad \forall i$

Afin d'estimer la phase de α la plus probable, nous effectuons le traitement suivant :

Soient $A_1 \dots A_M$ les points d'affixe $\nu_1 \dots \nu_M$. Nous cherchons leur barycentre $P(\rho, \theta)$. Nous obtenons $B_1 \dots B_M$ d'affixe $h_1^* \dots h_M^*$ en effectuant une rotation dans le plan complexe d'angle $-\theta$.

Soit la Figure suivante :

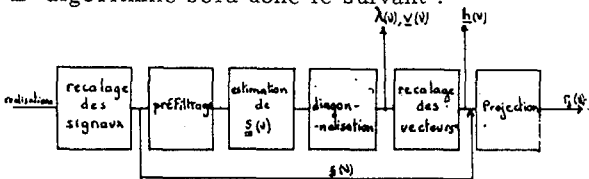
APPLICATIONS DE TECHNIQUES DU TRAITEMENT DU SIGNAL
A LA SISMOLOGIE



Nous obtenons ainsi une estimation de \hat{h}^* , qui nous permet de projeter \underline{s} sur \hat{h}^* pour obtenir r_s

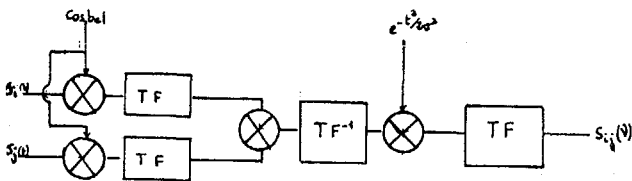
3) Algorithme de traitement.

L'algorithme sera donc le suivant :



C) Résultats - Les signaux étant préfiltrés dans la bande 0,5-4,5 Hz et ayant été recalés en temps, on a effectué le traitement sur 64pts, soit 6,4 s. (échantillonnage 10Hz).

L'estimation des interspectres a été faite selon l'algorithme suivant :



La pondération par une gaussienne nous donne un degré de liberté égal à 4 pour un nombre de stations allant de 10 à 20. La résolution en fréquence est diminuée d'un facteur 3. Toutefois, dans ces premiers essais, nous avons diagonalisé sur 64 fréquences. Les Figures III e), f) et III 3) nous indiquent, dans le cas général, une bonne décroissance des valeurs propres. La Figure III d) montre les vecteurs propres recalés en phase. Ceux-ci possèdent une bonne stabilité pour des événements sensiblement différents mais de même nature et de même région. (Figure III 2)).

Le signal projeté sur le vecteur propre (Figure I c) semble avoir mieux conservé la coda de l'évènement que le signal "somme" (Figure III b).

Bibliographie

I. J. P. Burg:(1975) Maximum entropy spectral analysis. Ph. D. thesis, Stanford University.
 II. L. R. Rabiner-B. Gold:(1975) Theory and application of digital signal processing. Prentice Hall
L. Franks: Signal theory. Prentice Hall
 III. J. S. Bendat-A. G. Piersol:(1971) Random Data: analysis and measurement procedures. Wiley Interscience
J. L. Lacoume: Communication personnelle

Notations utilisées:

- I. $y_c^{(n)}$: erreur du filtre de préd. avant d'ordre n au point x_c
- $y_c^{(n)}$: erreur du filtre de préd. arrière d'ordre n au point x_c
- a_i : coefficient du filtre
- R_i : coefficient d'autocorrélation au rang i
- P_n : erreur quadratique du filtre d'ordre n sur l'intervalle d'apprentissage
- C_n : coefficient de corrélation partielle
- f_{Ny} : fréquence de Nyquist
- ν : fréquence
- II. $S(t)$: réalisation
- $\hat{S}(t)$: transformée de Hilbert de $S(t)$
- E_i : terme d'amplitude pour la fréquence $\frac{i}{T}$
- T : intervalle temporel d'analyse
- III. \underline{S} : matrice interspectrale
- \underline{V} : vecteur colonne
- \underline{T} : vecteur ligne
- \underline{V}^* : complexe conjugué de \underline{V}
- $E\{\}$: espérance mathématique
- V_i : i^{ème} composante de \underline{V}
- λ : l^{ère} valeur propre de \underline{S}
- \underline{h} : vecteur des fonctions de transfert
- $\Im(\cdot)$: partie imaginaire
- ρ : module de l'affixe de P
- θ : argument de l'affixe de P
- TF: transformée de Fourier rapide



APPLICATIONS DE TECHNIQUES DU TRAITEMENT DU SIGNAL
A LA SISMOLOGIE

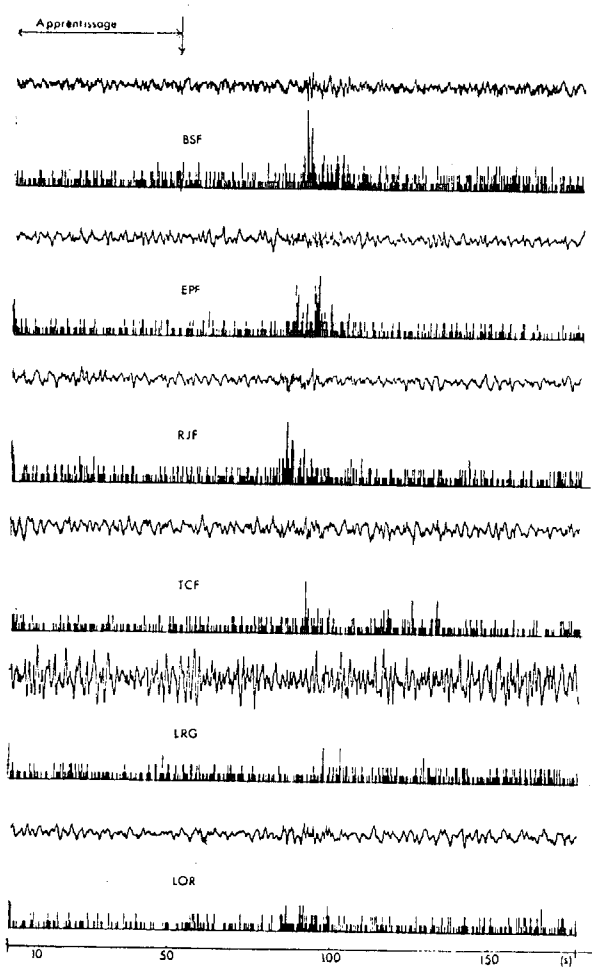


Figure I

Essais de détection au moyen de filtres prédictifs de longueur 25.

Figurent au dessus des sorties des filtres quantifiées en terme d'écart-type, les signaux préfiltrés (0-4.5Hz).

Il semblerait qu'un critère de détection devrait prendre en compte l'amplitude des erreurs et leur densité.

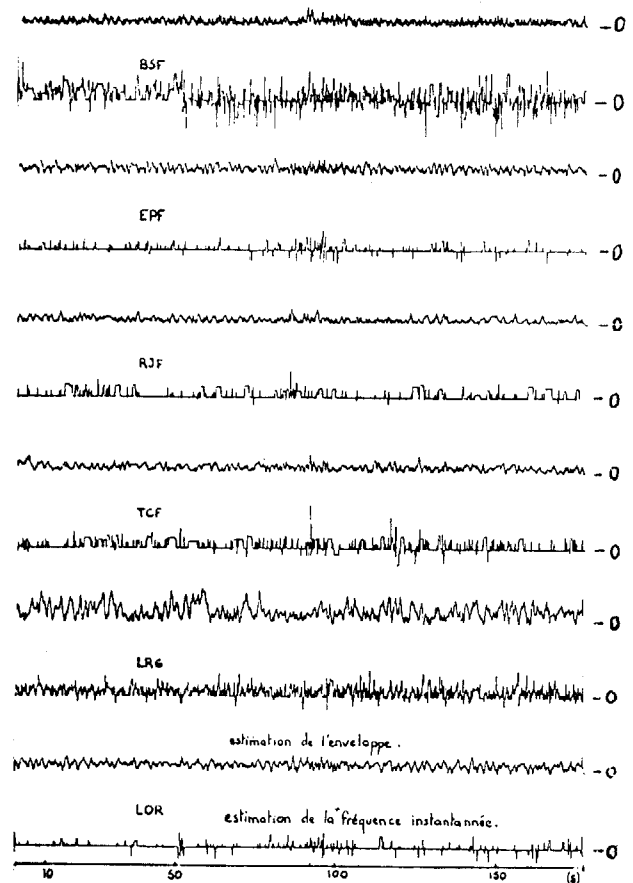


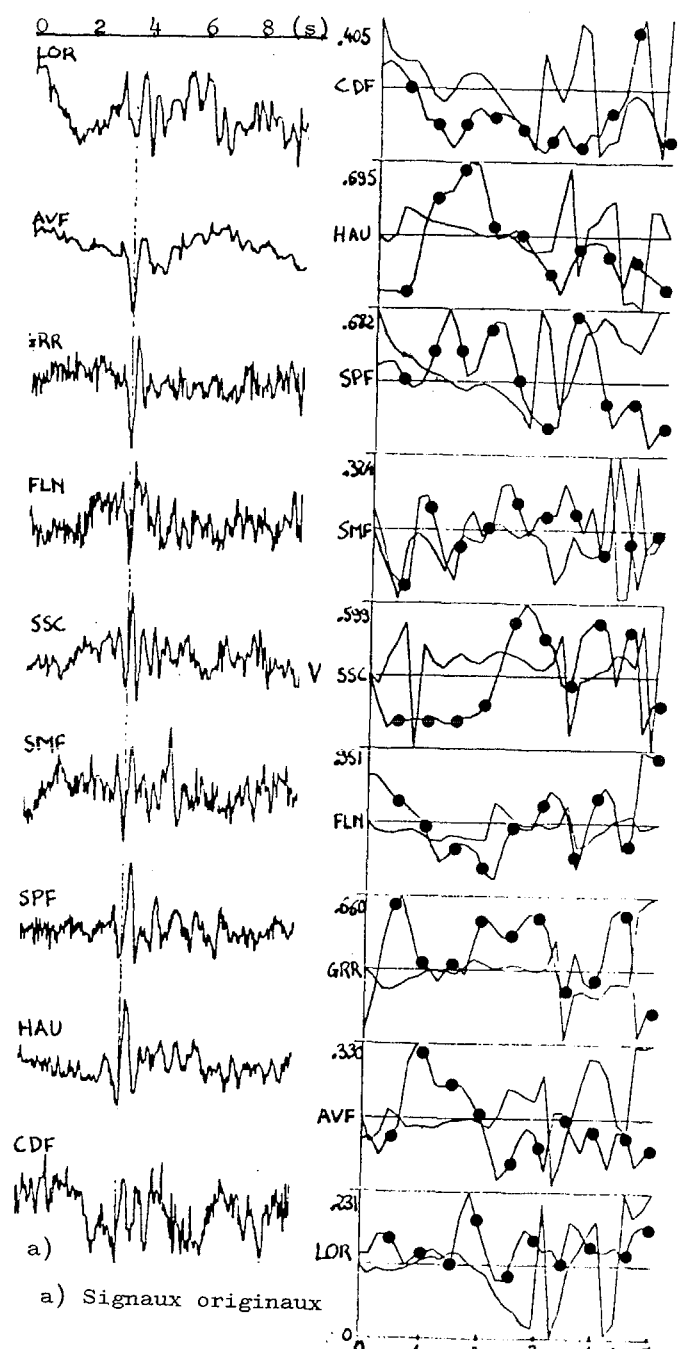
Figure II

Essai de détection et d'estimation de la fréquence instantanée au moyen du signal analytique.

Les signaux d'entrée sont identiques à ceux présentés sur la figure I.

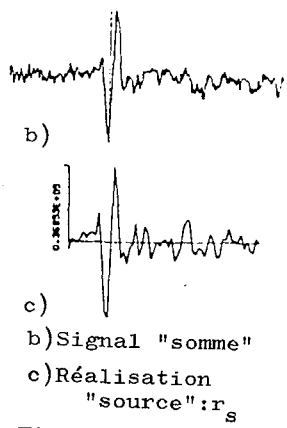
La fréquence instantanée n'est pas interprétable directement. Une étude statistique devrait nous fournir des indications exploitables.

APPLICATIONS DE TECHNIQUES DU TRAITEMENT DU SIGNAL
A LA SISMOLOGIE



a) Signaux originaux

d) Vecteur h_i^*
 ● Module de h_i^*
 — Phase de h_i^*



b) Signal "somme"
 c) Réalisation "source": r_s

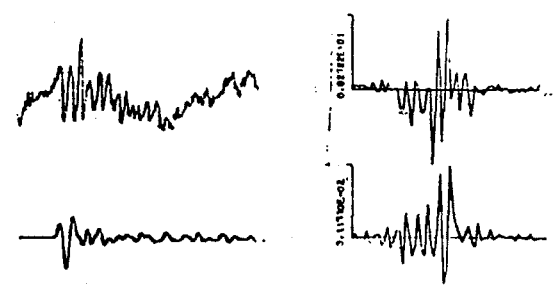


Figure III 2).
 2 événements distincts enregistrés dans la station MFF. A gauche, les signaux ; à droite $h_i(t)$. On observe une bonne stabilité de $h_i(t)$ bien que le 1^{er} événement soit étudié sur 11 stations, le 2nd sur 20 ce qui justifie l'hypothèse: $\sum_{i=1}^n h_i(t) = C^{te}$

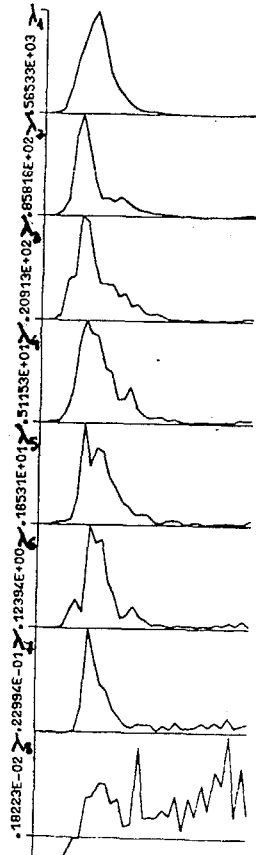
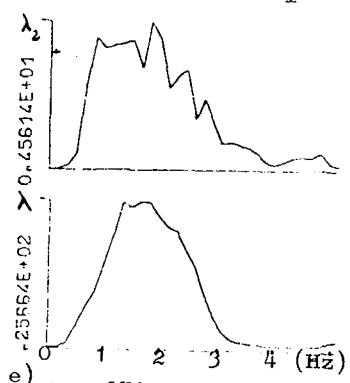


Figure III 3)
 Etude de la décroissance des valeurs propres.
 Nous avons représenté les 8 premiers λ_i ; les suivants étant erronés, suite aux imprecisions de calcul.
 On constate que E_r , énergie rejetée est sensiblement inférieure à 20% de l'énergie de r_s .



e) λ_1 1^{ere} valeur propre
 λ_2 2^{eme} valeur propre

Figure III
 Traitement complet d'un signal



APPLICATION DE TECHNIQUES DU TRAITEMENT DU SIGNAL
A LA SISMOLOGIE

