

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et
de la Recherche Scientifique
Université de BLIDA
Institut d'Aéronautique

Mémoire de Magister
Spécialité : Aéronautique
Option : Aéronautique

Thème

**Mesure et identification
adaptative de réponses
impulsionnelles acoustiques
non-stationnaires**

Réalisé par : Mr MEKRAZI MOHAMED

Présenté devant le jury:

Mr. S. BOUKRAA (Maître de conférence. I. Aéronautique. Blida)	Président
Mr A. BENALLAL (Maître de de conférence. I. Electronique. Blida)	Rapporteur
Mr. A. GUESSOUM (Professeur I. Electronique. Blida)	Examineur
Mr.H.BENCHOUBANE (Maître de conférence. I. Aéronautique. Blida)	Examineur
Mr. M. BENSEBTI (Maître de conférence. I. Electronique. Blida)	Examineur
Mr M. BENTEFTIFA (Chargé de cours . I. Aéronautique. Blida)	Invité

Année universitaire : 1999 / 2000

Remerciements



Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à :

Dr. A. BENALLAL maître de conférence à l'Université de Blida sous la direction de qui ce travail a été effectué . Ses conseils , son aide ont permis de mener à bien cette thèse.

Dr. Z. YOUBI recteur de l'Université de Blida en reconnaissance pour son aide précieuse.

Mr. S. BERGUEL directeur de l'institut d'Aéronautique pour son soutien.

Mr. T. REZOUG directeur de la post-graduation pour ses conseils.

Messieurs les membres de jury qui ont accepté d'évaluer ce travail.

Chapitre 2

Description des algorithmes utilisés

1/ introduction :

Les algorithmes adaptatifs considérés dans notre travail sont destinés à atteindre en temps réel l'identification d'un certain « filtre linéaire ». Ils travaillent dans un contexte déterminé. Ils présentent les trois caractéristiques suivantes :

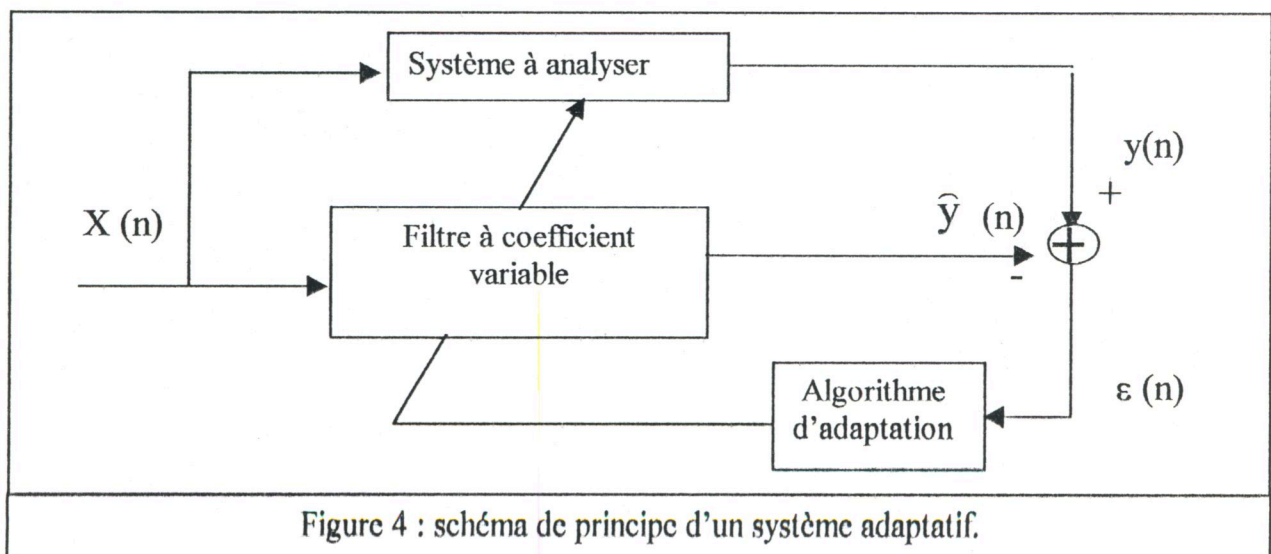
- L'identification du filtre est effectuée récursivement au cours du temps, une nouvelle estimation étant calculée à chaque instant n à partir des données observées dans le passé et des données nouvelles à l'instant n .
- Dans un contexte fixe ne présentant pas de variation temporelle, le filtre est capable d'atteindre l'optimalité, c'est la propriété dite d'acquisition.
- Dans un contexte non stationnaire le filtre fournit une optimisation qui s'adapte au contexte et varie au cours du temps, c'est la propriété de poursuite. Il y a essentiellement deux familles d'algorithmes d'adaptation, les gradients encore dénommés «LMS » et les moindres carrés rapides «MCR ».

Les premiers sont appréciés par leur mise en œuvre plus simple et leur meilleure stabilité numérique.

Les seconds sont connus comme ayant une vitesse de convergence supérieure (temps requis pour que le filtre se stabilise). Pour cette dernière raison beaucoup d'auteurs ont pensé que les MCR sont capable d'une meilleure poursuite dans un contexte non stationnaire. [7]

2/ Principe de l'identification et du filtrage adaptatif :

Parmi les applications possibles de tels algorithmes, est l'identification d'un système dont le diagramme général est représenté sur la figure 4.



Ce type d'application est courant en automatique, dans ce qui suit l'étude de l'algorithme est menée conjointement avec l'application qui nous intéresse, l'identification de la réponse impulsionnelle finie. D'après la figure ci-dessus la sortie du système s'écrit sous la forme :

$$\hat{y}(n) = H_N^T X_N(n) \quad (2-1)$$

$$\bar{\varepsilon}(n) = y(n) - \hat{y}(n) \quad (2-2)$$

H_N : un vecteur d'ordre N contenant les coefficients de la réponse impulsionnelle finie et $X_N(n)$ un vecteur qui résume le passé du signal $x(n)$ sur une durée de l'échantillon.

$$H_N = \{H_N^1, H_N^2, \dots, H_N^n\}$$

$$X_N(n) = \{x(n), \dots, x(n-N+1)\}$$

La solution optimale du problème de l'estimation de $y(n)$ à partir d'une combinaison linéaire de $x(n)$ est fournie par la solution de l'équation de WIENRHOPF qui exprime la nullité du gradient de l'erreur quadratique moyenne en sortie

$E[\bar{\varepsilon}_N^2(n)]$ par rapport au paramètre H .

$$\nabla_H E\{\bar{\varepsilon}_N^2(n)\} = \nabla_H E\{y(n) - H_N^T X_N(n)\}^2 = 0 \quad (2-3)$$

$$\nabla_H E(\bar{\varepsilon}_N^2(n)) = 2R_{N,xx} H_{N,opt} - 2P_{N,xy} = 0 \quad (2-4)$$

$$H_{N,opt} = R_{N,xx}^{-1} \cdot P_{N,xy} \quad (2-5)$$

où $E\{\cdot\}$ désigne la moyenne statistique et ∇_H l'opérateur gradient

$$R_{N,xx} = E\{X_N(n) \cdot X_N(n)^T\} \quad (2-6)$$

où $R_{N,xx}$ désigne la matrice d'auto-corrélation d'un signal de référence dans le filtre, elle est définie positive. Cette dernière propriété assure l'existence et l'unicité de la solution optimale.

$$P_{N,xy} = E[y(n) \cdot X_N(n)] = E[y(n)x_0(n) \dots y(n)x_N(n)]^T \quad (2-7)$$

Ce vecteur désigne l'inter-corrélation entre l'observation $y(n)$ et le vecteur signal dans la mémoire du filtre. [9]

3/Algorithme du gradient stochastique LMS :

Cet algorithme puise ses sources des méthodes d'analyse numérique (Méthode de NEWTON).

En premier lieu on s'intéressera à trouver le zéro de gradient du critère de l'erreur quadratique.

Dans le cas où l'expression mathématique de la fonction dont on cherche le zéro est connu, la méthode de NEWTON donne :

$$H_N(n) = H_N(n-1) - f[H_N(n-1)] / f'[H_N(n-1)] \quad (2-8)$$

où f désigne la fonction de critère ; elle n'a pas une expression spécifique. L'algorithme du gradient stipule une relation itérative, la relation est la suivante :

$$H_N(n) = H_N(n-1) + \alpha \left[-\nabla_H E \{ \bar{\varepsilon}_N^2(n) \} \right] \quad (2-9)$$

où

$$\nabla_H = \frac{\partial \varepsilon}{\partial H} \quad H = H_N(n-1)$$

α : constante qui contrôle la convergence du processus équivalent à $1/f'[H_N(n-1)]$

D'après la relation (2.3)

$$\nabla_H = 2R_{N,xx} \cdot H_{N,opt} - 2P_{N,xy} = 0 \quad (2-10)$$

Donc l'équation (2.9) devient :

$$H_N(n) = H_N(n-1) - \alpha [2R_{N,xx} \cdot H_{N,opt} - 2P_{N,xy}] = 0 \quad (2-11)$$

Une autre manière d'écrire cette expression est :

$$H_N(n) = H_N(n-1) + 2\alpha E[\bar{\varepsilon}_N(n) X_N(n)] \quad (2-12)$$

On peut rendre stochastique le vecteur $H_N(n)$ comme l'incrément de l'algorithme en supprimant la moyenne dans l'expression (2.12), car on constate que cette moyenne d'ensemble n'est pas indispensable, on obtient :

$$H_N(n) = H_N(n-1) + 2\alpha \bar{\varepsilon}_N(n) X_N(n) \quad (2-13)$$

Intuitivement ce sont les itérations successives qui réalisent dans l'algorithme la moyenne d'ensemble, la récursivité de l'algorithme fait par la seule addition de l'incrément, le filtrage adaptatif réalise asymptotiquement la moyenne d'ensemble et la minimisation.

L'algorithme stochastique prend donc des moyennes d'ensemble à sa charge d'après (2.13). On voit apparaître deux phases :

$$F : y(n) - H_N^T(n-1)X_N(n) = \bar{\varepsilon}_N(n)$$

$$G : H_N(n) = H_N(n-1) + 2\alpha X_N(n)\bar{\varepsilon}_N(n)$$

où

F est la phase de filtrage

G est la phase d'adaptation

Cet algorithme est plus connu en traitement du signal sous le nom d'algorithme L.M.S (LEAST-MEAN-SQUARE). [10]

L'algorithme du gradient stochastique LMS, de complexité $2N+1$, est listé dans la table 2-1.

Table 2-1 : Algorithme du gradient stochastique LMS
<ul style="list-style-type: none"> * Choix convenable de α : * Acquisition de $x(n)$ et de $y(n)$ • Filtrage de $y(n)$: $\bar{\varepsilon}_N(n) = y(n) - H_N^T(n-1)X_N(n)$ • Adaptation du filtre : $H_N(n) = H_N(n-1) + 2\alpha X_N(n)\bar{\varepsilon}_N(n)$

4/ Condition de convergence :

Le filtre transversal adaptatif par gradient se définit par les deux équations suivantes :

$$\bar{\varepsilon}_N(n) = y(n) - H_N^T(n-1)X_N(n) \quad (01)$$

$$H_N(n) = H_N(n-1) + 2\alpha X_N(n)\bar{\varepsilon}_N(n) \quad (02)$$

La suite d'erreur calculée par l'équation(01) est appelée suite des erreurs «à priori » car elle utilise les coefficients avant la mise à jour.

$$\varepsilon_N(n) = y(n) - H_N^T(n-1)X_N(n) \quad (03)$$

$$H_N(n) = H_N(n-1) + 2\alpha X_N(n)\varepsilon_N(n) \quad (04)$$

La suite d'erreur calculée par l'équation(03) est appelée suite des erreurs «à-posteriori » car elle utilise les coefficients après la mise à jour du filtre.

L'erreur «à-posteriori » est définie par :

$$\varepsilon_N(n) = \bar{\varepsilon}(n) E[1 - \alpha X_N^T(n) \cdot X_N(n)]$$

Le système peut être considéré comme stable si l'espérance de la valeur absolue de l'erreur à posteriori est plus petite que celle de l'erreur «à priori » on a :

$$\left| E \left[\frac{\varepsilon(n)}{\bar{\varepsilon}(n)} \right] \right| < 1 \Leftrightarrow \left| E[1 - \alpha X_N^T(n+1) \cdot X(n+1)] \right| < 1$$

$$\Leftrightarrow \left| 1 - E[\alpha X_N^T(n) \cdot X_N(n)] \right| < 1$$

$$\Leftrightarrow \left| 1 - \alpha E[X_N^T(n) \cdot X_N(n)] \right| < 1 \Rightarrow$$

$$\begin{cases} 1 - \alpha E[X_N^T(n) \cdot X(n)] < 1 & (03) \\ -1 + \alpha E[X_N^T(n) \cdot X(n)] < 1 & (04) \end{cases}$$

$$(03) \Rightarrow \alpha E[X_N^T(n) \cdot X(n)] > 0$$

$$(04) \Rightarrow \alpha E[X_N^T(n) \cdot X(n)] < 2$$

$$\text{Comme } X_N^T(n) \cdot X(n) = \sum_{i=0}^{N-1} x^2(n+1-i)$$

$$\Rightarrow E[X_N^T(n) \cdot X_N(n)] = N \sigma_x^2$$

où σ_x^2 est la puissance du signal d'entrée généralement connu ou bien facile à estimer.

D'où vient la condition de convergence :

$$0 < \alpha < \frac{2}{N \sigma_x^2}$$

Dans le cas des signaux Gaussiens on démontre que la convergence est obtenue par :

$$0 < \alpha < \frac{1}{3} \frac{2}{N \sigma_x^2}$$

5/ Algorithme du gradient stochastique normalisé N.L.M.S :

Pour les signaux d'entrée non stationnaire, comme la parole par exemple, on choisit souvent une version de l'algorithme LMS facilitant le choix du pas d'adaptation constant. En effet la condition de convergence de l'algorithme LMS de

WIDROW dépend de la puissance du signal d'entrée $x(n)$. Pour rendre les performances de l'algorithme indépendantes de cette puissance, on normalise le gain scalaire α de l'algorithme LMS par une quantité dépendant de l'énergie du signal d'entrée. [9]

Si on pose $\alpha' = \alpha X_N^T(n) X_N(n)$, il est facile de vérifier que :

$$E(\alpha') = \alpha E[X_N^T(n) X_N(n)] = \alpha N \sigma_x^2 < 2$$

Donc, pour assurer la convergence, il suffit de prendre $\alpha = \frac{\alpha'}{X_N^T(n) X_N(n)}$

En pratique, on substitue à l'énergie de $R_{N,xx}$ une estimée à court terme. Ceci peut se faire par exemple, par le calcul de l'énergie de $x(n)$ sur une fenêtre rectangulaire glissante de dimension N .

$E(n) = X_N^T(n) X_N(n) + c$ où c , est une constante positive ou nulle qui évite, dans les zones de très faible énergie des divisions par de très faibles valeurs.

L'algorithme LMS à gain normalisé (NLMS), de complexité $3N$, ainsi obtenu est résumé dans la table suivante.

Table 2-2 : Algorithme du gradient stochastique normalisé NLMS	
* Choix convenable de α :	
* Acquisition de $x(n)$ et de $y(n)$ et mémorisation de $x(n)$.	
* Calcul de l'énergie de normalisation.	
	$E(n) = X_N^T(n) X_N(n) \quad (E(n) = c, \quad \text{Si } E(n) < c)$
* Filtrage de $y(n)$:	$\bar{\epsilon}_N = y(n) - H_N^T(n) X_N(n)$
* Adaptation du filtre :	
	$H_N(n) = H_N(n-1) + \frac{2\alpha}{E(n)} X_N(n) \cdot \bar{\epsilon}_N(n)$

L'algorithme NLMS sera soumis au test de l'identification et de la poursuite d'un canal acoustique de couplage réel non stationnaire.

Notons en fait qu'il existe une version de l'algorithme NLMS plus rapide que celle de la table décrite si-dessus. La réduction de complexité est obtenue en calculant l'énergie sur une fenêtre à oubli exponentiel W .

$$E(n) = W E(n-1) + (1-W) N x^2(n) \quad [9]$$

6/ Résultat de simulation pour le cas stationnaire :

Le signal d'entrée $x(n)$ est un bruit blanc, $y(n)$ de durée égale à $x(n)$ est obtenu par convolution directe de $x(n)$ avec la réponse impulsionnelle d'un canal acoustique fixe et connu représentatif d'un habitacle de voiture comportant 1024 points. La vitesse de convergence et la complexité de calcul d'un algorithme sont des caractéristiques les plus recherchées pour une réalisation efficace de l'identification adaptative d'une réponse impulsionnelle acoustique. La courbe de la figure 5 montre pour un canal acoustique de couplage dont la réponse impulsionnelle à une durée significative de l'ordre de plusieurs milliers de points ou plusieurs centaines de points, un affaiblissement du signal d'écho d'au moins 92dB.

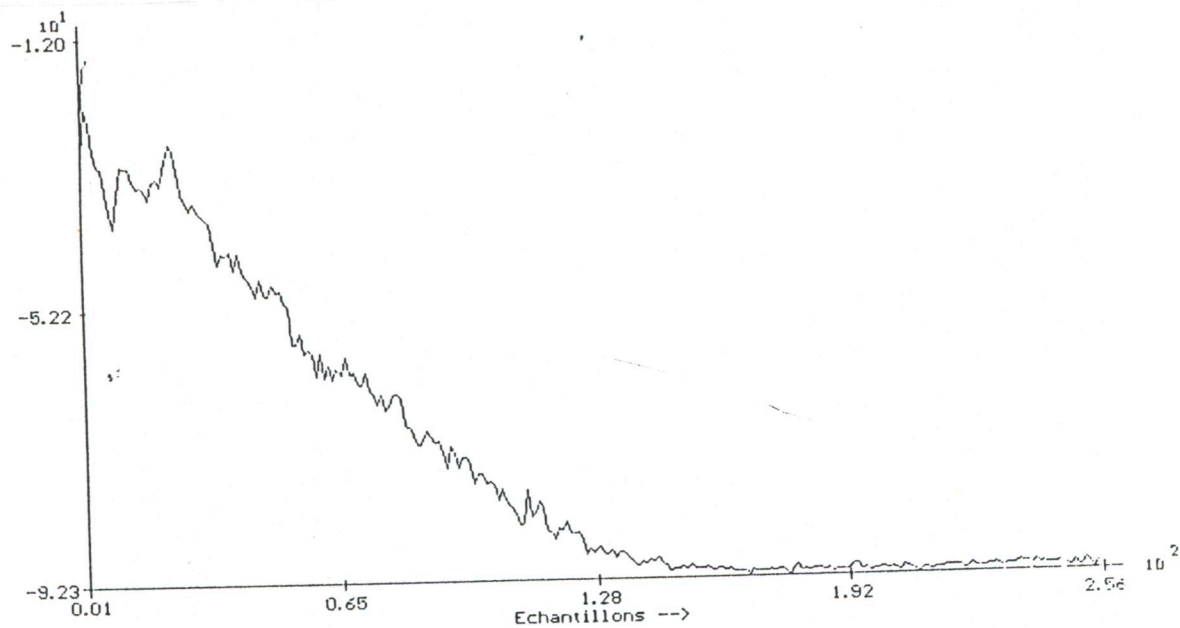
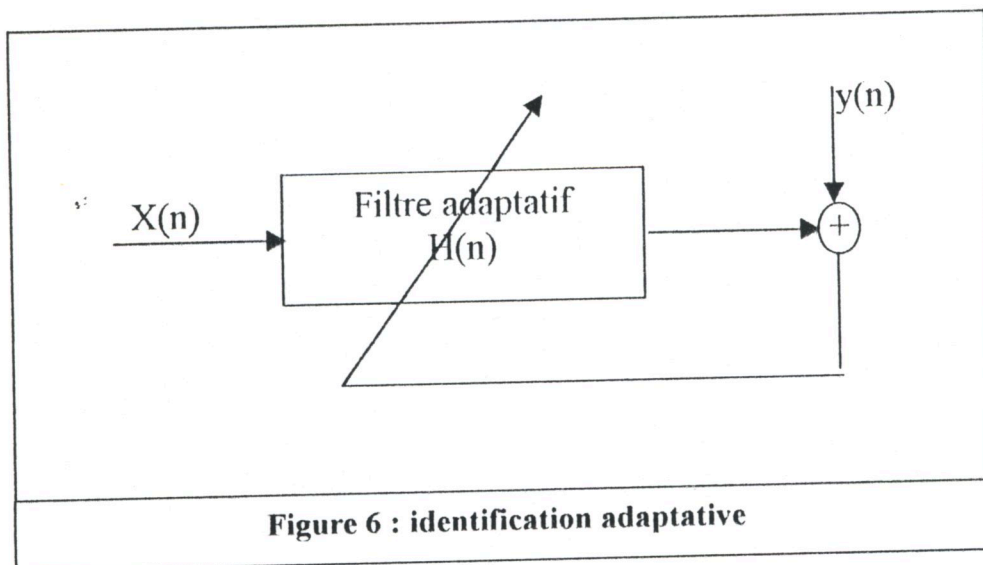


Figure 5 : vitesse de convergence de l'algorithme NLMS.

7/ Identification par algorithme du gradient stochastique à pas décroissant :

Le système d'identification de la réponse impulsionnelle est représenté par la figure 5.



L'erreur en sortie de ce système s'écrit : $\bar{\varepsilon}(n) = y(n) - H_N^T(n-1)X_N(n)$ où $H_N(n)$ est un vecteur colonne qui regroupe les N premières valeurs de la réponse impulsionnelle identifiée et $X(n)$, c'est un vecteur qui résume le passé du signal.

$$X_N^T(n) = [(x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1))]$$

La réponse impulsionnelle se calcule en minimisant l'erreur quadratique moyenne EQM :

$$EQM = E(\bar{\varepsilon}(n)^2)$$

Pour diminuer cette erreur quadratique moyenne du régime permanent de l'algorithme nous avons utilisé une version de l'algorithme NLMS à pas décroissant (NLMS-DC) vers 0.

L'algorithme NLMS à pas décroissant (NLMS-DC), est listé dans la table 2-3.

Table 2-3 : Algorithme NLMS-DC à complexité $3N$

- Choix convenable de α :

$$\alpha = \begin{cases} 0,5 & \text{pour } n \leq n_x/2 \\ \frac{0,5}{n - \frac{n_x}{2}} & \text{pour } n > n_x/2 \end{cases}$$

- * Acquisition de $x(n)$ et de $y(n)$ et mémorisation de $x(n)$.
- * Calcul de l'énergie de normalisation. $E(n)$

$$E(n) = X_N^T(n) \cdot X_N(n)$$

- * Filtrage de $y(n)$: $\bar{\varepsilon}_N = y(n) - H_N^T(n-1)X_N(n)$
- * Adaptation du filtre :

$$H_N(n) = H_N(n-1) + \frac{2\alpha}{E(n)} \cdot X_N(n) \cdot \bar{\varepsilon}_N$$

où n_x désigne la taille totale du signal $x(n)$.

Pour $n \leq n_x/2$, le choix du pas d'adaptation $\alpha=0,5$ permet une convergence rapide de l'algorithme. Après l'instant $n_x/2$, le pas décroissant vers zéro permet d'obtenir une erreur quadratique moyenne faible en régime permanent.

L'organigramme de l'algorithme NLMS-DC listé dans la table 2-3 écrit en turbo pascal qui sera utilisé pour comparer les résultats avec l'inter-corrélation au chapitre 3 est présenté sur la figure 2-4 .

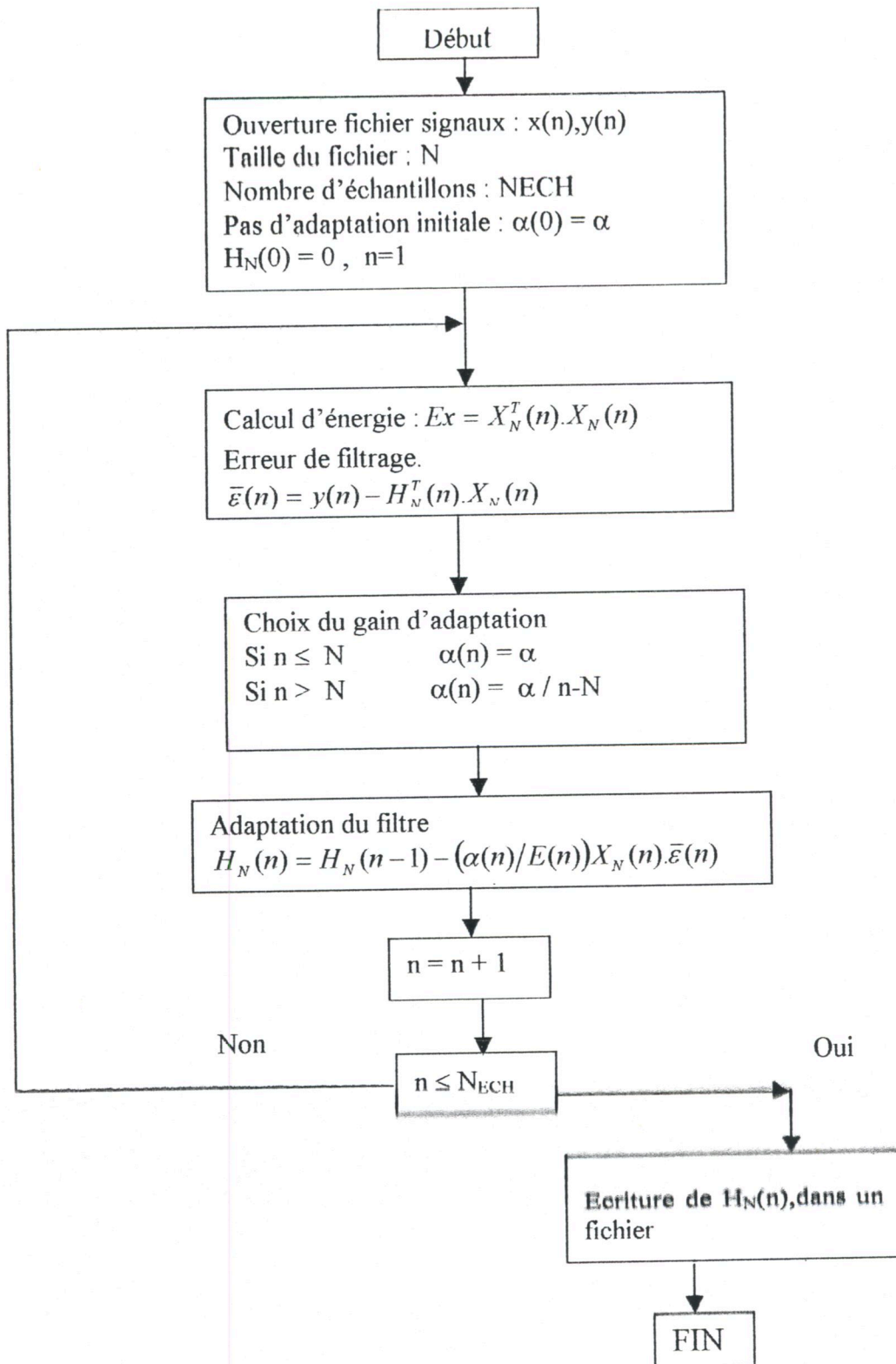


Figure 2-4 / Organigramme de l'algorithme LMS à pas décroissant

8/ Identification de la réponse impulsionnelle par l'inter-corrélation :

Le mode de fonctionnement et les performances des filtres adaptatifs sont étroitement liés aux caractéristiques statistiques des signaux traités. Dans l'ensemble de ces paramètres, les fonctions de corrélation occupent une place très importante, pour leurs qualités propres en analyse des signaux, mais aussi parce que leurs valeurs sont utilisées pour constituer les matrices de corrélation. Ces matrices sont exploitées directement dans certaines méthodes d'analyse. Par contre, dans les algorithmes les plus efficaces en filtrage adaptatif, elles n'apparaissent généralement pas directement mais sont sous-jacentes et, en fait, elles commandent le fonctionnement des systèmes et leurs performances. C'est pourquoi il faut bien connaître leurs propriétés. Mais, il n'est pas facile de se faire une idée de leurs caractéristiques et de les relier à des paramètres du signal plus accessibles et plus familiers, comme le spectre par exemple. [8]

Une des applications les plus fréquentes de l'inter-corrélation est la détermination de la réponse impulsionnelle d'un système linéaire. Soit $h(n)$ la réponse impulsionnelle cherchée, si le système est excité par un bruit blanc $x(n)$, la réponse $y(n)$ est donnée par : $y(n) = x(n) * h(n)$

$$\text{Avec } R_{xy}(n) = \sigma_x^2 \cdot \delta(n) * h(n)$$

$R_{xx}(n)$: est la fonction d'auto-corrélation du bruit (signal d'excitation du système)

σ_x^2 : variance du signal test $x(n)$.

La fonction d'inter-corrélation du signal d'entrée et du signal de sortie est donnée par la relation :

$$R_{xy}(n) = R_{xx}(n) * h(n)$$

En remplaçant R_{xx} par sa valeur on a :

$$R_{xy}(n) = R_{xx} \sigma_x^2(n) \cdot \delta(n) * h(n) = \sigma_x^2(n) \cdot h(n) \quad \text{car}$$

$$\delta(n) * h(n) = h(n) \quad \text{d'où}$$

$$h(n) = \frac{R_{xy}(n)}{\sigma_x^2}$$

$R_{xy}(n)$: est la fonction d'inter-corrélation entre le signal de test $x(n)$ et $y(n)$.

Par conséquent il suffit de connaître la fonction d'inter-corrélation entre $x(n)$ et $y(n)$ et

σ_x^2 pour identifier le système par sa réponse impulsionnelle qu'elle caractérise.

En pratique on utilise les séquences binaires pseudo-aléatoire comme signal $x(n)$, ces séquences possèdent une fonction d'auto corrélation qui s'approche d'une impulsion de Dirac. Les signaux seront périodiques de la même période que la séquence pseudo aléatoire utilisée.

L'estimation des corrélations doit se faire alors sur un certain nombre de périodes.

$$R_{yx}(k) = \frac{1}{P.L} \sum_{n=1}^{P.L} y(n) \cdot x^*(n-k)$$

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{P.L} \sum_{n=1}^{P.L} x^2(n)$$

$$k = 0, 1, \dots, N_R - 1$$

N_R : Taille réelle de $h(n)$

L : longueur de la séquence binaire pseudo-aléatoire SBPA

$L = 2^m - 1$ ou m est le nombre d'étages de registre à décalage qui génère la séquence

P : nombre de périodes. [11]

L'organigramme de la méthode de l'inter-corrélation est listé dans la figure 2-5.

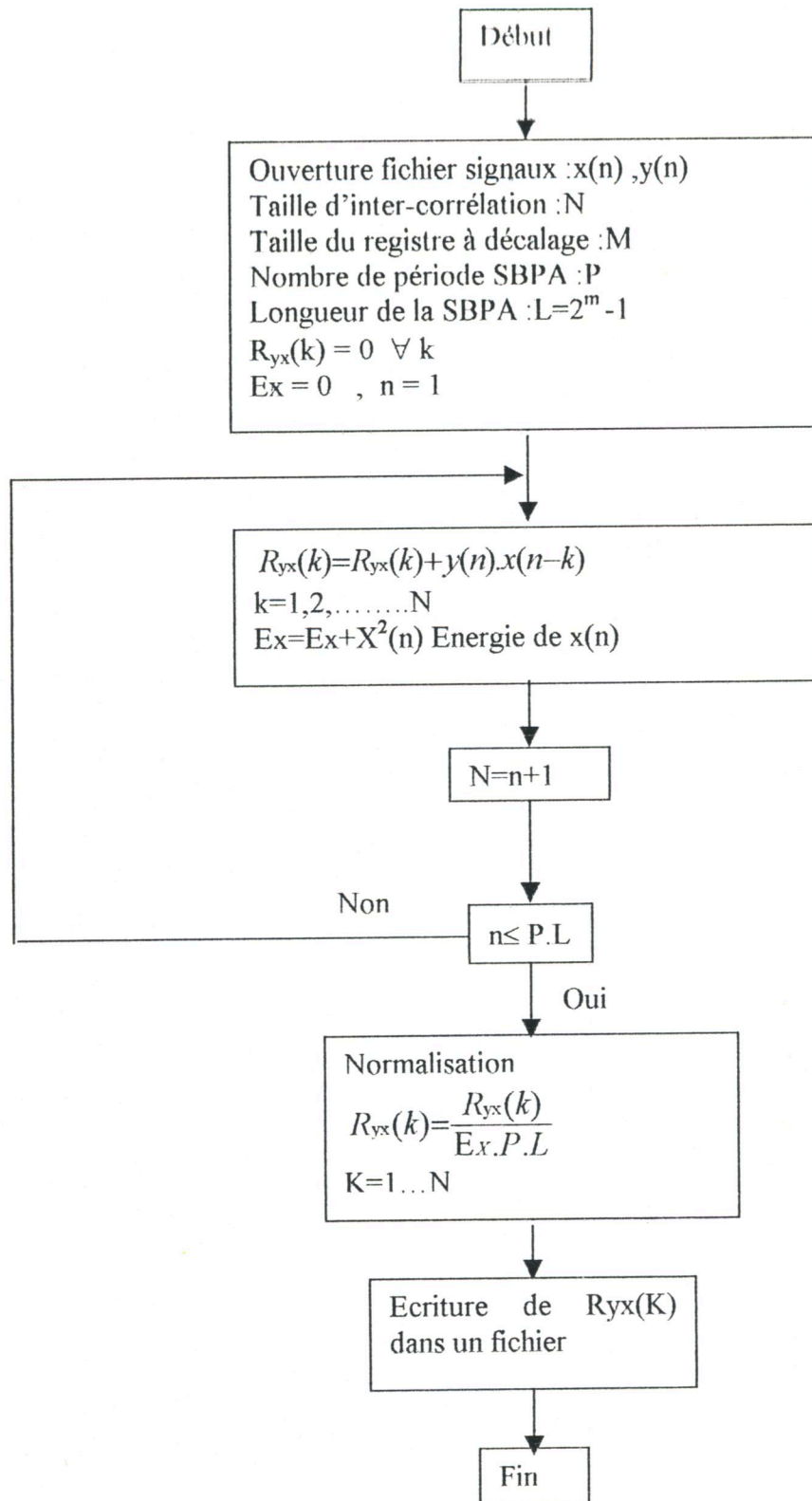


Figure 2-5 : organigramme de la méthode d'inter-corrélation

Chapitre3

Simulation d'une méthode de mesure **des réponses impulsionnelles** **acoustiques**

1/ Introduction :

En acoustique des salles, on mesure des réponses impulsionnelles qui ont une durée utile de l'ordre de la seconde et la dynamique souhaitée est de l'ordre de 60 dB. Les techniques de mesures classiques qui engendrent une impulsion (éclatement d'un ballon, coup de pistolet), et enregistrent la réponse impulsionnelle ne permettent pas de répondre simultanément à ces exigences.

De plus on augmente considérablement les risques de distorsion lorsque les transducteurs sont soumis à des impulsions. La méthode de mesure décrite dans ce chapitre pallie à ces inconvénients d'une part en supprimant la nature impulsionnelle du signal test de mesure, d'autre part en apportant un gain important en dynamique de la réponse impulsionnelle mesurée.

2/ Une première méthode de mesure des réponses impulsionnelles en stationnaire.

Dans l'équation suivante $y(n)=h(n)*x(n)$, on voit que si le signal d'entrée $x(n)$ est une masse de Dirac, alors on a $y(n) = h(n)$. Cette remarque a été utilisée par les acousticiens pour mesurer h en approchant le Dirac par des signaux formés d'impulsions à bases très étroites tels que des coups de pistolets ou des explosions de ballons en plastique. Une méthode plus robuste et plus précise, utilisant des résultats développés par SCHROEDER, a été mise au point par JULLIEN. On donne ici le principe.[4]

- La méthode de SCHROEDER :

A l'aide d'un système de registre à décalage on génère une suite pseudo-aléatoire de longueur N prenant ces valeurs dans l'ensemble discret. Cette suite est ensuite convertie en créneaux de tension $\pm V$ volts à la fréquence d'échantillonnage

F_e , réalisant ainsi un signal continu de période $T = \frac{N}{F_e}$.

La principale caractéristique de cette suite résulte dans sa fonction d'auto-corrélation qui vérifie :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k x_{i+k} = 1 \quad \text{si } i \equiv 0 [N] \\ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k x_{i+k} = -\frac{1}{N} \quad \text{si } i \neq 0 [N] \\ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k = 0 \end{array} \right.$$

La fonction de corrélation de x est donc "presque" une mesure de Dirac. Soit y(n), le signal obtenu au microphone après excitation du haut-parleur par X(n). Ce signal est converti numériquement et stocké sur un micro-ordinateur. Lorsque N est très grand et que les valeurs de la réponse impulsionnelle sont de l'ordre du bruit de mesure au-delà de la période T, on peut approcher h(n) par l'inter-corrélation entre y(n) et X(n) en négligeant la composante continue de la réponse impulsionnelle. Le choix de N est réalisé en fonction du temps de réverbération de la salle.

Cette méthode garantit un rapport signal sur le bruit supérieur à 80 dB pour des séquences de bruit pseudo-aléatoire de longueur supérieure à $N = 2^{14}$. [4]

3 Description de la méthode de mesure :

Le signal test utilisé est une séquence appelée : séquence binaire pseudo-aléatoire SBPA (figure 6). Ce signal introduit à l'entrée du haut parleur est construit à partir d'une séquence pseudo-aléatoire périodique x(n) prenant ces valeurs dans un ensemble réduit $\{-1,+1\}$ est convertie en créneau +/- V volts à la fréquence d'échantillonnage Fe. Le signal x(n) obtenu est périodique de période $T=L/Fe$

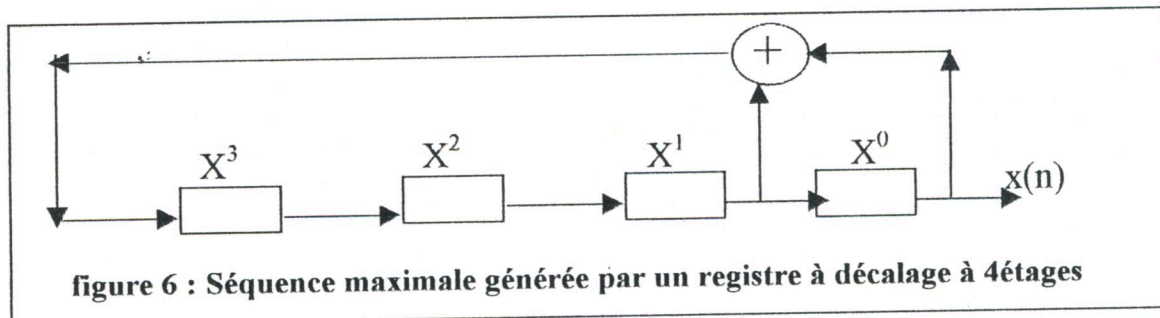


figure 6 : Séquence maximale générée par un registre à décalage à 4étages

Une période fondamentale de ce type de séquence est de présenter une fonction d'auto-corrélation à deux valeurs.

$$R_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(n) \cdot x^*(n-\tau) dn = \begin{cases} \sigma_x^2 \cdot \delta(0) & \text{pour } \tau=0 \\ -1 & \text{pour } \tau \neq 0 \end{cases}$$

σ_x^2 : variance du signal test $x(n)$

Cette période est utilisée pour calculer la réponse impulsionnelle dans le cas de la mesure d'un couple haut-parleur/microphone considéré. Le fonctionnement du système est traduit par l'équation de convolution : $y(n) = h(n) * x(n)$

L'inter-corrélation entre $y(n)$ et $x(n)$ s'écrit :

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(n) \cdot x^*(n-\tau) dn$$

à partir des relations précédentes on trouve la relation suivante :

$$R_{yx}(\tau) = \sigma_x^2 h(\tau)$$

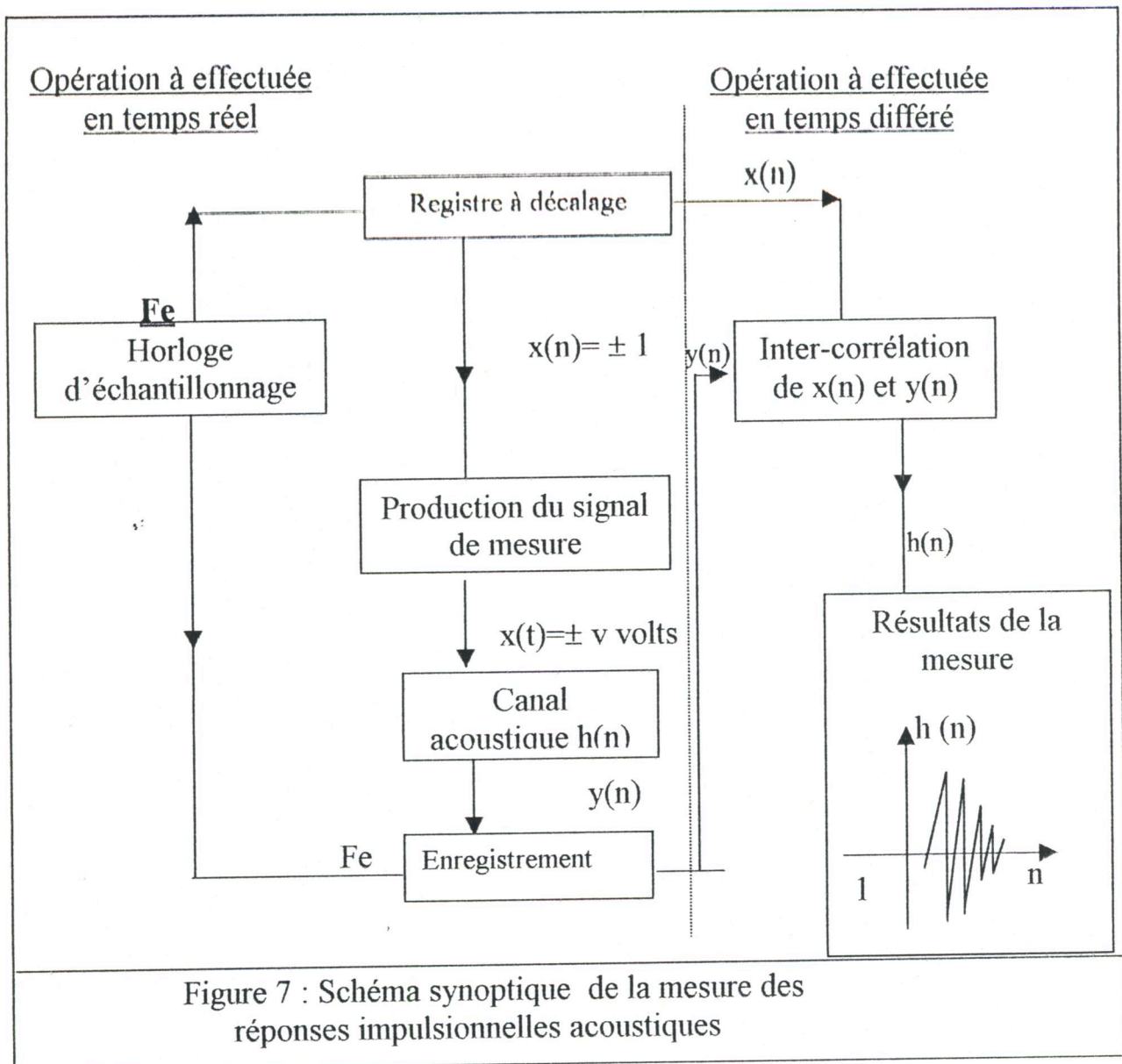
Le signal de sortie $y(n)$ enregistré puis, échantillonné à la fréquence F_e , donne la séquence $y(n)$ qui est au bruit additif près de période L égale à la période de séquence d'entrée $x(n)$. La séquence $h(n)$ doit donc être considérée comme la suite des échantillons de la réponse impulsionnelle $h(n)$ périodique.

La suite des échantillons $h(n)$ est obtenue par inter-corrélation dans le cas discret entre la suite des échantillons $y(n)$ et la suite des échantillons $x(n)$.

$R_{yx}(n)$ est une estimation qui doit se faire sur un nombre entier (p) de période (L) la réponse impulsionnelle discrète $h(n)$ sera obtenue par la relation :

$$h(n) = \frac{R_{yx}(n)}{\sigma_x^2}$$

L'inter-corrélation entre la séquence à longueur maximale qui excite le haut-parleur et la réponse de celui-ci captée par le microphone est donc une mesure de la réponse impulsionnelle du système. La méthode de la mesure est résumée dans le schéma de la figure 7.



4/ Etude de la méthode d'identification par inter-corrélation et comparaison avec l'algorithme NLMS :

L'identification de la réponse impulsionnelle se fait à l'aide des paramètres suivants :

P : Nombre entier de période de la séquence SBPA

L : Période de la séquence SBPA

N : portion de la réponse à identifier

Dans ce paragraphe nous allons étudier l'influence de chaque paramètre sur la mesure c'est-à-dire sur le rapport signal/bruit défini par :

$$RSB_{dB} = 10 \log_{10} \frac{\sum_{i=1}^N h^2(i)}{\sum_{i=1}^N (h(i) - \hat{h}(i))^2}$$

$h(i)$: Réponse impulsionnelle mesurée.

$\hat{h}(i)$: Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'inter-corrélation et par l'algorithme NLMS.

4-1 Description des signaux d'entrée / sortie :

Les signaux d'entrée / sortie utilisés par la simulation sont; $x(n)$, la séquence binaire pseudo-aléatoire générée par un registre à décalage d'un nombre d'étage m tels-que sa période soit la période de mesure $L = 2^m - 1$. Le signal de sortie est une convolution directe de $x(n)$ avec la réponse impulsionnelle d'un canal acoustique d'une salle comportant 2400 points.

4-2 Résultat des simulations :

a) Etude de l'influence de p sur le RSB

On fixe L très grand devant N ($m=14$) en identifiant la réponse de taille $N=2400$ par l'inter-corrélation et par NLMS. Les résultats des simulations classés dans le tableau (1-1) montrent que plus p est grand, plus on a un RSB meilleur par l'inter-corrélation car celle-ci est une moyenne statistique où l'optimisation de l'estimation dépend du nombre d'échantillons à traiter. Par contre l'algorithme NLMS converge rapidement vers l'optimum, c'est-à-dire qu'on obtient dans ce cas un résultat meilleur et dans un temps moindre que par la méthode d'inter-corrélation.

P	RSB(dB)	
	Inter	NLMS
1	19,45	23,69
5	33,43	85,21
10	39,43	93,60
20	45,46	91,13

Tableau : (1-1) : Influence de P sur RSB (dB)

b) Etude de l'influence de L par rapport à N sur le RSB :

En fixant $p=10$, $N=2400$, les résultats des simulations classés dans le tableau (1-2) montrent que lorsque L est inférieur à la taille de la réponse impulsionnelle à identifier (réelle) l'inter-corrélation est fortement pénalisée par rapport à l'algorithme NLMS. Ceci est dû au phénomène de recouvrement temporel ; c'est-à-dire que l'estimation de la réponse se fait sur un nombre entier de périodes du signal test, celle-ci est coupée avant d'être identifiée totalement à cause de la périodicité de L, alors on obtient dans ce cas une période erronée.

Donc pour s'affranchir de ce phénomène, il faut que L soit largement supérieur à la taille réelle de la réponse impulsionnelle à identifier comme le montre les résultats du tableau (1-2). Par contre on a une convergence rapide de l'algorithme NLMS par rapport à l'inter-corrélation vers l'optimum.

L	RSB (dB)	
	Inter	NLMS
0,2 N	- 5,4	5,85
0,4 N	-1,5	9,2
1,7 N	41,0	91
6,8 N	39,46	93,63
13,65 N	41,0	90

Tableau (1-2) : Influence de L par rapport à N sur RSB (dB)

c) Etude de l'influence de l'identification d'une portion N de la réponse impulsionnelle sur le RSB :

En fixant $p=10$, $m=14$, $N_R=2400$ avec N_R est la taille réelle de la réponse impulsionnelle du canal acoustique.

Dans le cas de l'identification d'une portion sous estimée ($N < N_R$) le rapport RSB est donné par la relation suivante :

$$RSB (dB) = 10 \log_{10} \frac{\sum_{i=1}^N h^2(i)}{\sum_{i=1}^N (h(i) - \hat{h}(i))^2}$$

Alors que dans le cas de l'identification d'une portion sur estimée ($N > N_R$) le rapport est donné par la relation suivante :

$$RSB(dB) = 10 \log_{10} \frac{\sum_{l=1}^{N_R} h^2(l)}{\sum_{l=1}^{N_R} (h(l) - \hat{h}(l))^2}$$

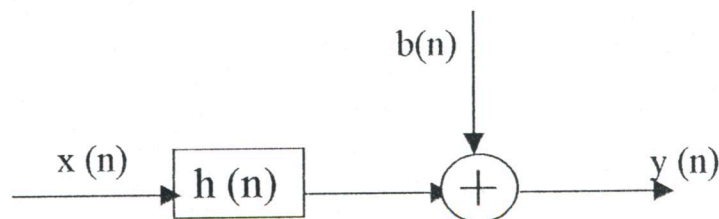
Les résultats des simulations obtenus et classés dans le tableau (2-3) montrent que l'identification d'une portion sous estimée de la réponse impulsionnelle est meilleure par la méthode d'inter-corrélation par rapport à l'algorithme NLMS. Cette dernière exige la connaissance de la totalité de la réponse impulsionnelle. Par contre, l'identification d'une portion supérieure à la taille réelle de la réponse impulsionnelle n'a aucun effet sur le RSB dans les deux méthodes

N	RSB (dB)	
	Inter	NLMS
NR/ 8=300	49,15	4,94
NR/4=600	47,16	11,42
NR/2=1200	44,01	5,99
NR/=2400	39,46	93,63
4 NR/3=3200	39,45	90,58
2NR :=4800	39,45	90,53

Tableau (1-3) : Influence de N variable sur RSB

d) Influence du bruit additif sur la mesure :

En présence du bruit additif le système de la figure suivante est décrit par la relation suivante : $y(n) = h(n) * x(n) + b(n)$



où $b(n)$ est un bruit indépendant de $x(n)$. En fixant les paramètres suivants ($p=10, m=14, N=2400$), nous avons étudié l'influence du rapport signal ($h(n) * x(n)$) sur le bruit $b(n)$.

Les résultats classés dans le tableau (1-4) montrent que même lorsque la réponse impulsionnelle est noyée dans le bruit additif, celle ci peut être identifiée par la méthode d'inter-corrélation avec un RSB meilleur par rapport à l'algorithme NLMS. Par conséquent la méthode d'inter-corrélation est plus robuste dans un milieu bruité et de plus il est possible d'optimiser le RSB en augmentant le nombre (m) d'étages du registre à décalage et diminuer ainsi l'effet du bruit additif. C'est l'avantage principal de la méthode d'inter-corrélation.

RSBY (dB)	RSB (dB)	
	Inter	NLMS
60	39,72	69,05
40	39,68	49,16
30	39,01	38,67
20	36,62	29,28
10	28,53	18,85
0	18,45	08,45

Tableau (1-4) : Influence du bruit additif sur la mesure $y(n)$.

e) Influence du bruit additif sur le signal d'excitation $x(n)$:

Dans notre étude nous avons utilisé la même nature du bruit additif utilisé précédemment qui est un bruit gaussien Indépendant du signal d'excitation $x(n)$, ce bruit additif va être additionné avec le signal d'excitation $x(n)$, avant d'être convolué avec la réponse impulsionnelle $h(n)$ de manière suivante : $y(n) = h(n) * (s(n) + b(n))$ en fixant les paramètres suivants ($p=10, m=14, N=2400$).

L'identification de $h(n)$ à partir des signaux $y(n)$ et $x(n)$ nous a donné les valeurs classées dans le tableau (1-5).

L'inter-corrélation donne des résultats meilleurs dans le cas d'un signal d'excitation bruité.

RSB(x/y)dB	RSB dB	
	Inter	NLMS
60	38,67	37,82
40	38,56	36,77
20	35,81	28,10
10	28,10	18,01
0	18,49	07,85
-5	13,25	02,32

Tableau (1-5) : Influence du bruit additif sur le signal d'excitation x (n).

f) Etude de l'influence du signal d'excitation x (n) :

Pour voir l'effet de la nature du signal d'excitation x(n) utilisé pour l'identification du système, nous avons choisi trois types de signaux différents:

- Bruit blanc uniforme
- Bruit blanc GAUSSIEN
- Bruit GAUSSIEN rose

Les résultats classés dans le tableau (1-6)montrent que l'inter-corrélation est fortement dépendante de la nature de x (n) tandis que l'algorithme NLMS est indépendant de la nature de x (n).

Type d'excitation	RSB (dB)	
	Inter	NLMS
Bruit blanc uniforme	07,06	92,47
Bruit blanc Gaussien	21,14	90,02
Bruit Gaussien rose	02,07	85,92

Tableau (1-6) : Influence de la nature du signal d'excitation x (n).

4-3 Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre une méthode efficace de la mesure des réponses impulsionnelles acoustiques .Nous avons testé et comparé deux techniques d'identification différentes de la réponse impulsionnelles du canal acoustique :

méthode d'intercorrélation et méthode d'identification par algorithme NLMS à pas décroissant. Par conséquent, la méthode d'intercorrélation est plus robuste dans un milieu bruité, et de plus il est possible d'optimiser le RSB en augmentant le nombre m d'étage du registre

Les résultats de cette simulation nous ont permis de prévoir les différentes précautions qu'en doit prendre en considération pendant la réalisation de la chaîne de mesure :

- La longueur de la séquence binaire pseudo-aléatoire doit être supérieure à la taille de la réponse.
- Prendre la taille sur-estimée pendant l'identification de la réponse impulsionnelle.
- Choisir la méthode d'inter-corrélation dans un banc de mesure bruité.
- Choisir la méthode d'identification NLMS pour avoir un résultat rapide, surtout avec des canaux acoustiques des salles de grande taille ($N > 2000$ points)
- Choisir la méthode d'identification NLMS lorsque $x(n)$ n'est pas une séquence binaire pseudo-aléatoire.

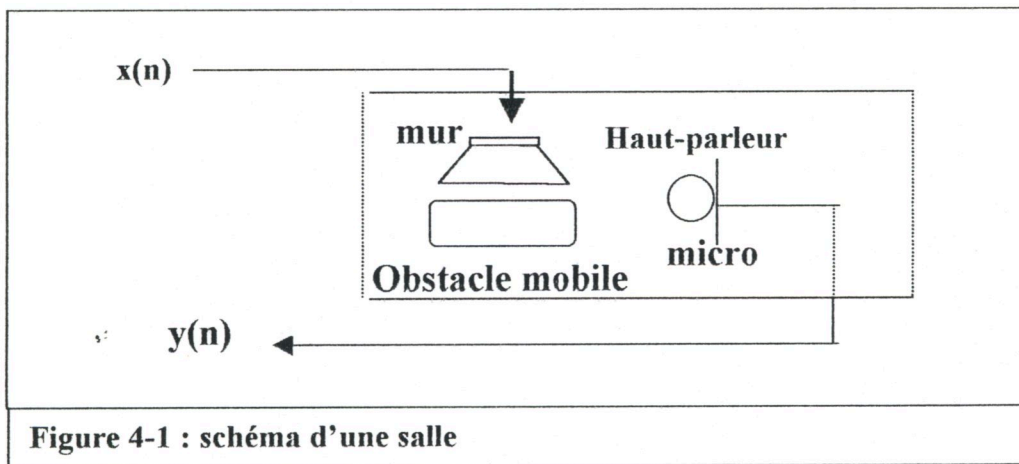
Chapitre 4

Réalisation d'un système de mesure et **identification des réponses** **impulsionnelles non stationnaires**

1/ Description de la chaîne de mesure :

1-2 Introduction

Un canal acoustique dans une salle est par définition la transformation d'un signal $x(n)$ émis d'une source en un signal reçu par un récepteur. Dans la théorie de l'acoustique linéaire, c'est un filtre linéaire que l'on peut étudier indépendamment des signaux. Il dépend essentiellement de la salle, des positions et des caractéristiques des sources et du récepteur. Il existe différents canaux acoustiques, celui qui nous intéresse est le canal acoustique de couplage entre le haut-parleur de sonorisation et le microphone. Les mesures ont été réalisées dans la salle de l'institut physique, dont la configuration de la salle est schématisée par la figure 4 - 1



Nous avons utilisé le matériel professionnel d'acoustique (BRÜEL & KJAER) suivant :

1-2 Haut-parleur type 4224 :

1-1-2 Introduction :

La source sonore type 4224 est conçue spécialement pour les mesures d'acoustiques architecturales comme l'indice de réduction sonore, l'isolation des façades, le temps de réverbération et l'absorption. La source 4224 comprend un haut-parleur avec un amplificateur de puissance et un générateur de bruit incorporé dans un boîtier robuste en plastique moulé. Elle délivre une puissance acoustique de 115 dB de 100 Hz à 4 khz.

1-2-2 Limitation des effets thermiques du haut-parleur :

Lorsqu'ils sont utilisés à pleine puissance, la plupart des haut-parleurs sont soumis à des effets thermiques qui peuvent altérer la précision de mesure de niveau. Ces effets peuvent être divisés en deux catégories :

- Effets à court terme dus à l'échauffement de la bobine du haut-parleur avec une constante de temps de l'ordre de 5 à 10 s.
- Effets à long terme dus à l'échauffement de l'ensemble magnétique avec une constante de temps de l'ordre de plusieurs heures.

Ces deux catégories d'effets se superposent.

- Les mesures suivantes peuvent être prises pour limiter l'influence des effets thermiques du haut-parleur.
- Ne pas utiliser le haut-parleur à pleine puissance ; une réduction de niveau de 10 dB limite les effets thermiques à court et à long terme à 0,2 dB.
- Utiliser un temps d'intégration plus long ; avec un temps de 32s, l'erreur est d'environ le tiers de l'erreur avec un temps de 5 s.
- Adopter des séquences de mesure semblables dans le local émetteur et le local récepteur de façon à annuler les effets thermiques.
- Prolonger la période de fonctionnement avant de faire débiter la mesure de façon à préchauffer la bobine du haut-parleur ; un délai de 5 à 10 s est nécessaire. [12]

1-3 Analyseur de fréquence bicanal temps réel type 2133 :

1-3-1 Introduction :

L'analyseur de fréquence bicanal temps réel type 2133 est conçu pour : l'analyse fréquentielle à pourcentage de bande constant et en temps réel de signaux acoustiques et vibratoires, mesurage de la puissance acoustique, mesurage de l'intensité acoustique, essais électroacoustiques, essais acoustique en bâtiments, transmission acoustique, absorption durée de réverbération, essais acoustiques en industrie automobile mesurage d'inter-spectre, avec analyse en bande de 1/1, 1/3, 1/2, et 1/4 d'Octave. Sa gamme dynamique est de 80dB et son entrée analogique accepte la gamme complète des microphones et préamplificateur de charge Brüel Kjaer. Son préamplificateur de charge intégré très sensible autorise le branchement direct des accéléromètres. La fonction temporelle enregistre les événements transitoires pour l'analyse ultérieure de segments choisis. A toutes ces caractéristiques de mesurage

s'ajoutent l'acquisition rapide des spectres et le moyennage de segments temporels fenêtre. Du fait de sa grande capacité de stockage et de traitement, l'analyseur type 2133 est utilisable en mode autonome pour un grand nombre d'application. [13]

1-3-2 Mémoire:

Le 2133 dispose d'une mémoire tampon intégrée de grande capacité. La qualité de spectre qu'elle peut contenir varie selon la gamme de fréquences, la fraction d'Octave utilisée pour l'analyse et selon la fréquence d'échantillonnage. Elle pourra recevoir 4500 spectres en bande d'octave ou 2200 spectres en 1/3 d'octave. [13]

1-3-3 Disquette :

L'unité de disquette intégrée autorise le stockage permanent de spectres, de configuration de réglage et des données de mesurages. Les disquettes formatées sont compatibles PC/MS-DOS pour faciliter le transfert de données sur ordinateur. [13]

1-3-4 Acquisition rapide des données :

L'enregistrement de nombreux spectres consécutifs séparés par des intervalles très courts (5ms) s'effectue sans perte de données. Les spectres mesurés sont automatiquement stockés dans un multi-spectre. Ce multi-spectre peut aussi être constitué de résultats consécutifs moyennés. Cette caractéristique sert dans les applications, où l'analyse de bruits répétitifs émis par des machines à mouvement rotatif ou alternatif, lorsque les spectres seront mesurés à des intervalles constants correspondant au cycle de travail de la machine. [13]

1-3-5 Fonction de traitement :

La plupart des mesures courantes en acoustique sont effectuées en temps réel. La mémoire non-volatile dispose de 57 fonctions servant en outre, à déterminer la puissance acoustique, la durée de réverbération, l'absorption et l'isolement acoustique et à de nombreuses routines de calculs spectraux. L'utilisateur définit à son gré et stocke, dans la mémoire non volatile ou sur disquette, les fonctions supplémentaires dont il a besoin. [13]

1-3-6 Principe de fonctionnement :

Le principe de base du fonctionnement de l'analyseur se commande de deux façons : soit par les touches situées sur la face avant ou sur le clavier, soit par les

commandes affichés à l'écran (commandes programmables). Ces dernières dépendent du format d'écran choisi.

Les touches s'utilisent essentiellement pour effectuer des actions isolées ou des activités temporaires. Les commandes programmables permettent de définir des configurations plus permanentes. Par exemple nous pouvons mettre le générateur en hors service à l'aide d'une touche, mais les touches programmables nous permettront de le régler comme source de bruit blanc ou rose en mode continu ou impulsif.

[13]

1-3-7 Fonctionnement en mode temporel :

Le mode temporel de l'analyseur consiste en une configuration de mesurage qui permet à l'utilisateur d'effectuer un enregistrement d'un signal temporel sur disquette, ce signal peut être envoyé dans les circuits d'analyse pour une analyse spectrale tout comme si l'on avait déjà un spectre au niveau de l'entrée de l'analyseur. Le mode temporel consiste également en une intensification du signal, c'est-à-dire qu'en utilisant la mémoire tampon, l'analyseur accumule et moyenne des séries d'événements. L'intensification des signaux est particulièrement utile lorsque les signaux étudiés sont répétitifs. Les données synchrones se trouvant parmi les événements enregistrés et moyennés sont intensifiées aux dépens des bruits aléatoires. Un affichage temporel nous permet d'examiner un événement temporel à l'écran de l'analyseur. Grâce au type de curseur disponible, nous pouvons mesurer sur n'importe quel point ou groupe de points faisant partie de l'enregistrement. Les événements enregistrés peuvent être sauvegardés dans la mémoire de l'analyseur ou sur disquette.

[13]

1- 4 Microphone :

1- 4-1 Définition :

Un microphone est un transducteur qui convertit le signal acoustique en signal électrique, l'amplitude instantanée du courant électrique obtenue doit être proportionnelle à l'intensité sonore instantanée. [14]

1-4-2 Caractéristique d'un microphone :

La qualité d'un microphone va dépendre de :

- **Sensibilité** : La sensibilité d'un microphone est le rapport entre la tension de sortie du microphone et le niveau d'intensité acoustique qui l'atteint. [14]
- **Courbe de réponse** : Elle représente graphiquement le niveau de tension obtenu des sons de fréquences différentes et d'intensités identiques, un bon microphone doit avoir une courbe de réponse qui couvre une bande passante de 20Hz à 20KHz. [14]
- **Directivité** : Un microphone est dit omnidirectionnel lorsqu'il peut capter des sons provenant de toutes les directions. S'il peut capter les sons provenant d'un angle plus ou moins étroit il est dit directionnel, quand seuls les sons provenant de l'avant et de l'arrière sont captés, le microphone est dit bidirectionnel. [14]

1-5 Microphone à bras rotatif type (3932).

Le microphone utilisé dans notre expérience, est un microphone à bras rotatif type (3923), qui est un matériel professionnel destiné à capter des signaux sonores et les convertir en des courants électriques proportionnels aux différentes pressions acoustiques. Le signal d'excitation $x(n)$ transformé par la salle et reçu par notre dispositif attaque directement l'une des entrées de l'analyseur type 2133. [15]

1-6 Différents types de microphones :

1-6-1 Caractéristiques :

- Le type 4145 est un microphone d'un pouce (Inch) de diamètre, utilisé dans les mesures du niveau bas.
- Le type 4133 est un microphone d'un demi-pouce de diamètre, utilisé pour l'électro-acoustique générale.
- Le type 4135 est un microphone d'un quart de pouce de diamètre, utilisé pour la mesure des hautes fréquences.
- Le type 4134 est un microphone d'un demi-pouce (Inch) de diamètre, utilisé pour la mesure des moyens et hauts niveaux dans l'audio-plage. [15]

1-6-2 Directivité des microphones :

Tous les types de microphones que l'on a utilisé, sont des microphones omnidirectionnels dont la caractéristique de la réponse en fréquence est listée dans le tableau 4- 1 : [15]

Type	Caractéristique de la réponse en fréquence
4133	6 hz - -10Kh \pm 1db, 04 hz - - -0040 Kh \pm 2db
4134	6 hz - -07Kh \pm 1db, 04 hz - - - 020 Kh \pm 2db
4135	6 hz - -14 Kh \pm 1db, 02 hz - - - 100 Kh \pm 2db
4165	4 hz - -05 Kh \pm 1db, 2,6 hz - - -0 10kh \pm 2db
4166	4 hz - -10Kh \pm 1db, 2,6 hz - - - 020Kh \pm 2db

Tableau (4-1) : Caractéristique de la réponse en fréquence des microphones utilisés lors de la manipulation.

1-7 Préamplificateurs :

- Le type 2619 est un préamplificateur de ½ pouce (inch), utilise directement avec le microphone ½ pouce (inch). Pour utiliser ce préamplificateur avec les autres microphones, (1 pouce, ¼ de pouce, ⅛ pouce), il faut utiliser les adaptateurs (db0375, UA0035, UA0036 respectivement), le 2619 est disponible dans deux versions 2619s, avec accessoires et 2619t sans accessoires.
- Le type 2627 est un préamplificateur d'un pouce (inch) avec isolation électrique entre la masse de la chambre du préamplificateur et le couvercle du microphone. Le 2627 est utilisé pour les utilisations de calibrage.

2/ Récupération des données d'enregistrement de la mesure $x(n)$ et $y(n)$:

L'analyseur de fréquence bicanal type 2133 enregistre et sauvegarde les deux signaux $x(n)$ et $y(n)$ dans un fichier. Pour extraire les deux signaux de la mesure $x(n)$ et $y(n)$ de la mémoire, il faut enregistrer toutes ces données sur une disquette. L'analyseur de fréquence bicanal type 2133 a sa propre manière de répartir les

données enregistrées dans un fichier. Cette répartition dépend du type de configuration choisie et les différents paramètres de mesurage choisis avant le lancement de la mesure.

Dans notre cas, nous avons utilisé la configuration de mesurage en mode temps non trigger et non enrichis. Les résultats d'enregistrement assignés à ce choix seront répartis dans un fichier selon le tableau (3-1).

Cette répartition peut être décrite comme suit :

- les premiers (1600) octets sont réservés à un préambule qui décrit le type d'analyseurs utilisé, la taille totale du fichier de ce type...
- Les 90 octets qui suivent le préambule sont réservés à l'entête (46) octets pour spécifier les données en tête générale et les (44) octets restants donnent des spécifications plus détaillées sur les données de l'entête générale.
- Le reste des octets est réservé pour les données des deux signaux $x(n)$ et $y(n)$



Données, temps, du fichier (biennale). Non trigger (premier échantillon indice = 1)			Description du fichier		Type de donnée	Exemples
Donnée fichier préambule (1600)						
données en - tête (90)	données générale	en-tête (46)	Taille des données de l'entête et données (4)	entier long		
			Type de donnée du canal « 1 » (1)	octet	10 (= temps)	
			Type de donnée du canal « 2 » (1)	octet	10 (= temps canal)	
			Pour utilisation interne (2)	octet		
			Taille d'enregistrement canal « 1 » (4)	entier long	2050	
			Taille d'enregistrement canal « 2 » (4)	entier long	2050	
	données de spécification des données de l'entête (44)			Pour utilisation interne (30)	octet	
				Structure des données (1)	octet	10(= type bicanal)
				Pour utilisation interne (1)	octet	
				numéro d'enregistrement (2)	mot	0
				Nbr d'échantillons enregistré (4)	entier long	1024
				Premier indice échantillon (4)	entier long	56
				Canal 1 offset temps (2)	entier	106
				Canal 2 offset temps (2)	entier	1
				Canal 1 facteur temps (4)	unique réel	2,441481E-04
				Canal 2 facteur temps (4)	unique réel	2,441481E-04
				Surcharge dans l'enregist (1)	octet	0(= pas surcharge)
				Fréquence Max d'indice (2)	entier	11(=2,82 Khz)
				Nbr d'enregist des échantillons (4)	entier long	164
		pour utilisation interne (13)	octet			
données enregistr	Nbr d'échant enregist n 4	Echantillons	Echantillon temps du canal (2)		220 ou	
			Echantillon temps		222 octets	
		1 échantillon enregistré	Echantillon temps du canal A(2)	entier	echanti 56	
			Echantillon temps du canal B (2)	(bit codé)	1 ^{er} echanti	
			échantillons		indice = 4096	
		1 échantillon répété (2)		Octets		
		pour une utilisation interne (2)				

Tableau (3.1) : données (temps) du fichier, de l'analyseur de fréquence biennal type (2133)

3/ Séparation des signaux enregistrés $x(n)$ et $y(n)$.

Suivant la configuration de mesurage, que nous avons choisie dans notre mesure, l'analyseur de fréquence bicanal type 2133 fait un enregistrement alterné entre les échantillons des canaux A et B. Cette manière d'enregistrement est décrite dans le tableau 4-3.

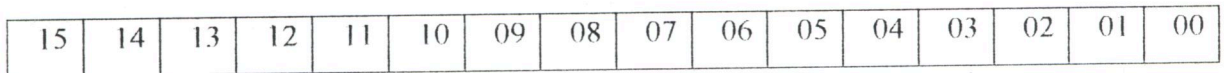
Concernant la forme des données enregistrées, chaque échantillon est codé sur 16 bits en complément à deux

Echantillon	Indice
Ca (A) 1	1
Ca (B) 1	1
Ca (A) 2	2
Ca (B) 2	2
-	2
-	2
Ca (A) n	n
Ca (B) n	n
	n
Ca (A) 1 ^l	
Pour utilisation interne	

1^{er} échantillon valide du canal (A)

1^{er} échantillon valide du canal (B)

Taille d'enregistrement 1
+
taille d'enregistrement 2



14 bits provenant du convertisseur A/D.

- Le bit numéro (0) nous informe sur l'un des paramètres de la configuration de mesurage choisi avant le lancement de la mesure, ce dernier est bien «trigger».
- Le bit numéro « 1 » nous informe sur la source canal A ou B de l'échantillon qui est en cours d'enregistrement. Si c'est « 0 », il s'agit du canal A, si c'est « 1 », il s'agit du canal B.

- Le 15^{ème} bit nous informe sur le signe (+ ou -) de la valeur de l'échantillon issu du convertisseur analogique/ numérique. S'il est égal à « 0 », il s'agit de la valeur positive, s'il est égal à « 1 », il s'agit de la valeur négative.

Tous ces états sont résumés par le tableau récapitulatif (4 - 4).

Format des données enregistrées		
Numéro de bit	Etat du bit	Signification
0	0	Echantillon avant Trigger
	1	Echantillon après Trigger
1	0	Entrée canal 1(A)
	1	Entrée canal 2(B)
15	0	Valeur positive provenant du CAD
	1	Valeur négative provenant du CAD

Tableau 4-4 : Signification des différents bits.

• Cette manière d'enregistrement, ainsi que la signification des bits caractérisant l'échantillon enregistré nous a obligé à corriger ces données avant de les utiliser.

Pour cela nous avons développé un programme en turbo-pascal avec lequel nous avons fait la séparation des deux signaux $x(n)$ et $y(n)$ ainsi que l'annulation des deux bits dont l'organigramme est listé dans le figure 4- 5.

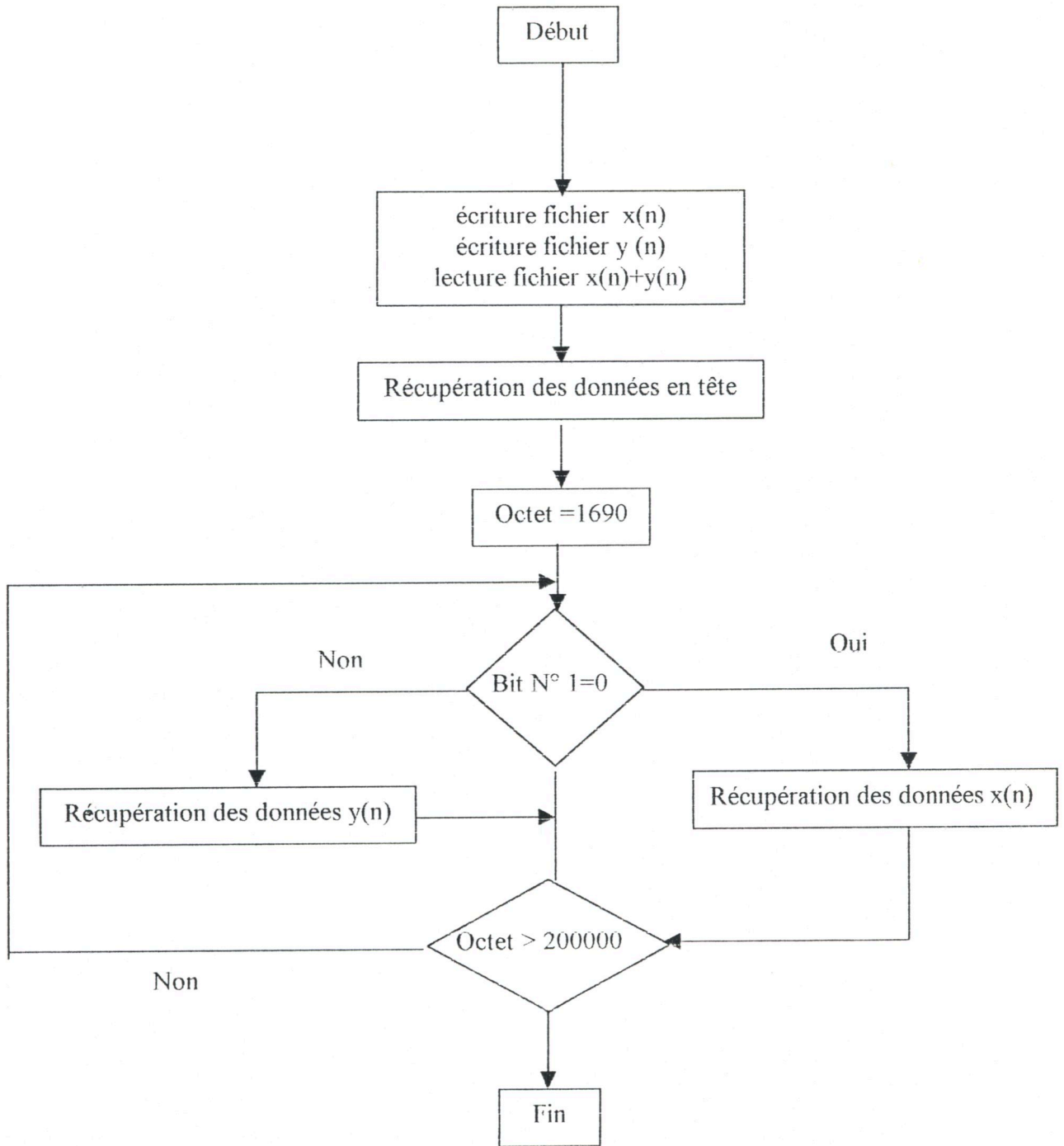


Figure 4-5 : Organigramme de séparation des signaux enregistrés

4/ Résultats pratique de la réponse impulsionnelle pour le cas stationnaire :

4-1 Introduction :

La mesure de la réponse impulsionnelle du canal acoustique est effectuée en deux étapes.

- Acquisition en synchronisme des signaux $x(n)$ et $y(n)$
- Identification en temps différé de la réponse impulsionnelle par les méthodes du gradient stochastique et la méthode d'inter-corrélation.

Dans toutes les manipulations faites dans le laboratoire, nous avons toujours utilisé le même analyseur de fréquence à deux canaux type (2133B &K), ainsi que le même milieu acoustique (salle de mesure). Mais nous avons testé plusieurs couples de microphones haut-parleurs.

Les dimensions de la salle utilisées sont de 8 mètres de largeur, 20 mètres de longueur et 3,5 mètres de hauteur. Le critère de performance utilisé pour la comparaison entre les différentes mesures est le rapport signal sur bruit (RSB) qui se calcule comme suit :

- Méthode d'inter-corrélation : le RSB est calculé par le rapport de l'énergie du début de la réponse impulsionnelle sur l'énergie de la queue de la réponse impulsionnelle.
- Algorithme NLMS-DC : le RSB est calculé par le rapport de l'énergie du signal $y(n)$ sur l'énergie du signal de l'erreur.

4-2 Influence du type de haut-parleur sur la mesure.

Dans cette manipulation nous avons évalué l'effet du type de haut-parleur sur la mesure. Pour cela nous avons utilisé trois types de haut-parleurs, le premier est une source sonore professionnelle de type (4224 B&K), le deuxième est de marque (MICDIS de puissance 100 W) et le troisième est de marque (TNGX de puissance 800W). Ces deux derniers sont des haut-parleurs vendus avec les cartes son des micro-ordinateurs.

Les paramètres de la mesure sont.

- $x(n)$ est une séquence de bruit blanc (six séquences de une seconde)
- La distance qui sépare le haut-parleur et le microphone est de 3 mètres.

- Sensibilité de l'analyseur de fréquence est égale à 50 mV/ Pa
- La réponse impulsionnelle identifiée est de taille 2500 points.

Les résultats de cette mesure sont résumés dans le tableau 4 -7. Cette manipulation montre que l'utilisation d'un haut-parleur professionnel donne une identification de la réponse impulsionnelle meilleure que l'utilisation des haut-parleurs grand public qui représentent mal les basses fréquences.

Type de haut-parleur utilisé	RSB (dB)	
	INTER	NLMS-DC
HP type 4224	37,67	35
HP MICDIS	36,40	24,5
HP TNGY	36,68	22

Tableau 4 - 7: calcul de RSB (dB) de la mesure.

Les réponses impulsionnelles identifiées pour chaque type de haut-parleur sont données par les figures (3-2, 3-3, 3-4). (Voir annexe)

4-3 Influence de la distance (d) qui sépare le haut-parleur et le microphone sur la mesure :

Dans cette manipulation nous avons évalué l'effet de la distance (d) qui sépare le haut-parleur et le microphone sur la mesure. Pour cela nous avons utilisé :

- Un haut-parleur type (4224 B&K)
- Séquence de bruit blanc : six séquences pseudo-aléatoires d'une seconde.
- Un microphone type (4165 B&K)
- Sensibilité de l'analyseur fréquence de 50 mv/Pa
- Taille de la réponse impulsionnelle N=2500

Ces résultats de cette manipulation sont donnés dans le tableau 4-8.

Lors de cette manipulation nous avons obtenu des résultats qui montrent que l'inter-corrélation identifie la réponse impulsionnelle avec un RSB constant pour toutes les distances. Cela est dû à sa robustesse au bruit. Par contre l'algorithme NLMS-DC identifie mieux la réponse impulsionnelle pour des distances petites où le

microphone ne reçoit que les ondes directes (grandes puissances), ce qui montre que cet algorithme est sensible aux bruits.

Distance en (m)	RSB (dB)	
	Inter-corrélation	NLMS-DC
d = 1,5 m	37,07	38
d = 3 m	37,67	35
d= 6 m	36,92	35

Tableau 4-8: calcul de RSB (dB) de la mesure.

Les réponses impulsionnelles identifiées pour chaque distance sont données par les figures 3-5, 3-6, 3-7. (Voir annexe)

4-4 Influence de la longueur de la séquence du bruit sur la mesure :

Nous avons évalué l'effet de la longueur de la séquence du bruit du signal d'excitation sur la mesure en utilisant les paramètres de mesure suivants.

- Un haut-parleur type 4224
- Un microphone type 4165
- Distance d= 3mètres
- Sensibilité de l'analyseur de fréquence de 50 mv/Pa.
- Taille de la réponse impulsionnelle N= 2500

Lors de cette manipulation nous avons obtenu des résultats (tableau 4-9) qui montre qu'une meilleure mesure de la réponse impulsionnelle doit se faire avec un signal d'excitation $x(n)$ représenté par une séquence de bruit de durée importante (ordre de une seconde) et de plusieurs périodes pour le méthode d'inter-corrélation.

L'identification par gradient stochastique n'exige pas une périodicité du signal d'excitation $x(n)$

Séquence du bruit	RSB (dB)	
	Inter-corrélation	NLMS-DC
6s de 1s	37,67	35
3s de 2s	37,7	30,27
6s rondon	24,32	27

Tableau 4-9 : calcul de RSB (dB) de la mesure.

Les réponses impulsionnelles identifiées pour chaque valeur de la séquence du bruit sont données par les figures (3-8, 3-9, 3-10) (Voir annexe)

4-5 Effet de la fréquence d'échantillonnage sur la mesure :

Dans cette manipulation on a utilisé :

- Haut-parleur type 4224
- Microphone MICI (4165)
- $d = 3$ m
- Séquence de bruit blanc (6 séquences de 1 s).

Lors de cette manipulation on a obtenu les valeurs expérimentales classées dans le tableau 4 – 10

Fréquence d'échantillonnage en (KHz)	R dB	
	Inter-corrélation	NLMS-DC
8,192	38,81	35
16	37,67	35
33,788	37,64	29,5

Tableau 4-10: Influence de la fréquence d'échantillonnage sur la mesure

Le choix de la fréquence d'échantillonnage est directement lié à la fréquence maximale que l'analyseur peut accepter sans alternation, cette relation est illustrée par le tableau 4 -11.

Fréquence maximale en Hz	Période d'échantillonnage	Fréquence d'échantillonnage Hz
22400	15	95539
11200	31	32768
5630	61	16384
2820	122	8192
1410	244	4096
709	488	2048
355	977	1024
178	1953	512
892	3986	256

Tableau 4-11 : Relation entre la fréquence maximale F_{max} et la fréquence d'échantillonnage F_e .

Dans cette manipulation on a pris trois valeurs différentes de la fréquence d'échantillonnage :

- $F_{\max} = 2.82$ KHz correspond à $F_e = 8.192$ KHz donc séquence du bruit 12s de 1s.

- $F_{\max} = 5.63$ KHz correspond à $F_e = 16.384$ KHz donc séquence de bruit 6s de 1s

- $F_{\max} = 11.2$ k Hz correspond à $F_e = 32.768$ KHz donc séquence du bruit 3s de 1s

On conclue que lorsque le nombre de périodes est grand, l'inter-corrélation donne un RSB important. Le NLMS-DC donne des résultats comparables.

Les réponses impulsionnelles identifiées pour chaque fréquence sont données par les figures 3-11, 3-12, 3-13. (Voir annexe)

4-6 Effet du type de microphone utilisé sur la mesure :

Dans cette manipulation on a utilisé :

- Haut-parleur type 4224
- $F_{\max} = 5,63$ KHz
- Fréquence d'échantillonnage = 16,354 K Hz
- $d = 3$ m
- Séquence du bruit blanc 6s de 1s

Lors de cette manipulation on a obtenu les valeurs expérimentales classées dans le tableau 4-12 :

Type de microphone	RSB (dB)	
	Inter-corrélation	NLMS-DC
MIC 1 (4133)	38,4	37
MIC 2 (4134)	36,44	32,5
MIC 3 (4165)	37,67	35
MIC 4 (4166)	37,66	37

Tableau 4- 12 : Influence du type de microphone sur la mesure.

L'analyseur doit avoir la sensibilité égale au moins à celle du microphone utilisé. C'est pour cela qu'on règle l'analyseur sur une sensibilité minimale qui est celle du microphone.

Plus la sensibilité augmente, plus le RSB devient important. Si l'analyseur devient très sensible, il peut engendrer en plus de la réponse impulsionnelle d'autres signaux qui perturbent la mesure et dégradent sa dynamique.

Les deux méthodes d'identification donnent des résultats comparables. Les réponses impulsionnelles identifiées pour chaque microphone sont données par les figures (3-14, 3-15, 3-17). (Voir annexe)

4-7 Conclusion :

Nous avons réalisé un banc de mesure de réponse impulsionnelle acoustique utilisant du matériel acoustique professionnel (matériel Bruel & Kjaer). Les réponses impulsionnelles pratiques obtenues ont une dynamique moyenne de 38 dB. Les mêmes mesures ont été effectuées avec deux cartes (cartes Sound-Blaster), la dynamique de la mesure dans ce cas ne dépasse pas 10 dB.

La réalisation du banc de mesure nous a permis aussi de conclure que la méthode d'inter-corrélation identifie mieux les réponses impulsionnelles acoustiques dans les milieux bruités que l'algorithme du gradient stochastique à pas décroissant.

Enfin ces résultats pratiques peuvent être améliorés en prenant plus de précautions pour minimiser l'effet du bruit ambiant présent dans la salle durant la mesure.

5/ Mesure de signaux acoustiques non-stationnaires :

5-1 Introduction

Pour un grand nombre de phénomènes, on peut admettre (tout dépend de la précision requise) que les moyens, variances, fonctions et coefficients de corrélation ne dépendent pas de l'instant considéré. Ces paramètres une fois mesurés à l'instant t_0 peuvent être considérés valables en n'importe quel instant de la vie de processus.

On voit donc une possibilité de prédiction portant sur certaines caractéristiques du processus. Bien qu'étant lui-même éminemment variable, ses caractéristiques statistiques ont une valeur constante donc prévisible. Les processus dont les caractéristiques statistiques sont indépendantes de l'instant des observations sont dits stationnaires.

Si le phénomène considéré est stationnaire, ses propriétés statistiques sont les mêmes, quel que soit l'origine des temps considérée. [16]

Si le phénomène considéré est stationnaire ses propriétés statistiques sont les mêmes, quel que soit l'origine des temps considérée. [21]

Un signal est non-stationnaire si ses caractéristiques évoluent dans le temps. Ces signaux non-stationnaires peuvent être engendrés ou modélisés en utilisant les techniques développées pour les signaux stationnaires, mais en faisant varier les coefficients du système en fonction du temps. [21]

Les figures (5-a) et (5-b) illustrent l'importance de changement du canal acoustique. Elles représentent les Réponses impulsionnelles mesurés avant le changement d'acoustique, Figure (5-a) pendant le changement d'acoustique figure (5-b). On distingue nettement la différence entre les deux réponses impulsionnelles. [5]

5-2 Description des mesures

Les mesures ont été réalisées dans la salle sourde de l'institut de physique de l'université de Blida. Cette salle est de géométrie parallélépipédique et dont le temps de réverbération dépasse une seconde (salle de grande taille). L'installation de sonorisation durant les mesures consiste à un bras rotatif sur lequel est monté le microphone de prise de son d'un haut-parleur de sonorisation qui rayonne dans la direction du microphone figure 6.

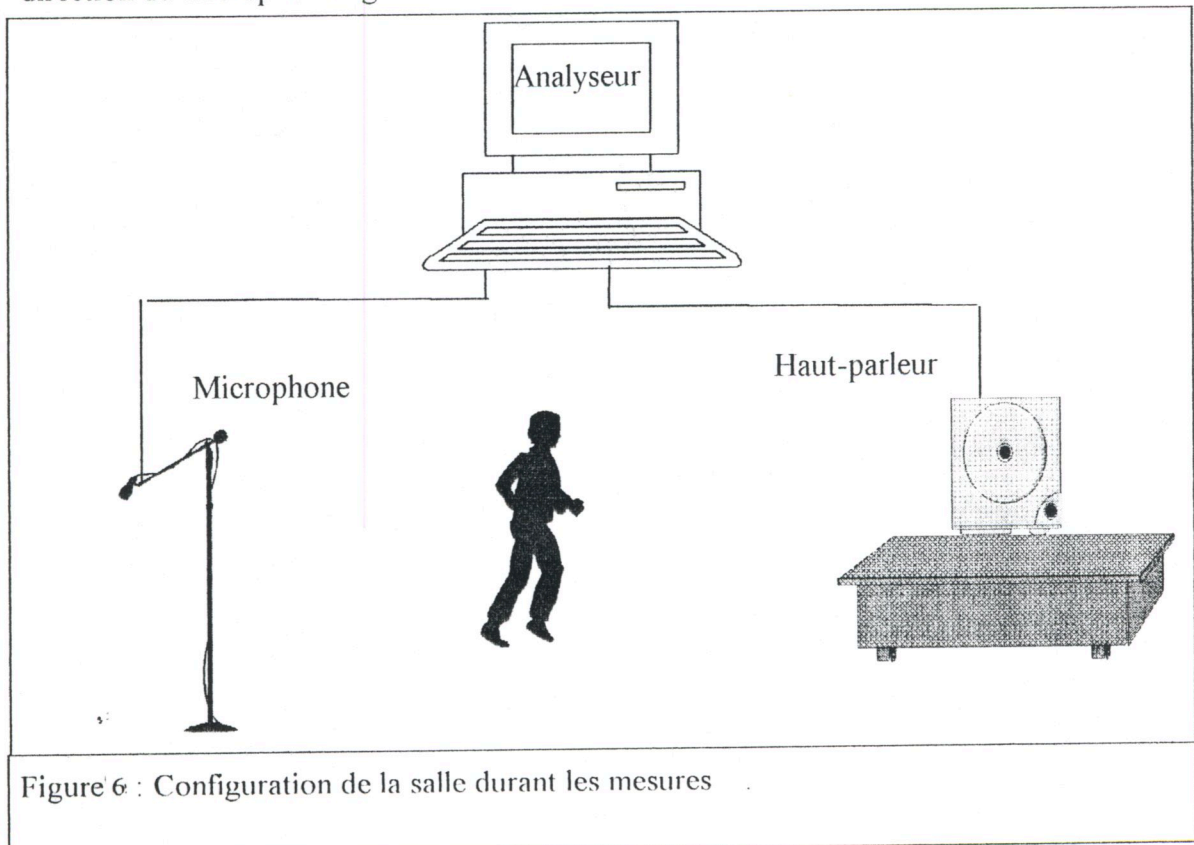


Figure 6 : Configuration de la salle durant les mesures

Les changements d'acoustiques de la salle ou les non stationnarités du canal acoustique du couplage sont provoqués de manière aléatoire par le déplacement d'une personne entre le microphone et le haut-parleur. Selon la vitesse de déplacement de la personne les changements d'acoustiques sont considérés comme:

- Lents au cours du temps
- Moyens au cours du temps
- Rapides au cours du temps

Les mouvements de la personne entre le microphone et le haut-parleur introduisent des non-stationnarité du canal acoustique qui peuvent être considérés comme forte par rapport à ceux que l'on rencontre en situation réelle.

Le signal d'excitation $x(n)$ du haut-parleur (type 4224) est un bruit rose stationnaire généré par l'analyseur de spectre (type 2133) dont la fréquence d'échantillonnage $F_e=16$ kHz. Les deux signaux $x(n)$ et $y(n)$ seront séparés et stockés sur disque sur des fichiers distincts pour des traitements ultérieurs.

La non-stationnarité du canal acoustique se traduit par une non-stationnarité dans le signal $y(n)$ capté par microphone de prise de son. Pour vérifier les non-stationnarités provoquées par le déplacement d'une personne dans la salle, nous avons identifié le signal $y(n)$ à partir du signal $x(n)$ en utilisant un programme d'identification basé sur la méthode des moindres carrés rapides disponible au laboratoire de l'institut d'électronique de l'université de Blida [17]. L'erreur d'identification est donnée par :

$$\bar{\varepsilon}(n) = y(n) - H_N^T X(n)$$

où l'adaptation de H est réalisée par algorithme des moindres carrés rapides à facteur d'oubli exponentiel λ . Un facteur d'oubli différent de 1 permet à l'algorithme de poursuivre les non-stationnarités du canal acoustique.

Le critère de performance utilisé est l'évolution temporelle de l'énergie de erreur $(y(n) - \hat{y}(n))$ normalisée par l'énergie du signal $y(n)$. Ce critère est

donné par:
$$J(n) = 10 \log_{10} \left\langle \bar{\varepsilon}_N^2 \right\rangle / \left\langle y^2(n) \right\rangle$$

où $\langle \rangle$ désigne une moyenne temporelle à court terme effectuée sur un certain nombre d'échantillons consécutifs (128, 256, ...).

Cet indice de performance est largement utilisé en annulation adaptative de l'écho acoustique due au couplage acoustique entre microphone et haut-parleur.

5-3 Résultats de simulation et commentaires :

Les résultats obtenus dans le cas d'un canal acoustique non-stationnaire sont présentés sur les figures 4-1 à 4-22. Le taille de la réponse impulsionnelle du canal acoustique est $N=2500$ et le facteur d'oubli exponentiel $\Lambda=0.9998$. La distance "d" entre le microphone et le haut-parleur, la nature du signal d'excitation et le type de non-stationnarité sont indiquées sur les figures.

Sur ces figures, les non-stationnarités du canal acoustique apparaissent comme une augmentation de la valeur du critère $J(n)$. Dans le cas stationnaire, le critère $J(n)$ décroît régulièrement vers une valeur minimale. Ici le signal $x(n)$ est stationnaire, par conséquent l'augmentation du critère $J(n)$ est due à une augmentation de l'énergie de l'erreur $\epsilon_N(n)$. Cette augmentation de l'erreur est due à une incapacité de l'algorithme adaptatif à poursuivre parfaitement les non-stationnarités dans le canal acoustique. Par conséquent, les lobes visibles sur les évolutions temporelles de $J(n)$ sont les non-stationnarités provoquées par la personne mobile dans la salle.

L'analyse de ces résultats fait apparaître que la notion de rapidité ou de lenteur temporelle de la non stationnarité de l'expérimentateur n'est pas la même à l'échelle de l'algorithme d'identification adaptatif. Cette rapidité ou lenteur de mobilité de l'expérimentateur se traduit par une augmentation ou une diminution du nombre de lobes d'énergies dans l'évolution du critère $J(n)$. Du côté de l'algorithme adaptatif, tous ces résultats peuvent être considérés comme rapides dans la mesure où l'algorithme n'arrive pas à suivre parfaitement les non-stationnarités dans le canal acoustique lentement ou rapidement variable à l'échelle de l'expérimentateur. Par conséquent, nous dirons qu'un algorithme adaptatif poursuit mieux les non-stationnarités lorsque il donne des maximums dans $J(n)$ (maximums des lobes) les plus faibles possibles.

Pour l'utilisation des mesures réalisées dans les tests de la capacité de poursuite d'algorithmes adaptatifs nous proposons les signaux suivants selon le type de tests désiré :

- Test de la capacité de poursuite proche d'un état initial: les signaux des figures 4-5, 4-8, 4-12, 4-18 ne laissent pas suffisamment de temps à l'algorithme pour converger à partir d'un état initial.
- Test de la capacité de poursuite à partir d'un état permanent : les signaux des figures 4-1, 4-2, 4-3, 4-6 laissent suffisamment de temps à l'algorithme pour atteindre un état permanent acceptable.
- Test de non-stationnarités proche dans le temps : les signaux des figures 4-7, 4-8, 4-13 expliquent que les lobes de la non-stationnarités provoqués par la personne sont proches l'un de l'autre .
- Test de non-stationnarité lointaines dans le temps : les signaux des figures 4-11, 4-14, 4-17 expliquent que les lobes de la non-stationnarités provoqués par la personne sont loin l'un de l'autre .
- Test de non-stationnarité avec un état final stationnaire : ce type de signaux permettent de donner une estimation de la dynamique de la non-stationnarité par rapport à l'état stationnaire : exemple figure 4-9, 4-16, 4-20.

Figure 4-1 : poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique lentement variable.

Les paramètres de la mesure sont :

- Haut parleur type 4224 B&K, $F_{MMS} = 5,63$ kHz, $d = 1,5$ m, $X(n)$ est une séquence de bruit rose,

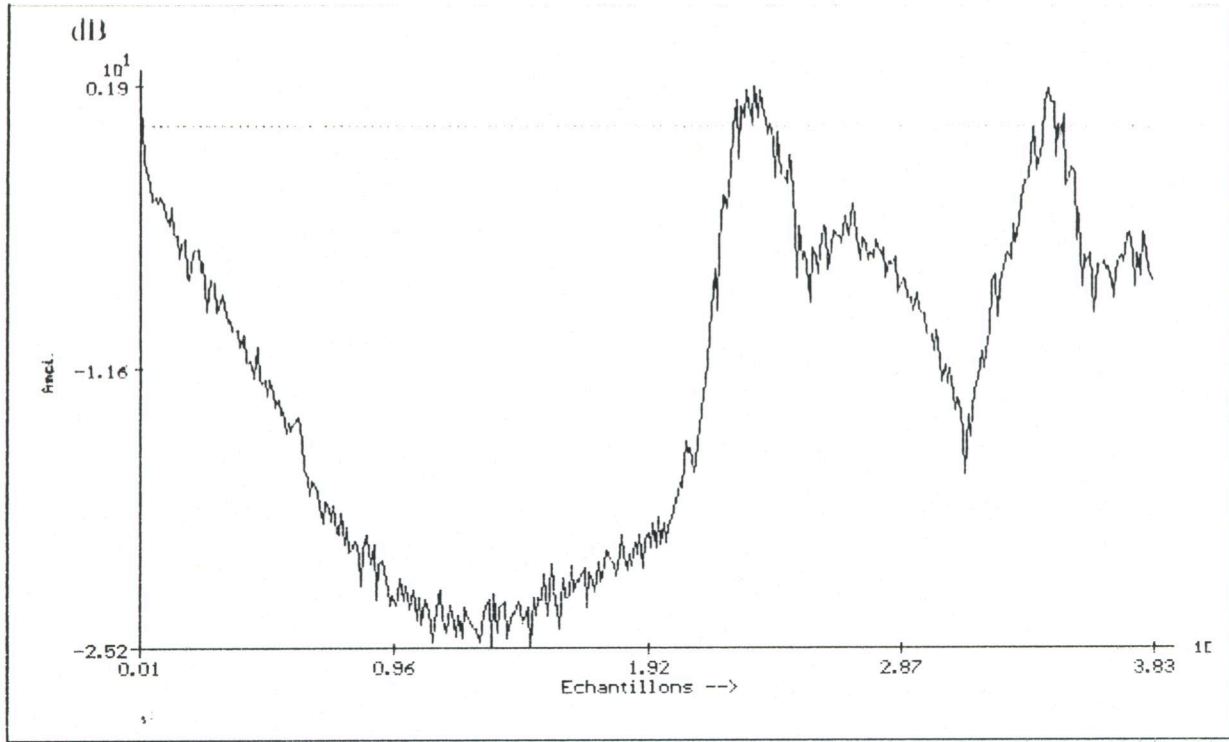


Figure 4-2 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique à variations moyennes.

Mêmes paramètres que la figure (4-1).

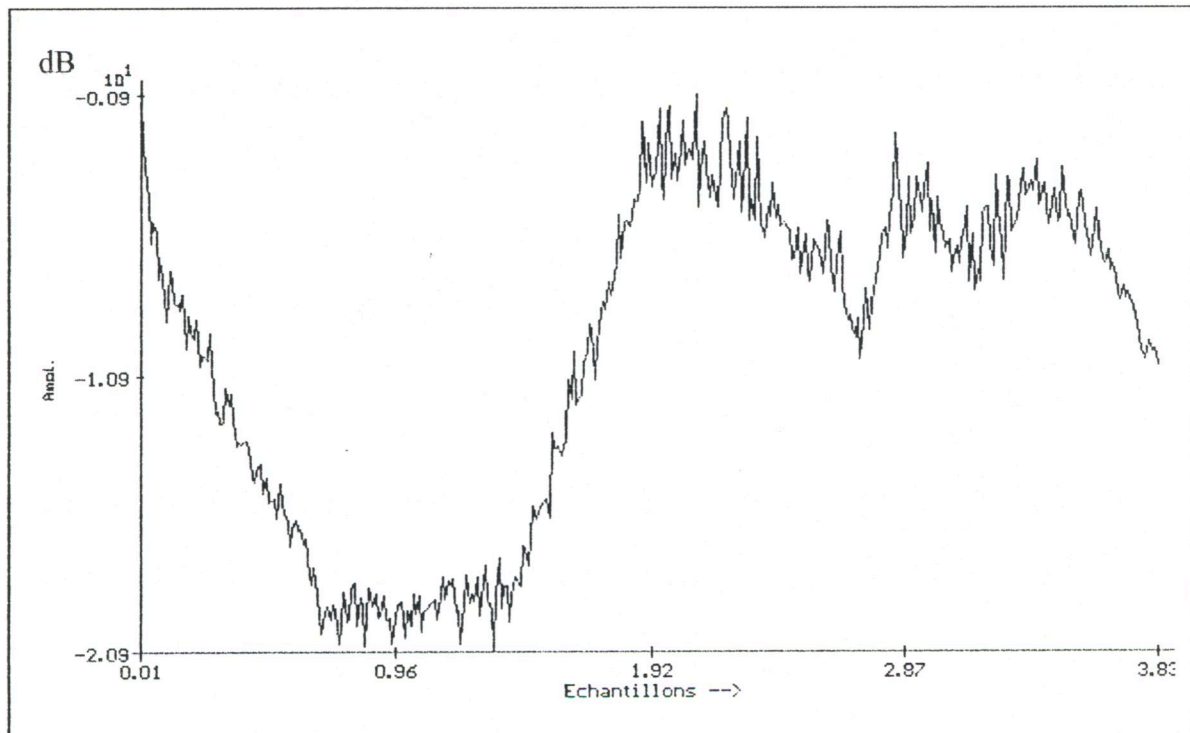


Figure 4-3 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique à variations rapides.

Mêmes paramètres que la figure précédente.

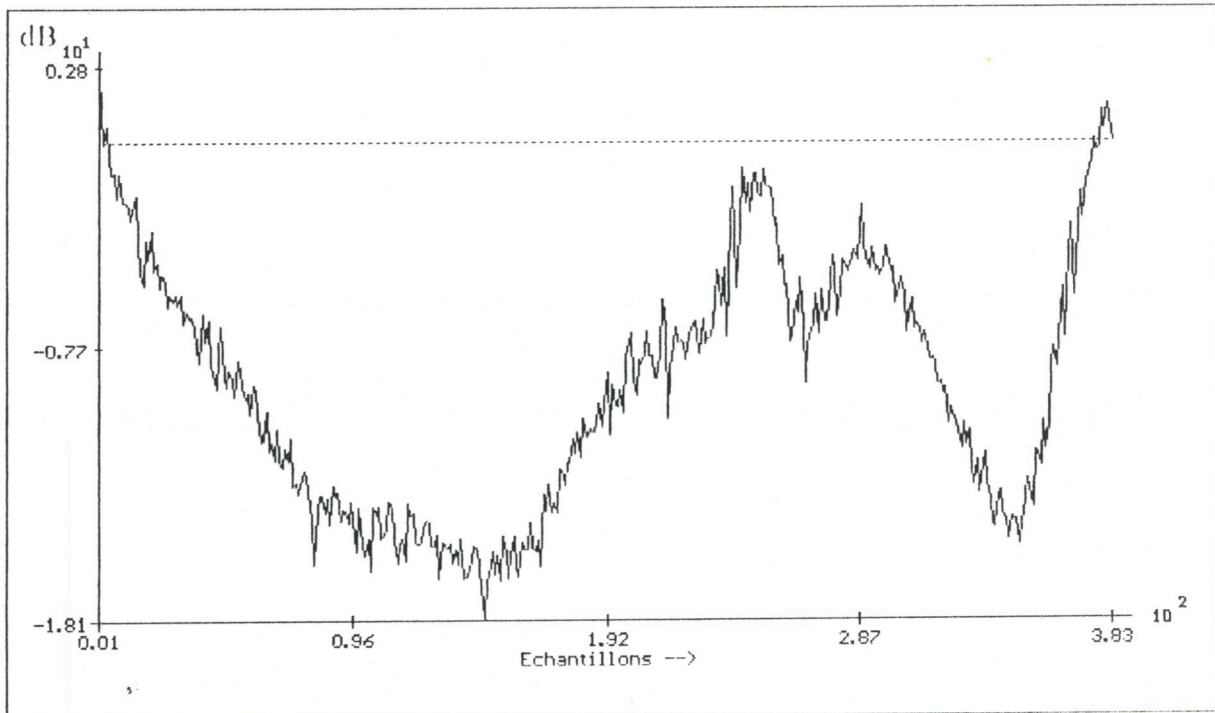


Figure 4-4 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique.

Mêmes paramètres que la figure (4-1)

Remarque : Déplacement de l'obstacle se fait vers le microphone sans marquer le point d'arrêt.

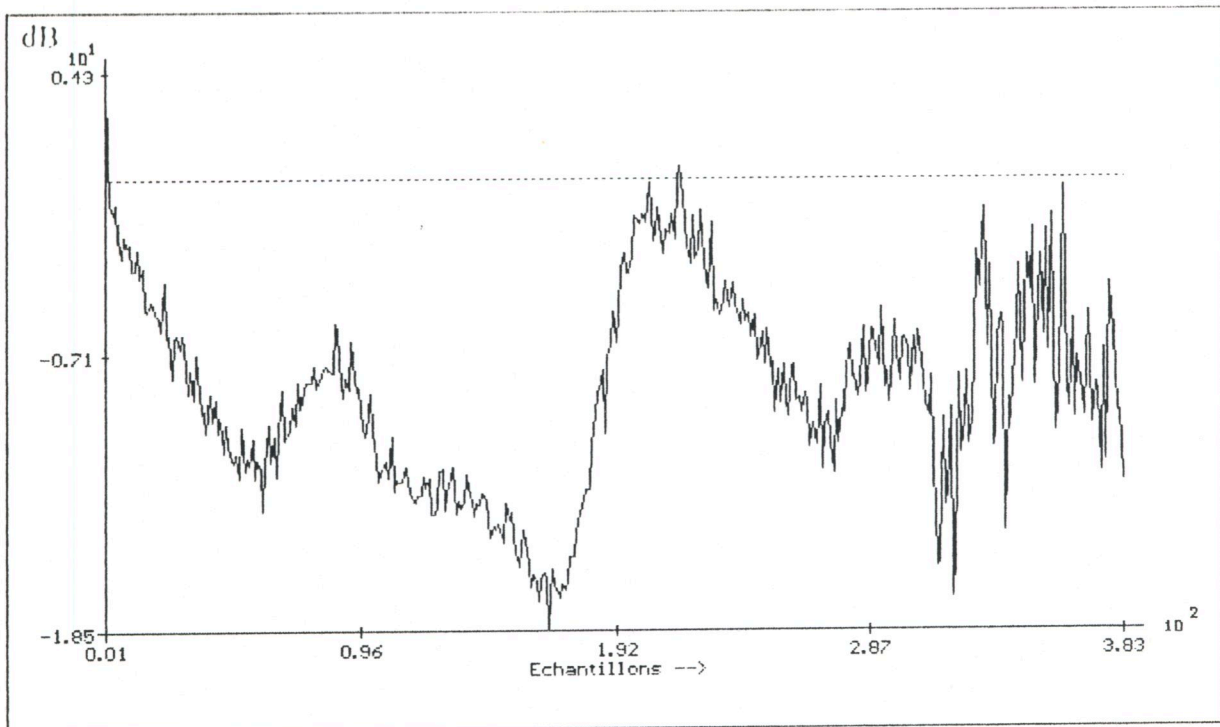


Figure 4-5 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique lentement variable.

Les paramètres de la mesure sont :

- Haut-parleur type MICDIS $F_{Max} = 5.63$ KHz, $d = 1$ m. $X(n)$ est une séquence de bruit rose.

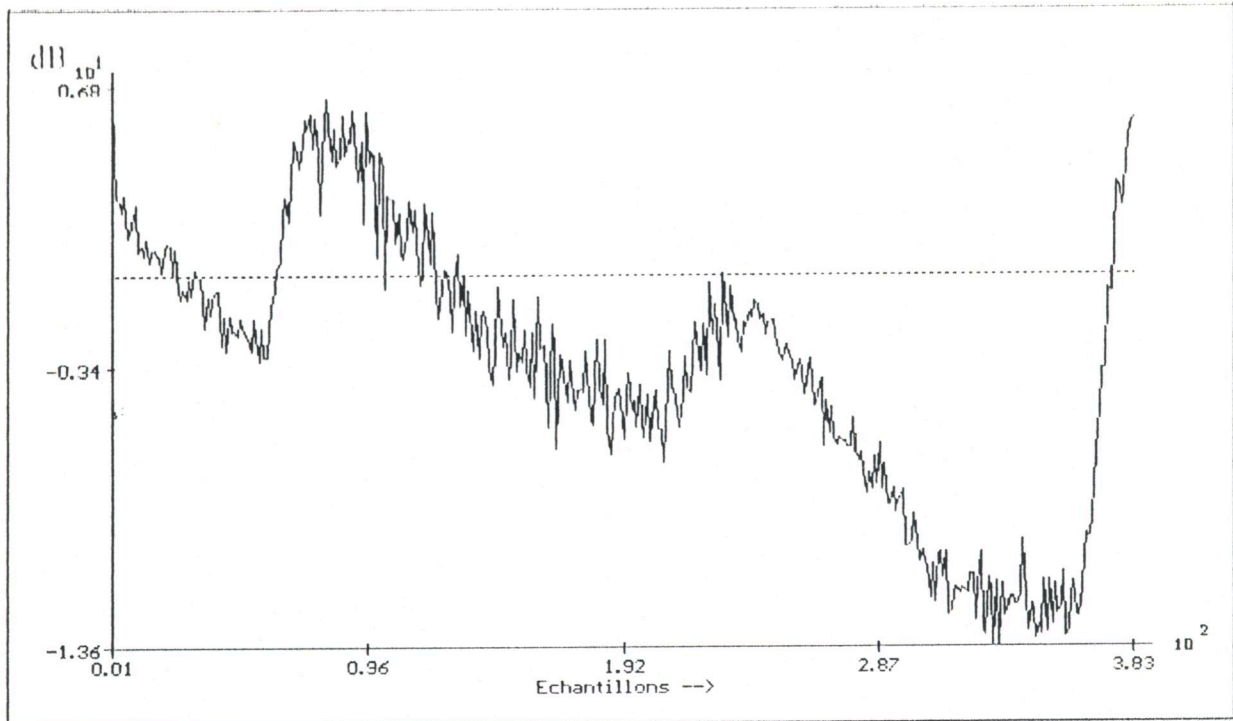


Figure 4-6 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique à variations moyennes.

Mêmes paramètres que la figure (4-5)

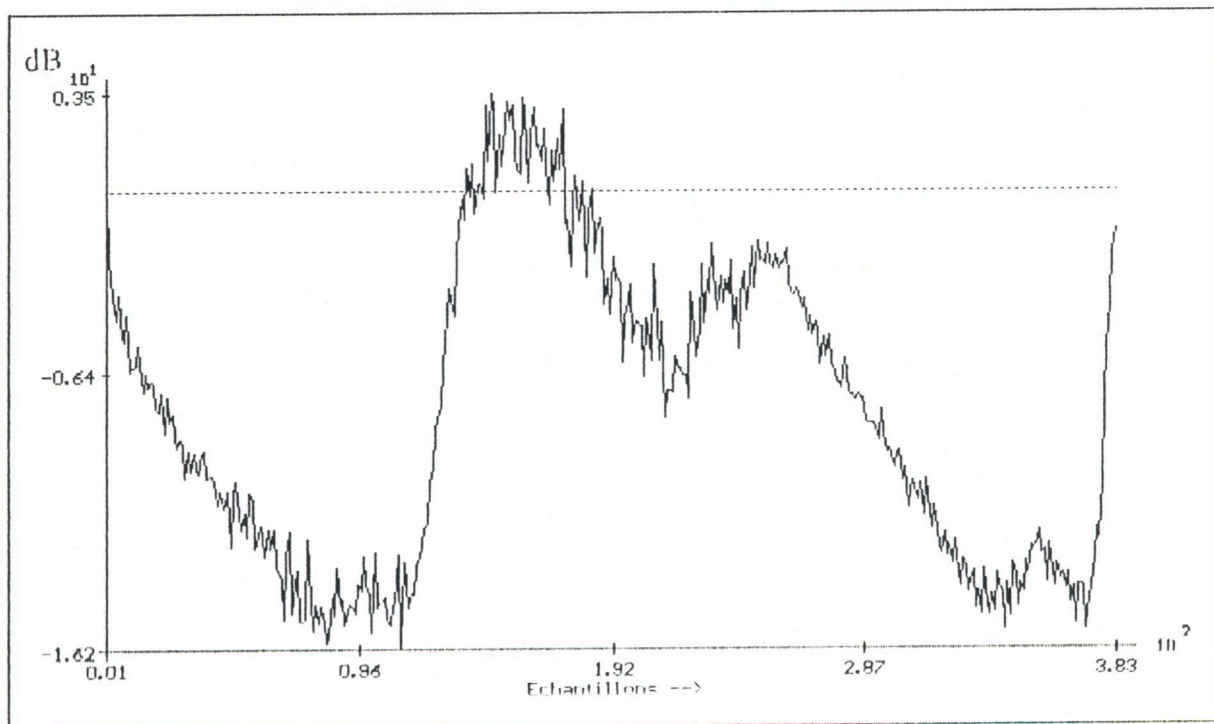


Figure 4-7 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique à variations rapides.

Mêmes paramètres que la figure (4-5)

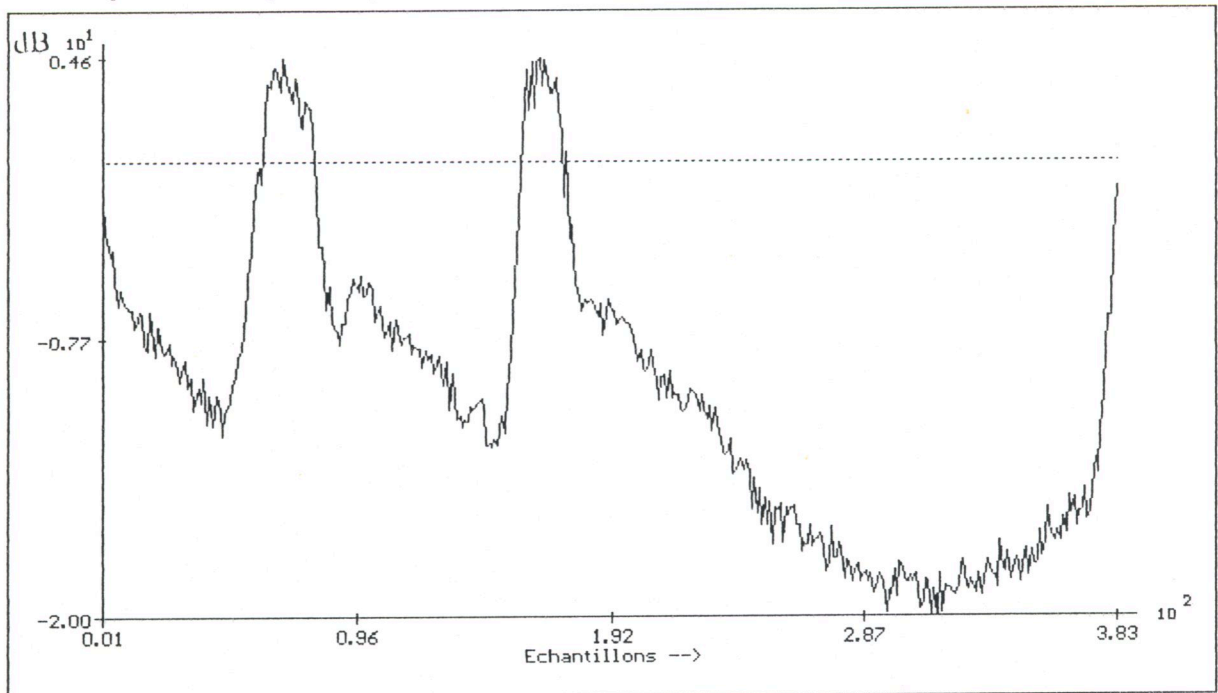


Figure 4-8 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique lentement variable.

Les paramètres de la mesure sont :

- Haut-parleur type 4224 B&K, $F_{\text{Max}} = 5,63 \text{ KHz}$, $d = 2 \text{ m}$, $X(n)$ est une séquence de bruit rose.

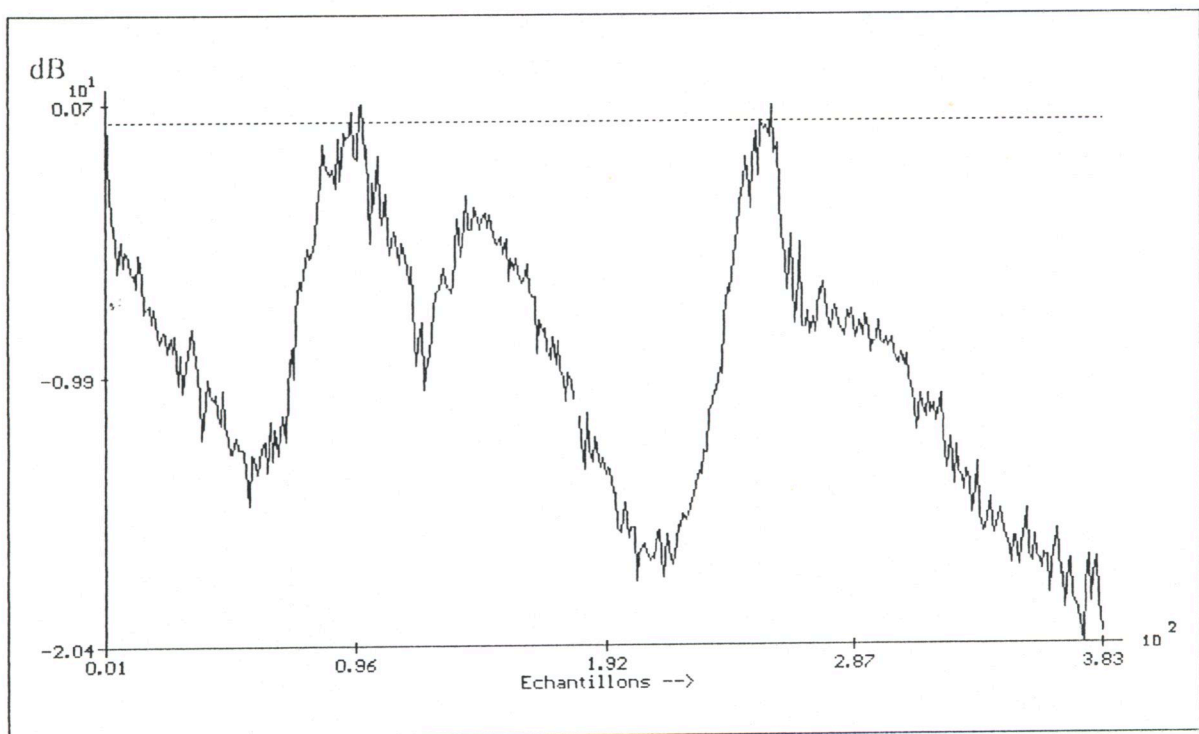


Figure 4-9 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique à variations moyennes.

Mêmes paramètres que la figure (4-8).

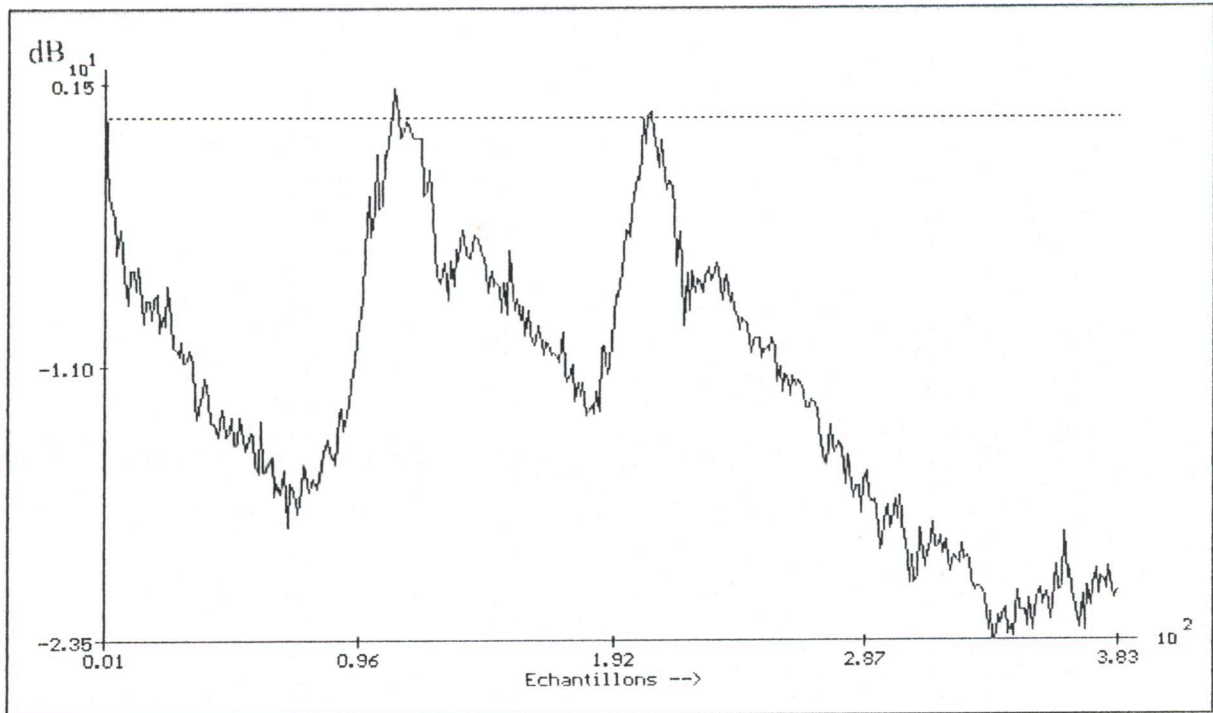


Figure 4-10 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique à variations rapides.

Mêmes paramètres que la figure (4-8).

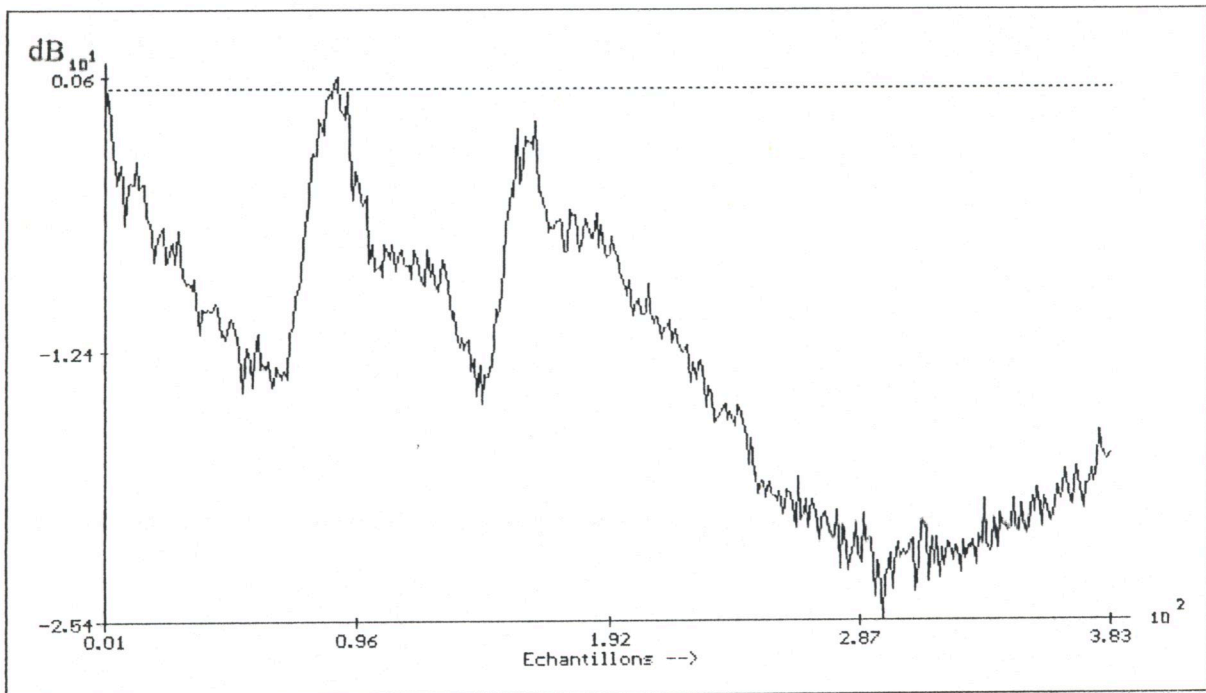


Figure 4-11 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique lentement variable.

Les paramètres utilisés sont :

- Haut-parleur type MICDIS, $F_{Max} = 5,63$ KHz, $d = 1,5$ m, $X(n)$ est une séquence de bruit rose.

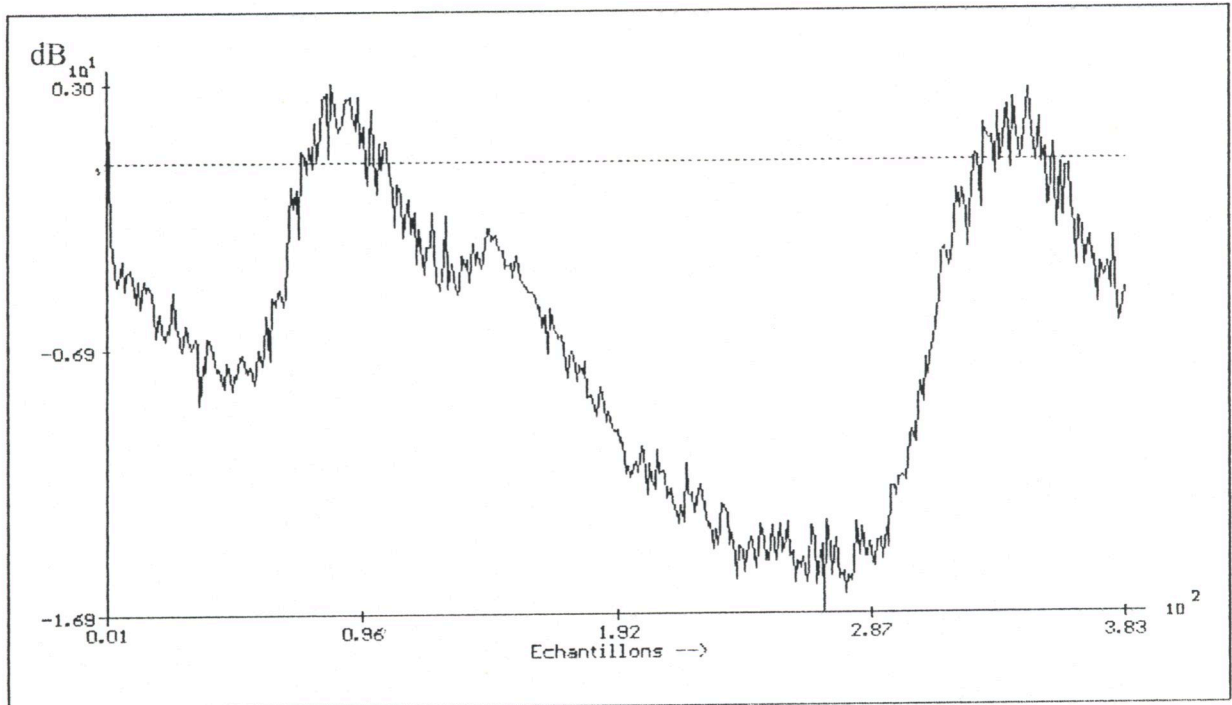


Figure 4-12 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique à variations moyennes.

Mêmes paramètres que la figure (4-11).

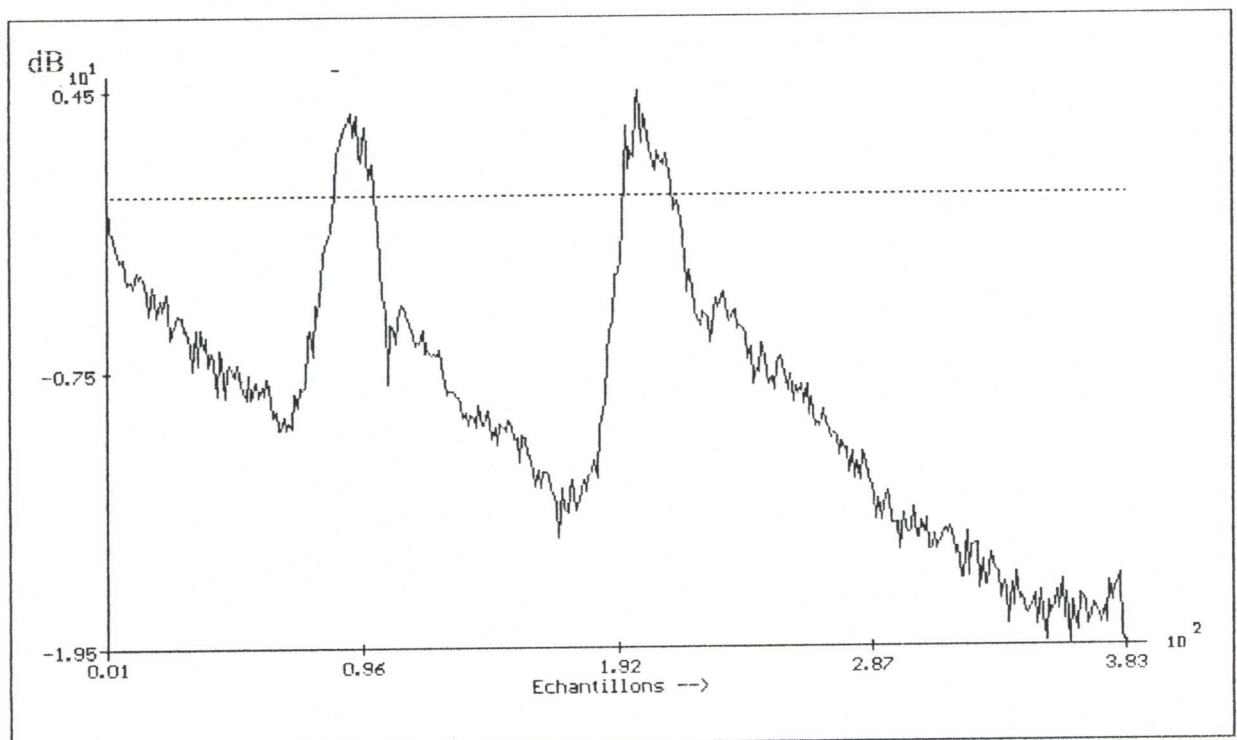


Figure 4-13 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique à variations rapides..

Mêmes paramètres que la figure (4-11).

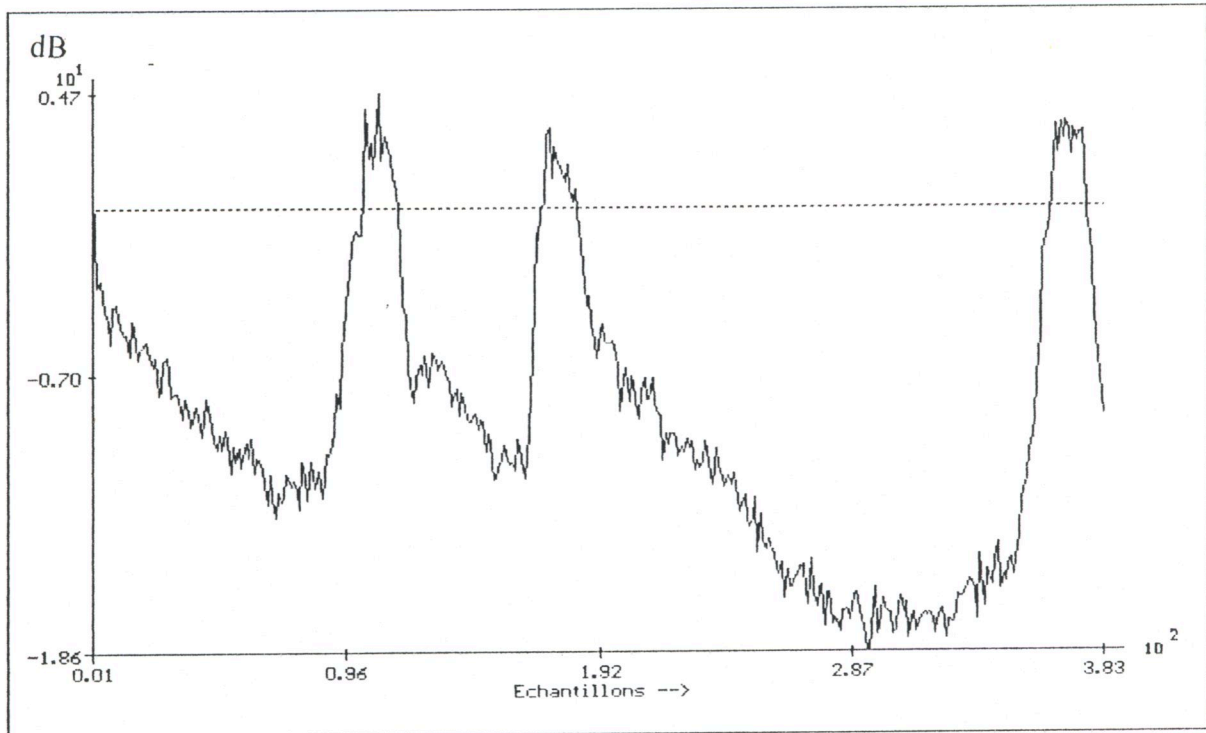


Figure 4 -14 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique lentement variable.

Les paramètres utilisés sont :

- Haut-parleur type MICDIS, $F_{Max} = 5,63$ KHz, $d = 1,5$ m, $X(n)$ est une séquence de bruit rose.

Remarque : changement de transducteurs.

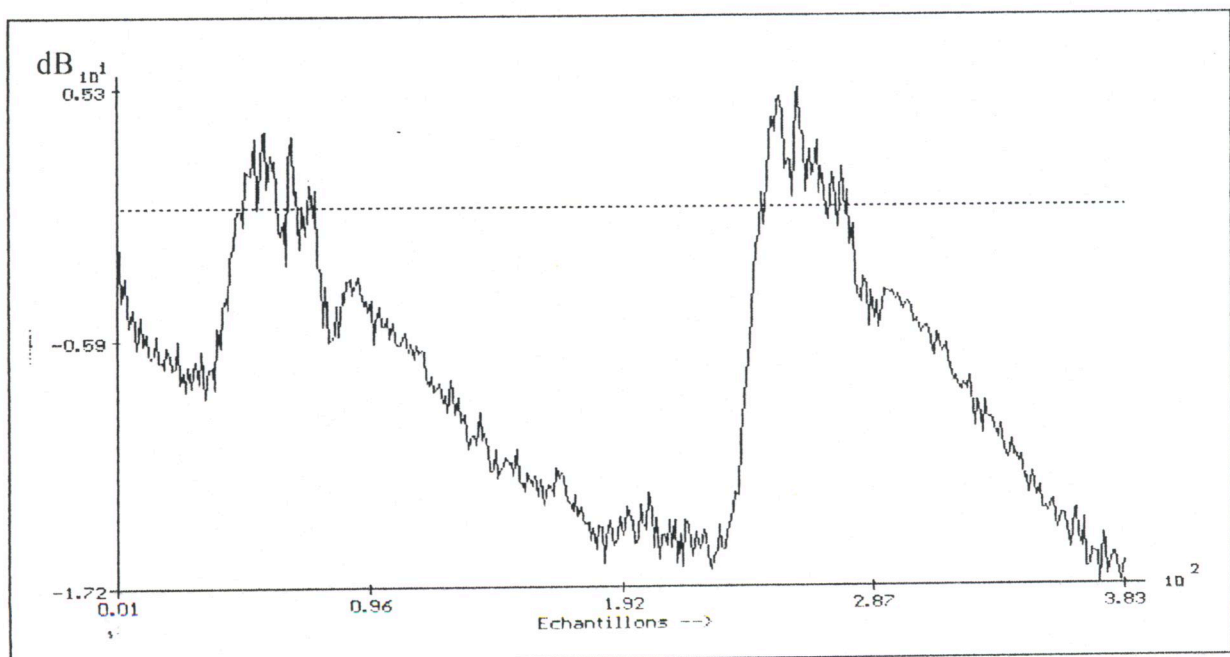


Figure 4-15 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique à variations moyennes
Mêmes paramètres que la figure (4-14)

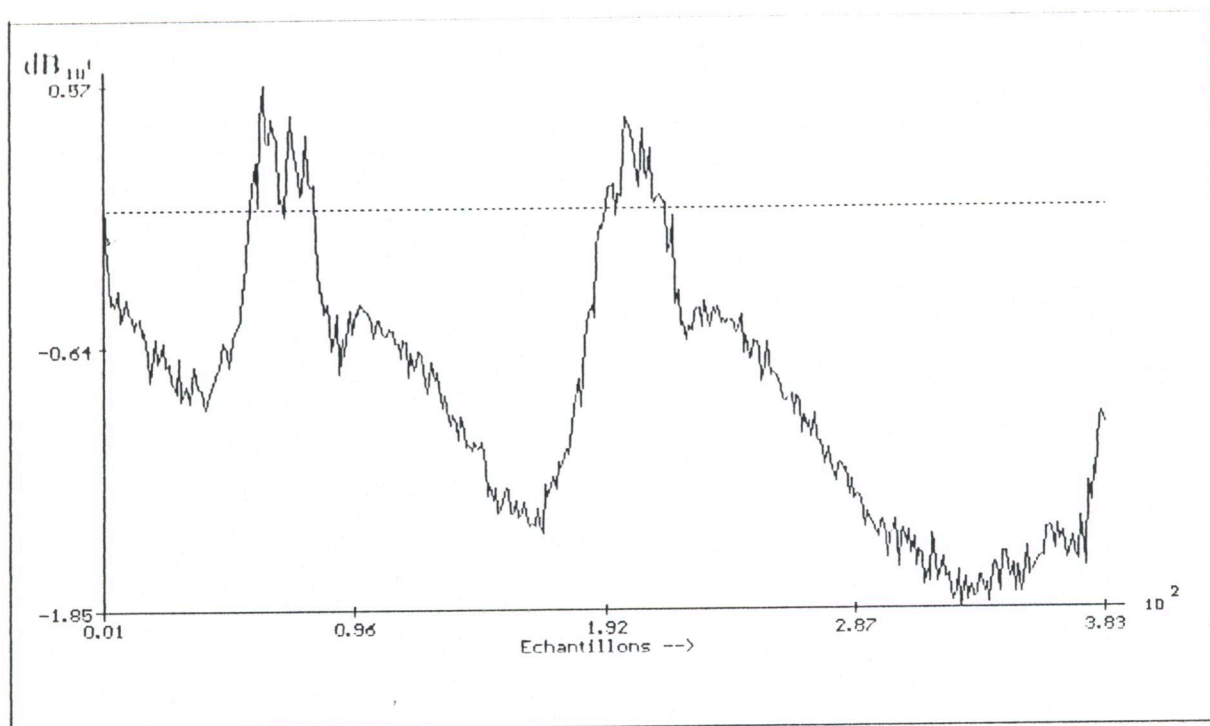


Figure 4-16 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique à variations rapides.
Mêmes paramètres que la figure (4-14).

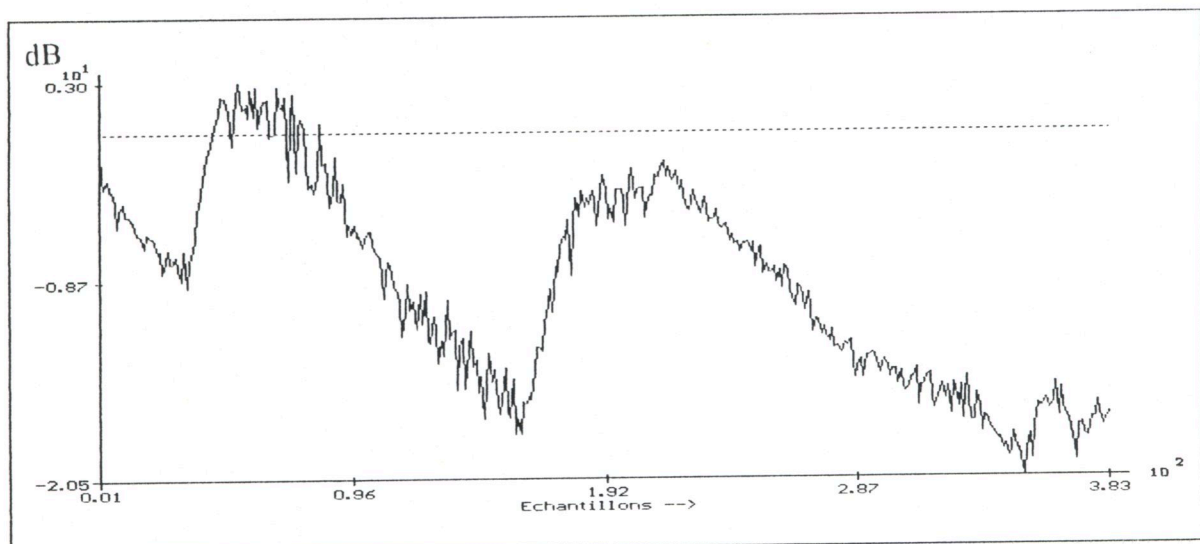


Figure 4-17 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique lentement variable.

Les paramètres utilisés sont :

- Haut-parleur type 4224 B&K, $F_{Max} = 5,63$ KHz, $d = 1$ m, $X(n)$ est une séquence de bruit rose.

Remarque : changement de forme de déplacement.

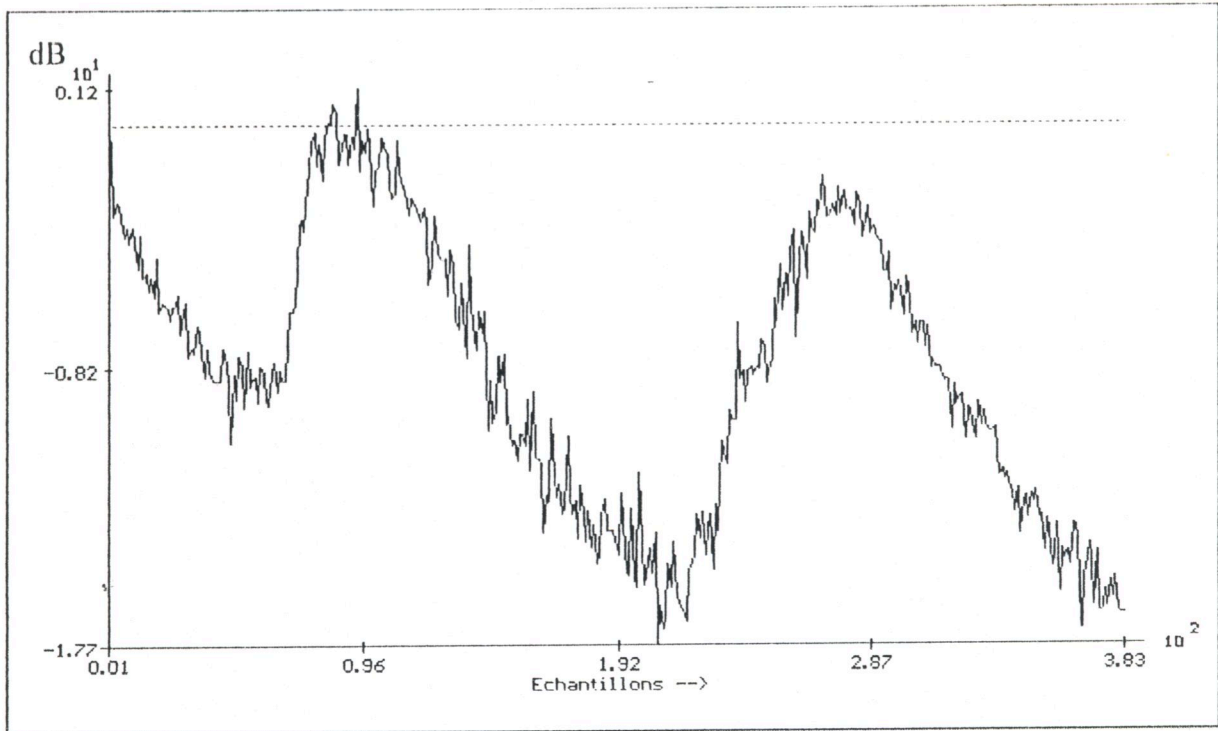


Figure 4-18 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique à variations moyennes

Même paramètres que la figure (4-17).

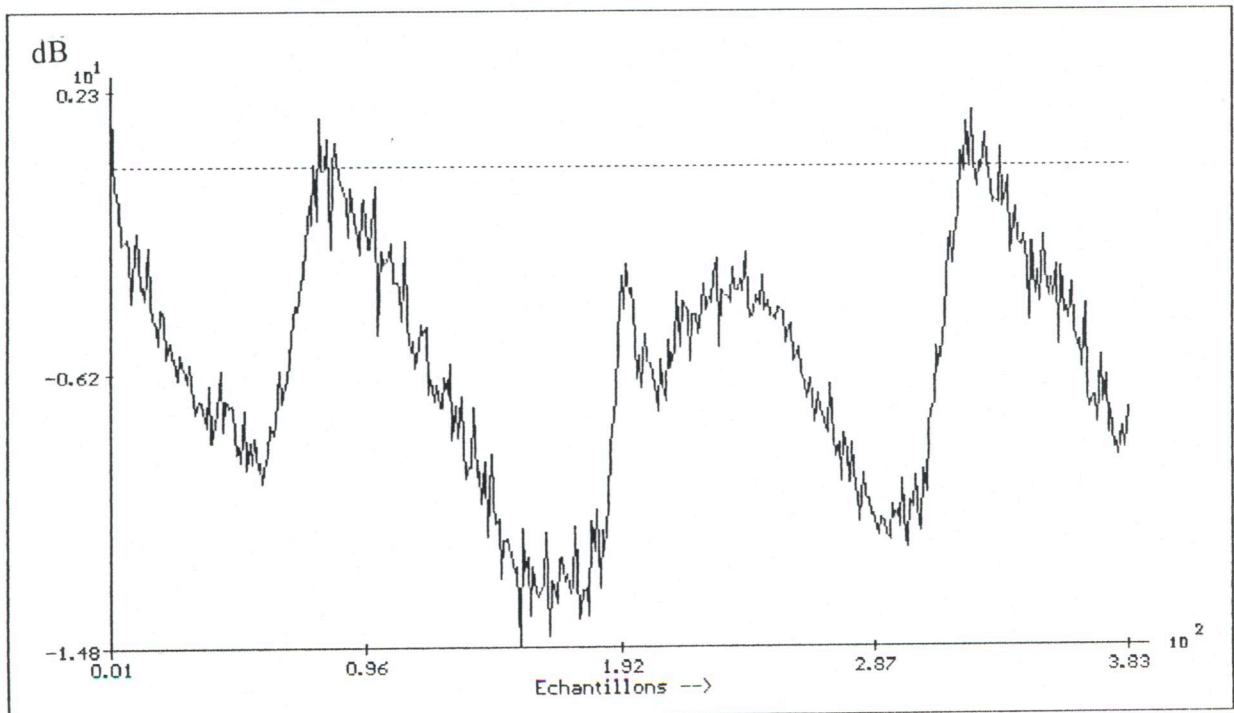


Figure 4-19 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique à variations rapides.

Mêmes paramètres que la figure (4 -17).

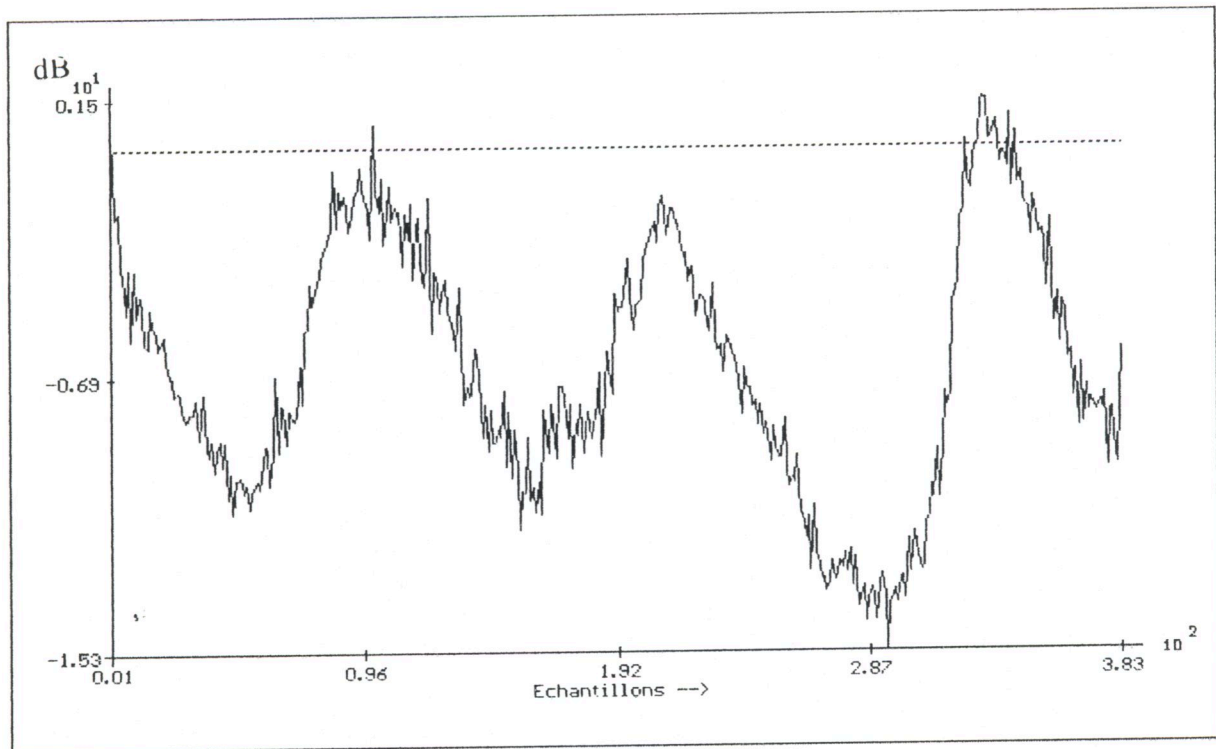


Figure 4-20 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique lentement variable.

Les paramètres utilisés sont :

- Haut-parleur type 4224 B&K, $F_{Max} = 5,63$ KHz, $d = 2$ m, $X(n)$ est une séquence aléatoire (White Randon).

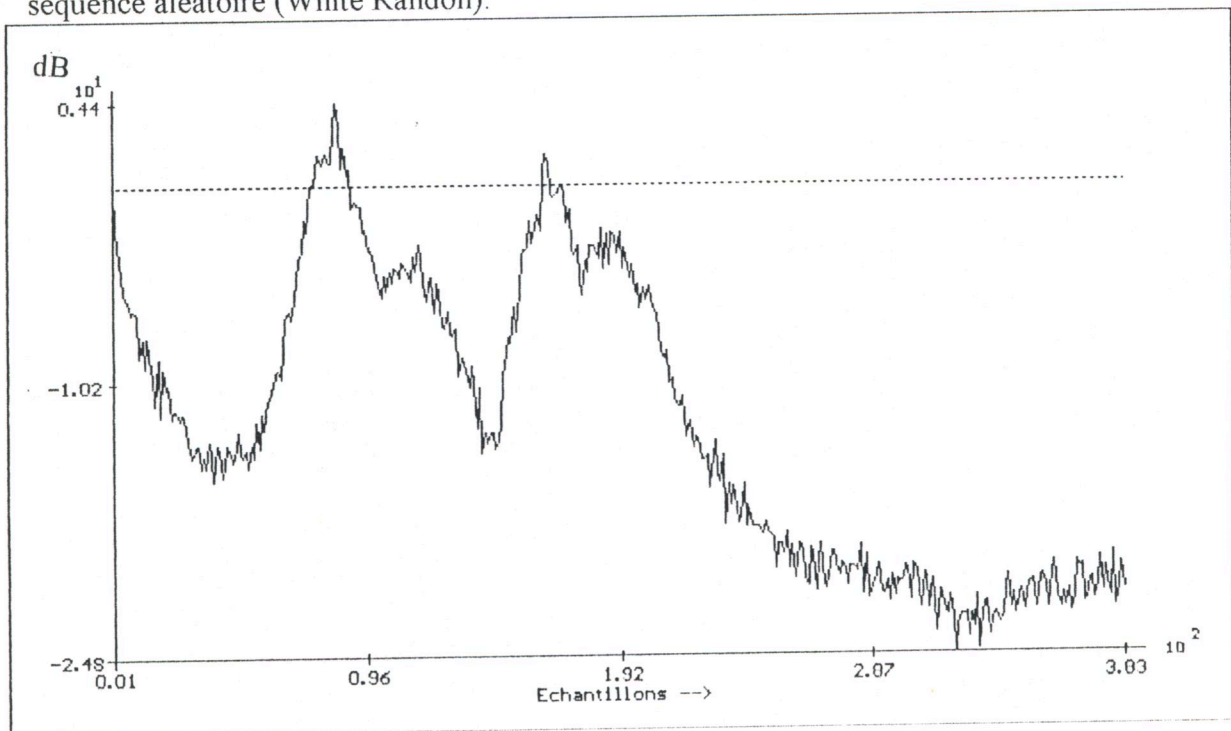


Figure 4-21 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique à variations moyennes

Mêmes paramètres que la figure (4 - 20).

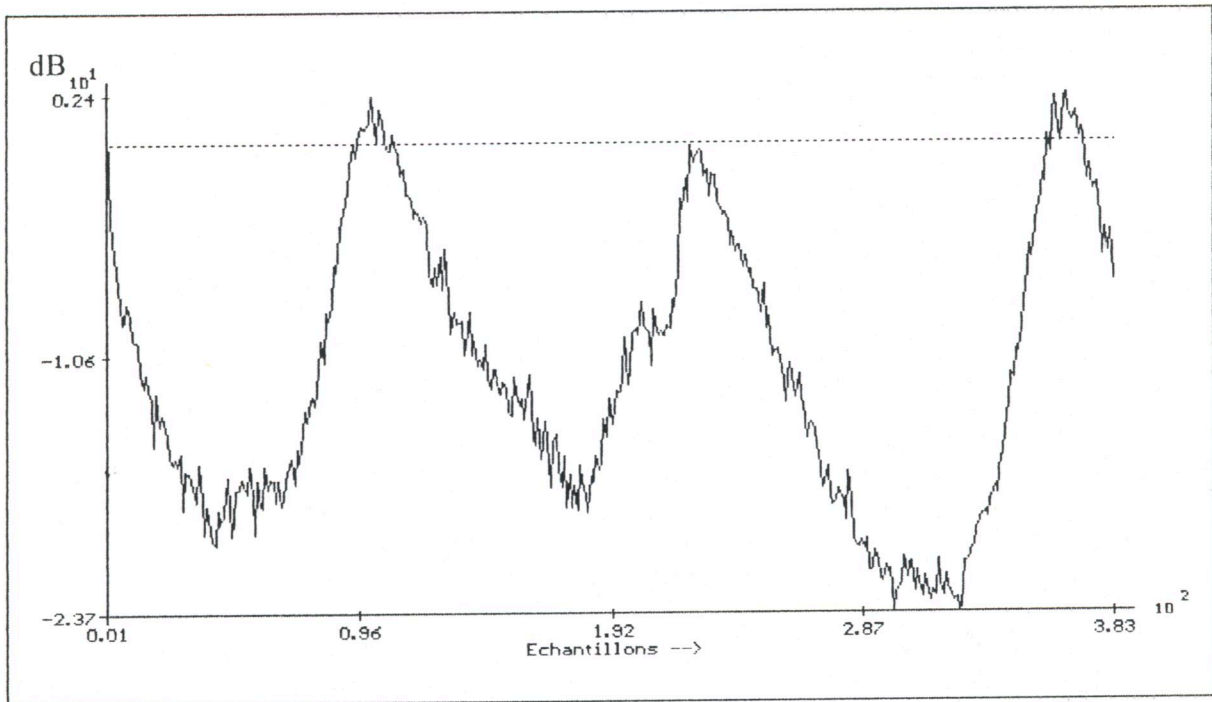


Figure 4-22 : Poursuite des non-stationnarités d'un canal acoustique à variations rapides.

Même paramètres que la figure (4 - 20).

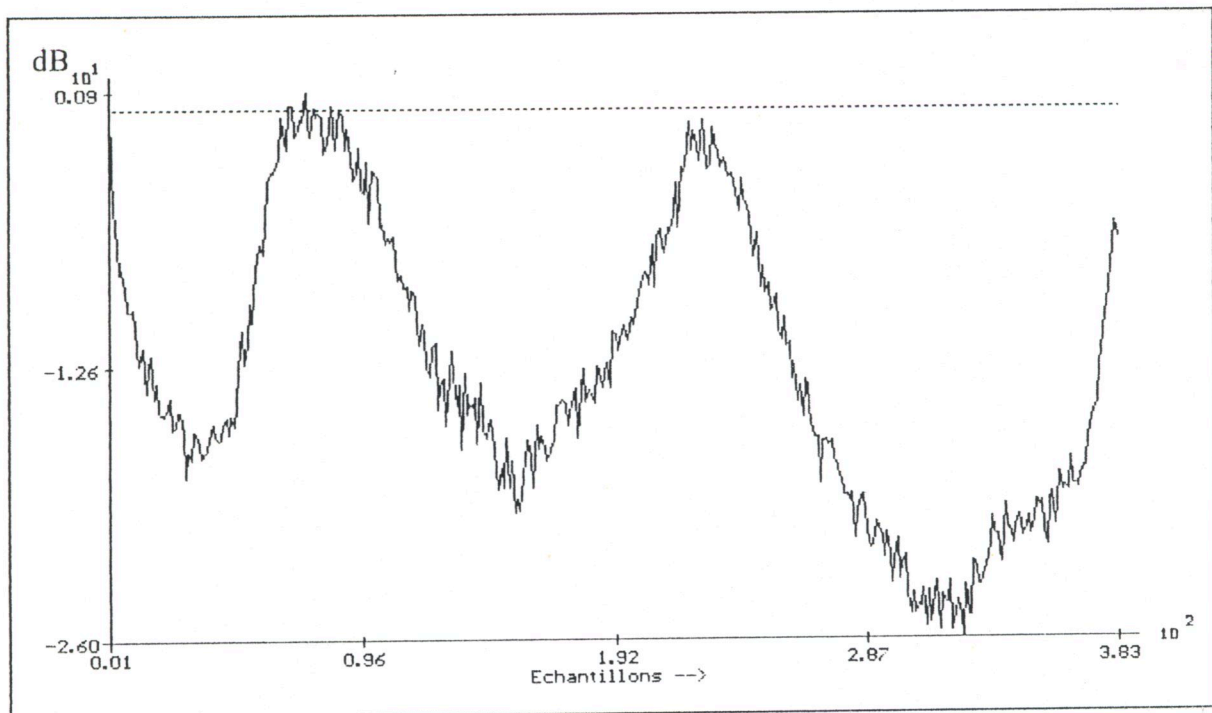


Figure 5.2 : Les 512 premiers points de Rép. Impuls. du canal acoustique couplage mesuré *avant* et *pendant* la non-stationnarité

Abacas : 1 division=10 ms , Fréq.échantillonnage=16000 Hz

Figure 5.2a (avant)

Ordonné(lin) : Min=-32757. Max=18766.

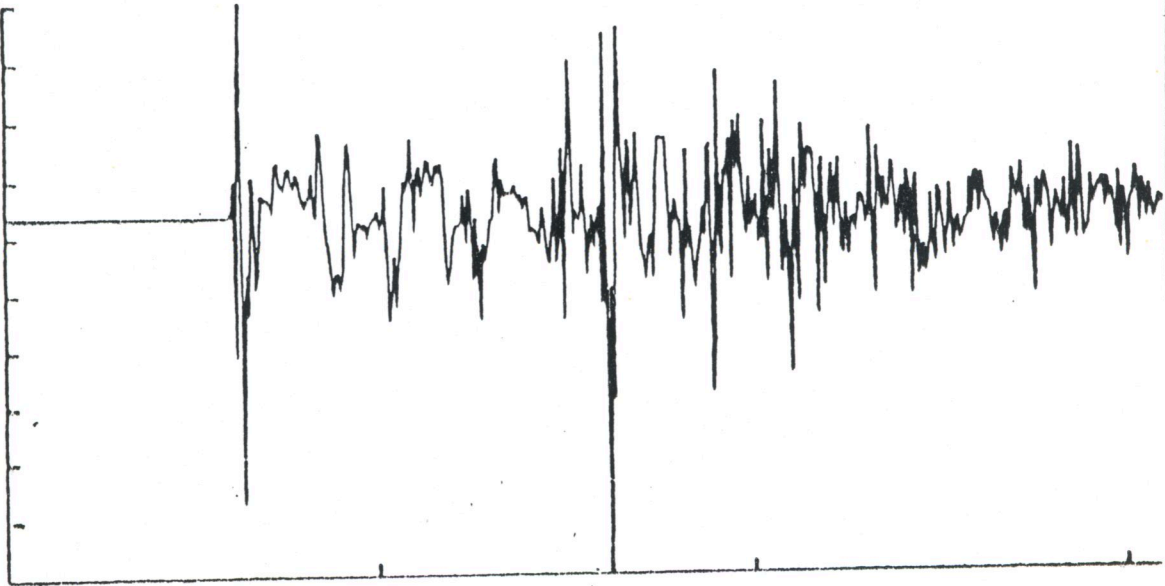
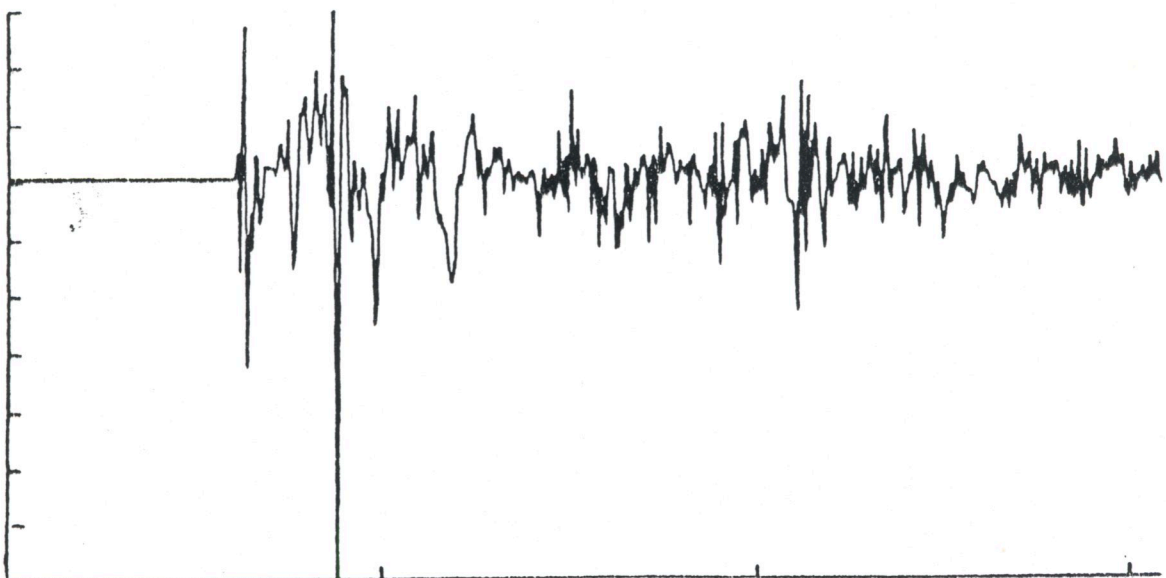


Figure 5.2b (pendant)

Ordonné(lin) : Min=-32754. Max=13625.



6/ Identification des réponses impulsionnelles non-stationnaires par NLMS

6-1 Introduction.

L'objectif d'un algorithme adaptatif est l'apprentissage d'un paramètre inconnu H_{opt} susceptible de caractériser le système auquel on s'intéresse. Par vitesse de convergence on entend le problème suivant :

Sachant que $H(n)$ converge vers H_{opt} (supposé fixe), quelle est la vitesse de décroissance de $H(n)-H_{opt}$ vers 0. On retrouvera les mesures d'efficacité asymptotiques fréquemment utilisées par les statisticiens ; ces résultats permettent de concevoir au-mieux un algorithme adaptatif lorsque l'objectif est l'identification d'un paramètre fixe.

Le problème qui intéresse vraiment l'ingénieur est en fait la capacité qu'aura l'algorithme adaptatif à poursuivre les variations lentes du vrai système représenté cette fois par un paramètre H_{opt} variable dans le temps. L'utilisateur sera en fait intéressé par les questions suivantes.

- Ayant une certaine connaissance a priori des variations du vrai système (par exemple sous la forme d'un modèle d'évolution), comment doit-on régler au mieux les divers paramètres de l'algorithme pour améliorer la qualité de la poursuite ; il est bien connu que l'utilisateur d'un petit gain (constant) diminue l'amplitude des fluctuations sur H_n , mais, diminue également l'aptitude à poursuivre des variations du vrai système. La première question est de savoir quantifier ce compromis.
- Sans aucune connaissance a priori sur les variations éventuelles du vrai système, comment peut-on évaluer d'emblée l'aptitude d'un algorithme à la poursuite de non-stationnarités ? [8]

6-2 Résultats de simulations :

6-2-1 Introduction :

Nous abordons ici l'une des caractéristiques les plus recherchées dans l'utilisation d'un algorithme adaptatif : sa capacité à poursuivre les non-stationnarités du vrai système à identifier.

Nous étudions dans ce paragraphe la capacité de l'algorithme du gradient stochastique à poursuivre les variations d'un canal acoustique de couplage, comme aucune information a priori sur les variations d'un canal acoustique ne nous permet de retenir cet algorithme ou d'optimiser au mieux le choix de certains paramètres, nous ne pouvons que comparer les performances de cet algorithme à partir de signaux entrées/sorties.

L'indice de performance utilisé est l'évolution temporelle de l'énergie de l'erreur normalisée définie par $J(n)$.

Cet indice de performance est largement utilisé en annulation adaptative de l'écho acoustique, il représente l'atténuation en ligne du signal d'écho.

L'algorithme NLMS a été programmé pour l'identification d'une réponse impulsionnelle acoustique, mesurée dans une salle réelle (qui se situe dans l'institut de physique de l'université de BLIDA) avec un mouvement de personne qui se déplace entre le haut parleur et le microphone durant l'expérience ce qui rend le système non-stationnaire. Les courbes de convergence comportent donc une convergence initiale, suivie après environ 15000 échantillons d'une période de croissance de l'erreur due à la poursuite des variations du système, et pour finir une deuxième convergence appelée convergence finale, on s'intéresse souvent à cette convergence.

Les résultats de simulation sont représentés dans les tableaux ci-dessous où J_{\max} est une atténuation moyenne en décibels pendant la phase stationnaire et J_{\min} représente la même performance pendant la phase ou l'activité du changement d'acoustique est maximale. Les performances J_{\max} et J_{\min} sont calculées, après le régime transitoire. Notons qu'en réalité, la performance J_{\min} ne dure pas trop longtemps, mais permet de donner un ordre de grandeur de la dégradation maximale à court terme provoquée par la non-stationnarité du canal acoustique de couplage.

6-2-2 Variation de la taille N :

Parmi les expériences faites on a choisi 4 tests. On a fixé le pas d'adaptation $\alpha = 1$, la constante d'énergie initiale E_0 à 0,001 et on a varié la taille N de la réponse impulsionnelle. Les résultats obtenus sont représentés dans les tableaux 5-1, 5-2, 5-3, 5-4 :

Tableau 5-1 Performances de l'algorithme NLMS pour la poursuite d'un canal acoustique non-stationnaire

Les paramètres utilisés sont :

- $x(n)$ est un bruit blanc centré dont la fréquence d'échantillonnage 16.384kHz,
- $d=1.5m$,
- haut parleur 4224.

N	256	512	1024	1300	1500	1800	2000	2200	2500
J_{max}	-10,02	-13,88	-17,41	-19,45	-19,87	-20,16	-20,56	-20,74	-20,54
J_{min}	+0,15	-1,79	-2,15	-0,43	-0,86	+0,97	+0,92	+1,26	+1,68

Une valeur petite de la taille N ($N=256$) ne permet pas de suivre le mouvement, d'où mauvaise poursuite et mauvaise reconvergence ou bien dégradation en stationnaire. En augmentant N on voit une amélioration pour les deux phases, la phase stationnaire et la phase où l'activité de changement d'acoustique est maximale. D'un autre côté, lorsque N est trop élevé c'est-à-dire lorsqu'elle dépasse 1024 on a une dégradation de la poursuite. Les courbes de la figure 6-1 montrent l'effet de la taille de la réponse impulsionnelle sur la convergence de la poursuite.

Tableau 5-2 Performances de l'algorithme NLMS pour la poursuite d'un canal acoustique non-stationnaire

Les paramètres utilisés sont :

- $x(n)$ est un bruit blanc, centré dont la fréquence max. 5,63kHz,
- haut parleur 4224,
- $d=1m$.

N	256	512	1024	1300	1500	1800	2000	2200	2500
J_{max}	-10,51	-14,55	-18,16	-19,83	-20,69	-21,48	-22,10	-22,07	-21,69
J_{min}	-2,20	-4,00	-3,18	-0,27	-0,26	-0,18	+0,35	+0,51	+0,46

Les résultats du tableau 5-2 montrent qu'on a une meilleure poursuite et une bonne convergence par rapport aux résultats du tableau 5-1. La distance influe sur la convergence et la poursuite.

Paramètres : $x(n)$ est bruit blanc dont $F_{\max} = 5.63$ kHz, haut-parleur 4224, distance $d=1$ m, $\alpha=1$, E_0 constante d'énergie initiale=0.001.

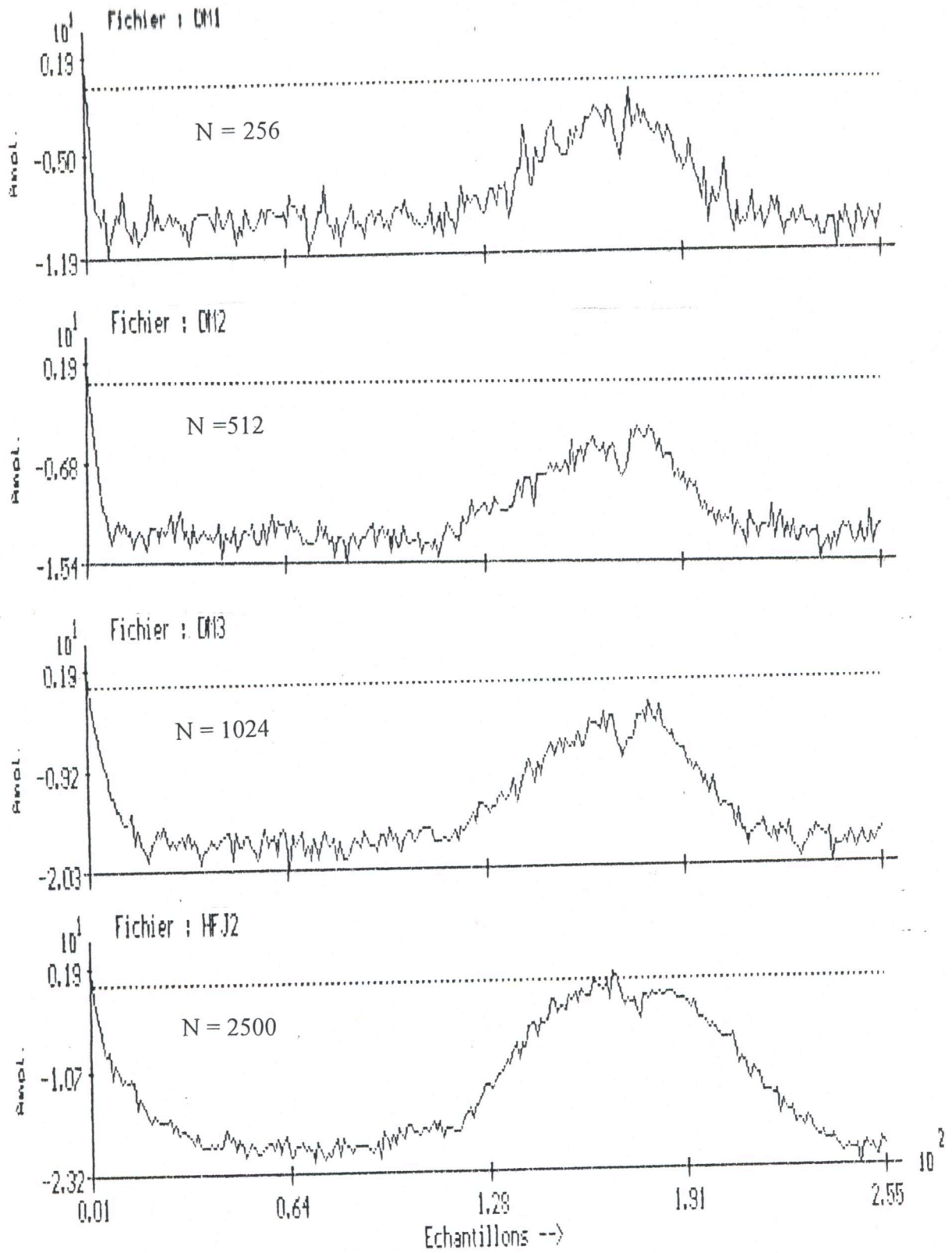


Figure 6-1 : Identification d'un canal acoustique par NLMS avec variation de N

Tableau 5-3 Performances de l'algorithme NLMS pour la poursuite d'un canal acoustique non-stationnaire lentement variable.

Les paramètres utilisés sont :

- $x(n)$ est un bruit rose centré fréquence d'échantillonnage 16,384 kHz,
- haut parleur 4224,
- $d = 2$ m.

N	256	512	1024	1300	1500	1800	2000	2200	2500
J_{\max}	-10,50	-14,93	-18,38	-19,95	-20,23	-20,10	-19,03	-17,07	-15,97
J_{\min}	-4,75	-6,70	-4,35	-3,43	-2,92	-2,28	-1,96	-1,57	-0,65

En augmentant N on remarque qu'on a une bonne convergence et une meilleure poursuite. Pour N trop élevé (N=2200), on remarque une dégradation de la poursuite. D'autre part, on a une légère supériorité concernant la poursuite par rapport aux deux tableaux précédents et une légère infériorité concernant la convergence. Cette différence est due au signal de référence.

Tableau 5-4 Performances de l'algorithme NLMS pour la poursuite d'un canal acoustique non-stationnaire a variation rapide.

Les paramètres utilisés sont :

- $x(n)$ est un bruit rose centré, $F_c = 16,384$ kHz ,
- $d=1$ m ,
- haut parleur MICDIS

N	256	512	1024	1300	1500	1800	2000	2200	2500
J_{\max}	-14,50	-18,14	-20,32	-19,41	-18,49	-17,58	-16,20	-16,02	-14,52
J_{\min}	-6,96	-6,03	-4,17	-3,40	-3,17	-2,13	-1,50	-0,94	-0,73

Les résultats du tableau 5-4 montrent qu'on a une meilleure poursuite et une mauvaise convergence par rapport aux résultats du tableau 5-3 .

6-2-3 Variation du pas d'adaptation

On a fixé la constante d'énergie initiale E_0 à 0,001 et la taille de la réponse impulsionnelle $N = 1500$, on a varié le pas d'adaptation α de 0,25 à 1,75 par pas de 0,25. Les résultats obtenus sont re présentés dans les tableaux 5-5, 5-6, 5-7, 5-8.

Tableau 5-5 Performances de l'algorithme NLMS pour la poursuite d'un canal acoustique non-stationnaire.

Même paramètres que le Tableau 5-1.

α	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75
J_{\max}	-18,3	-19,49	-19,89	-19,87	-19,03	-17,55	-14,55
J_{\min}	+4,45	+1,52	+0,25	-0,86	-0,42	+0,12	+1,76

Une valeur trop petite du pas ne permet pas de suivre le mouvement, par exemple $\alpha=0,25$. L'algorithme décroche même complètement en dessous d'un certain seuil et met ensuite très longtemps à reconverger dans la phase stationnaire ce qui est catastrophique pour l'annulation d'écho. D'un autre côté, le choix d'une valeur trop élevée pour le pas, par exemple $\alpha = 1,75$, peut dégrader la poursuite. Les courbes de la figure 6-2 montrent l'effet du pas d'adaptation sur la convergence et la poursuite.

Tableau 5-6 Performances de l'algorithme NLMS pour la poursuite d'un canal acoustique non-stationnaire.

Même paramètres que le Tableau 5-2.

α	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75
J_{\max}	-20,06	-20,89	-21,04	-20,69	-20,1	-18,25	-14,89
J_{\min}	+2,08	-1,20	-1,44	-0,26	-0,49	-1,37	+0,04

Les résultats de simulations présentés dans le tableau 5-6 sont supérieurs par rapport aux résultats du tableau 5-5, cette légère supériorité est due à la distance séparant le haut parleur et le microphone.

Paramètres : $x(n)$ est bruit blanc dont $F_{\max} = 5.63$ kHz, haut-parleur 4224,
distance $d=1$ m, $N=2500$, E_0 constante d'énergie initiale=0.001.

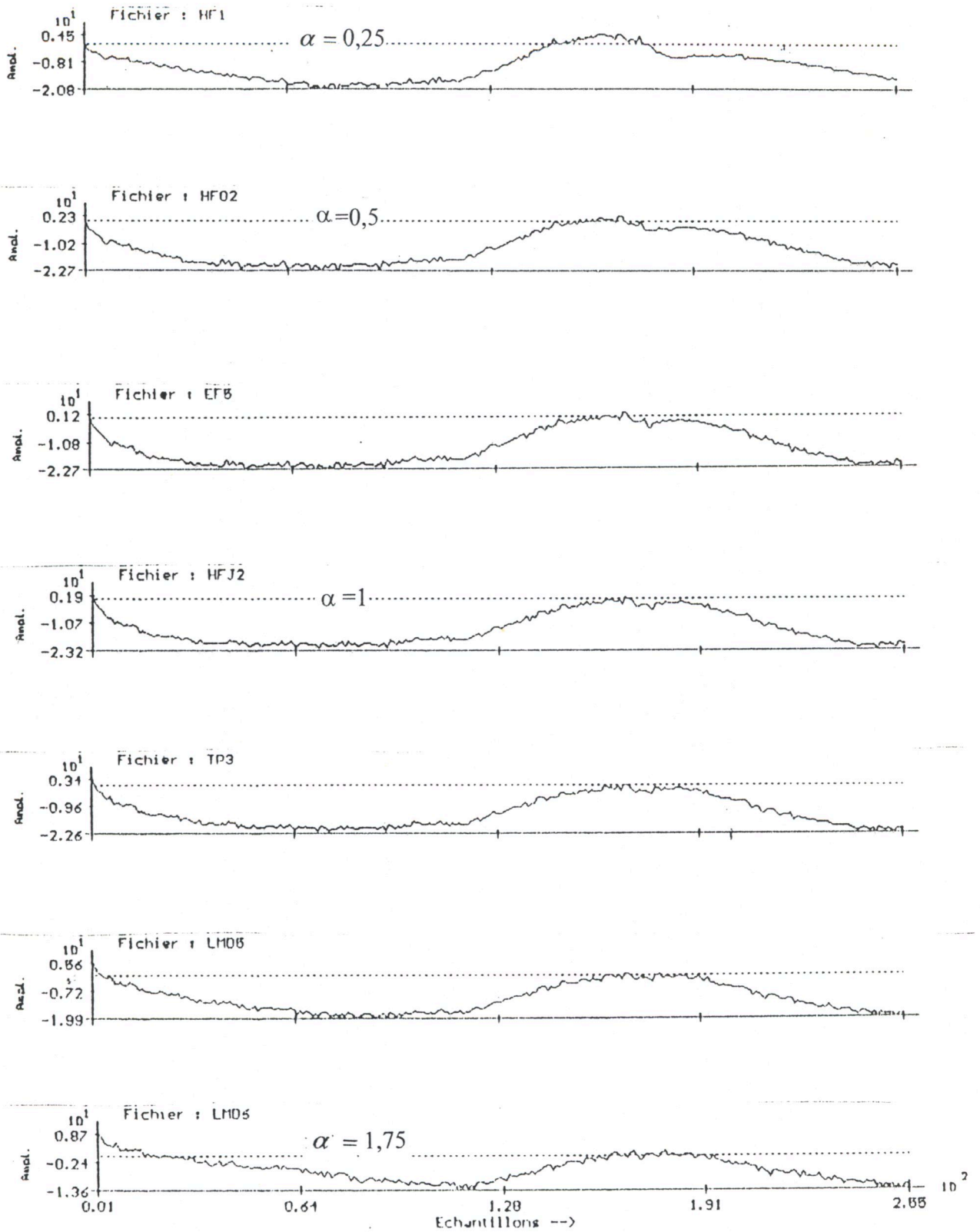


Figure 6-2 : Identification d'un canal acoustique par NLMS avec variation de α .

Tableau 5-7 Performances de l'algorithme NLMS pour la poursuite d'un canal acoustique non-stationnaire lentement variable.

Même paramètres que le Tableau 5-3

α	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75
J_{\max}	-26,06	-18,97	-19,56	-20,23	-18,45	-15,55	-9,26
J_{\min}	+0,13	-1,35	-2,28	-2,92	-3,38	-3,00	+5,7

Une valeur petite de $\alpha=0,25$ induit une mauvaise poursuite et une mauvaise convergence. En augmentant le pas d'adaptation α on remarque qu'on a une amélioration pour la convergence et la poursuite. Pour α trop élevé ($\alpha=1,75$) cela entraîne une dégradation de la convergence et la poursuite. On est donc amené à prendre pour α une valeur moyenne qui permet de reconverger assez rapidement après le mouvement. D'un autre côté on a une légère supériorité concernant la poursuite et une infériorité concernant la convergence par rapport aux résultats des tableaux 5-5, 5-6, cela est dû au signal de référence.

Tableau 5-8 Performances de l'algorithme NLMS pour la poursuite d'un canal acoustique non-stationnaire à variation rapide.

Même paramètres que le Tableau 5-4.

α	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75
J_{\max}	-13,24	-18,06	-19,57	-18,49	-16,72	-13,80	-10,78
J_{\min}	+0,09	-1,11	-2,48	-3,17	-3,07	-3,07	-1,82

Les résultats de simulations systématiques présentés par le tableau 5-8 sont supérieurs par rapport aux résultats du tableau 5-7 du point de vue convergence et poursuite, cette supériorité est due à la distance séparant les 2 transducteurs.

6-2-4 Conclusion :

Une valeur trop petite du pas d'adaptation ne permet pas de suivre le mouvement. L'algorithme décroche même complètement au dessous d'un certain seuil et met ensuite très longtemps à reconverger dans la phase stationnaire. D'un

autre côté, le choix d'une valeur trop élevée pour le pas d'adaptation peut dégrader la poursuite. On est donc amené à prendre pour le pas une valeur moyenne qui permet d'obtenir une bonne convergence et une meilleure poursuite, par conséquent une bonne gestion du gain d'adaptation de l'algorithme du gradient stochastique entre les N coefficients de réponse impulsionnelle du canal acoustique à identifier permet d'améliorer nettement les performances en capacité de poursuite.

La poursuite et la convergence des NLMS dépend du signal de référence et la taille de la réponse impulsionnelle.

Conclusion et perspective

La maîtrise possible de la qualité acoustique dans une salle permet d'envisager à terme de remplacer le traitement acoustique interne par des simulations numériques susceptibles de faire varier à volonté les conditions d'écoute. Si cette maîtrise est indispensable à certains services comme la téléconférence, elle rend également possible d'autres applications plus complexes, telle la transmission de spectacles entre plusieurs salles.

On a vu que l'utilisation des réponses impulsionnelles et du traitement de signal pour l'étude des phénomènes acoustiques est un avantage précieux et souvent irremplaçable. Cette méthode de mesure des réponses impulsionnelles acoustiques beaucoup plus performante que les méthodes traditionnelles qui génèrent une impulsion et enregistre la réponse de la salle. Nous avons également testé et comparé deux méthodes différentes d'identification de ces réponses impulsionnelles à partir des signaux simulés : la méthode d'inter-corrélation et l'algorithme du gradient stochastique normalisé NLMS à pas décroissant. Les résultats obtenus montrent la convergence rapide vers l'optimum de la mesure de l'algorithme NLMS-DC par rapport à l'inter-corrélation, à condition que la mesure se fasse dans un milieu non bruité. Par contre l'inter-corrélation s'avère plus robuste dans ce milieu bruité que l'algorithme NLMS-DC. Nous avons tiré aussi, après plusieurs simulations, indiqué certaines recommandations qu'il faut prendre en compte en pratique pour avoir des résultats optimisés. Enfin nous avons réalisé un banc de mesure de réponses impulsionnelles acoustiques stationnaires et non-stationnaires utilisant du matériels acoustiques professionnels. Les réponses impulsionnelles pratiques obtenues ont une dynamique moyennes de 38 dB.

La réalisation du banc de mesure nous a permis aussi de conclure que la méthode d'inter-corrélation identifie mieux les réponses impulsionnelles acoustiques dans les milieux bruités que l'algorithme du gradient stochastique à pas décroissant. Enfin ces résultats pratiques peuvent être améliorés en prenant plus de précautions pour minimiser l'effet du bruit ambiant présent dans la salle durant la mesure.

Comme perspectives dans le prolongement de ce travail nous proposons les points suivants :

- Capacité de poursuite des algorithmes d'identification

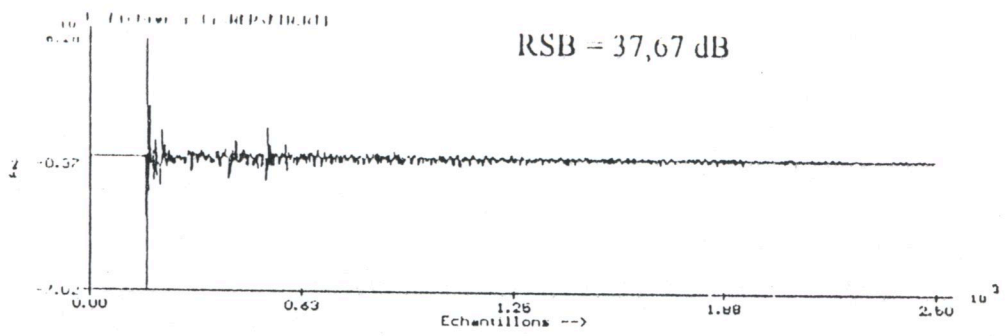
- Recherche de techniques qui permettent d'améliorer la capacité de poursuite et la vitesse de convergence des algorithmes existant en tenant compte des caractéristiques acoustiques du milieu
- Tests des algorithmes obtenus sur des signaux réels.

Références

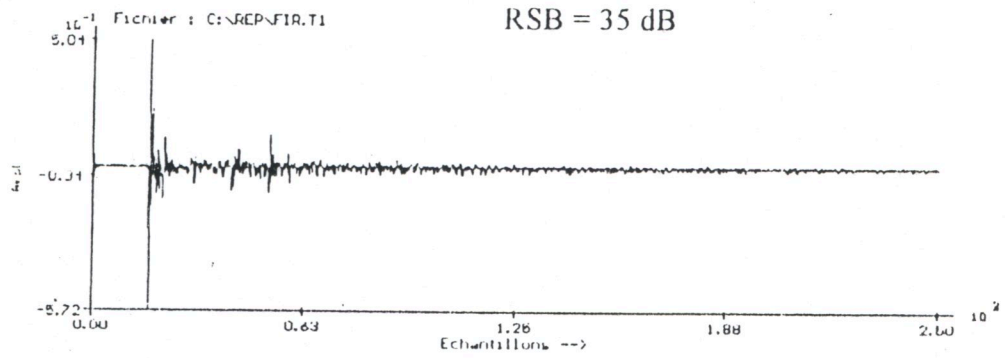
- [1] : Jean- Jacques Matras : ingénieur général des télécommunications
D.E. à L'ORTF
Technique de l'ingénieur année 1981
- [2] : M.Ahfir : Modélisation et mesure des RI acoustiques
Magistère à l'institut de physique de BLIDA 1997
- [3] : A. Gilloire, JP. Jullien : L'acoustique des salles dans
les télécommunications
L'écho des recherches N°127, 1^{er} trimestre 1987
- [4] : J.Sikorav : Thèse sur l'identification et la modélisation
des phénomènes non-stationnaires en acoustiques
Thèse de Docteur, université-Paris IX Dauphine 1988
- [5] : Pierre Lorand : chargé de département acoustique
au CENT à Lannion
Technique de l'ingénieur année 1981
- [6] : J.P Jullien : Acoustique des salles prise et restitution du son,
analysés à partir de la notion du canal acoustique
Note technique NT/ LAA/ TSS/ 128 1992
- [7] : Odie Macchi : Adaptatif et non-stationnaire
Traitement du signal volume 6 N°5 année 1989
- [8] : Benveniste, M Metivier, P. Priouret : Algorithmes adaptatifs et approximations
stochastiques théorie et applications
Masson 1987
- [9] : A. Benallal : Etude des algorithmes MCR rapides
et application à l'identification de RI acoustiques
Thèse de Docteur, Rennes 1988
- [10] : M. Bellanger : Traitement numérique du signal, théorie et pratique
Masson 1987
- [11] : Djendi, Kerfi : PFE 1997 Etude et réalisation d'un système
des mesures des RI acoustiques. Université de Blida. Institut d'Electronique
- [12] : Haut-parleur 4224 Data Brüel & Kajaer 1991
- [13] : Analyseur des fréquences temps réel 2123/2133
instruction vol 2 utilisation Brüel & Kajaer 1991

- [14] : D. Ben Soussen : Reproduire le son : Microphone et haut-parleur
DUNOD 1982
- [15] : Condenser Microphone and Microphone preamplifier
For acoustic measurement « DATA HANDBOOK »
Brüel & Kjaer 1982
- [16] : J. Max : Méthodes et techniques du traitement du signal
et application aux mesures physiques
Masson 1989.
- [17] : A. Benallal : Logiciel sur le traitement du signal 1991. Université de Blida.
Institut d'Electronique
- [18] : M. Bellanger : Analyse des signaux et filtrage numérique adaptatif
Masson 1989
- [19] : Shoji Makino yutaka kanido A new RLS algorithm Based
on the variation characteristic of a room
impulse response 1994 IEEE
- [20] : Behloul, Aggad : Identification et synthèse des RIF PFE 1991 Université
de Blida. Institut d'Electronique
- [21] : Jacob Benesty et Pierre Duhamel : un algorithme de type LMS
a capacité de poursuite et vitesse de convergence accrues
13^{eme} colloque Gresti- Juan- les pins 1991
- [22] : A.Perrier, J Prado : Identification adaptative en blocs à structure
prédictive application à l'annulation d'écho acoustique
14^{eme} colloque Gresti_ Juan- les pins 1993

Annexe

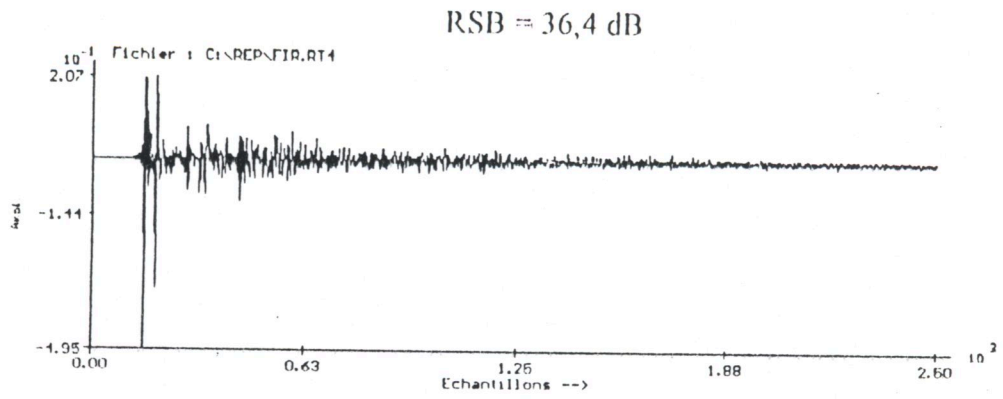


Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intercorrelation

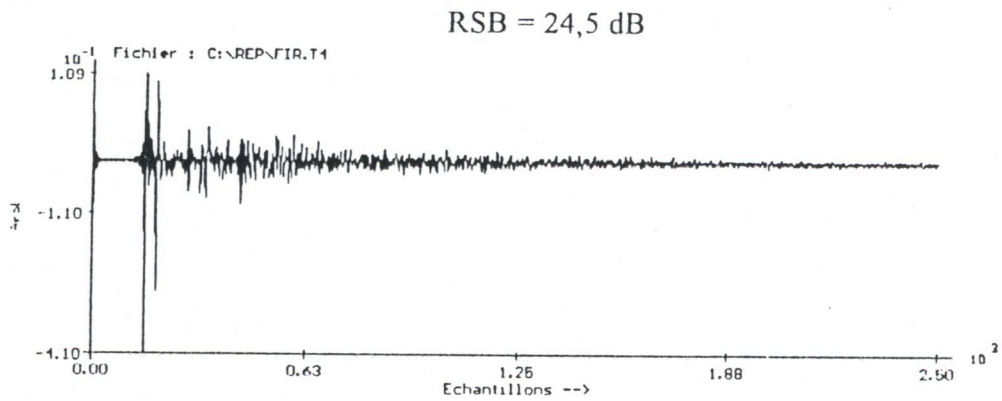


Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure (3.2) : Réponses impulsionnelles identifiées en utilisant le haut-parleur Type (4224)

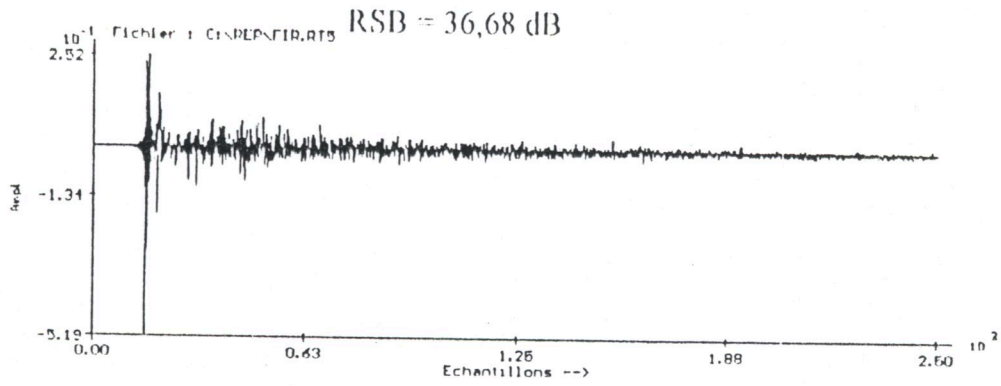


Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intercorrélation

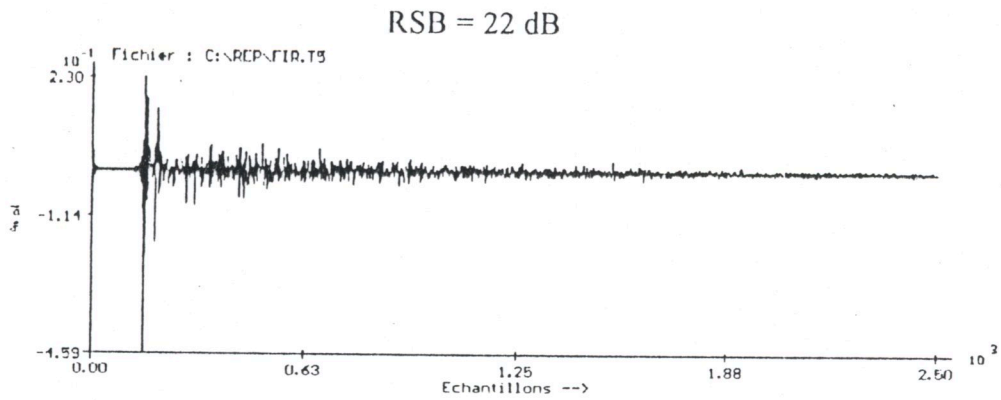


Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure (3.3) Réponses impulsionnelles identifiées en utilisant le haut-parleur (MICDIS 100 W)

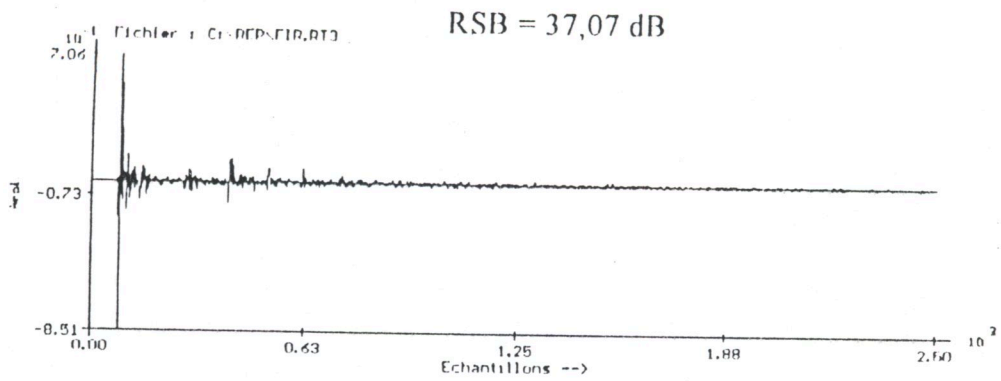


Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intercorrélation

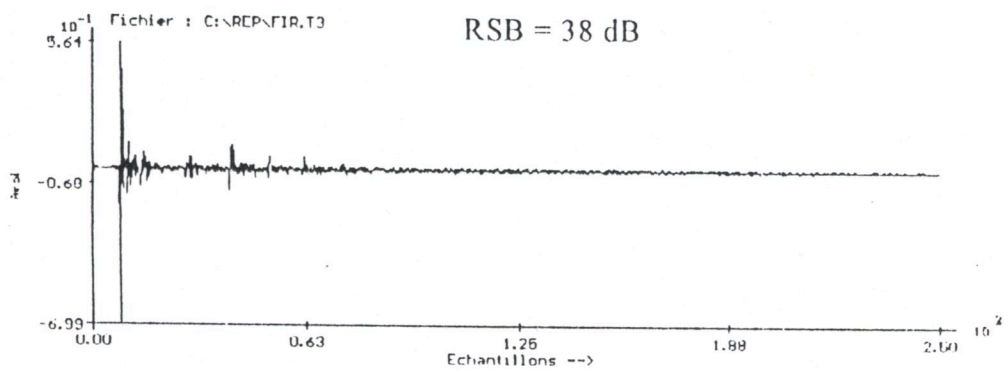


Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure (3.4) : Réponses impulsionnelles identifiées en utilisant le haut-parleur (TNGY 80 W)

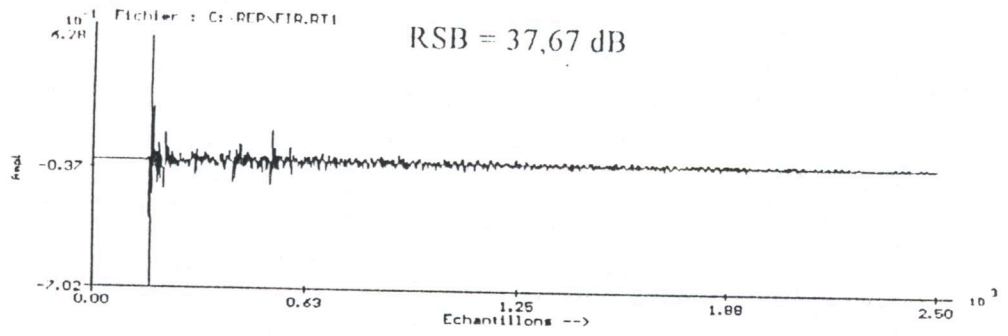


Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intercorrélacion

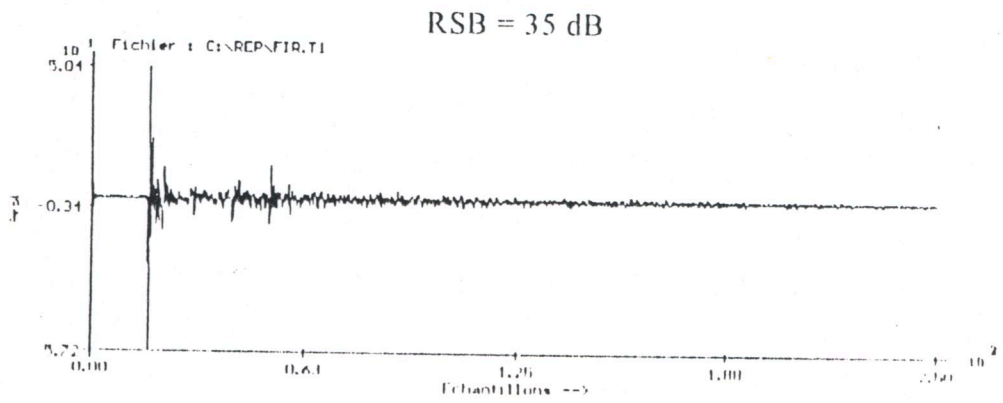


Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure (3.5) : Réponse impulsionnelle identifiée avec $d = 1,5$ mètres

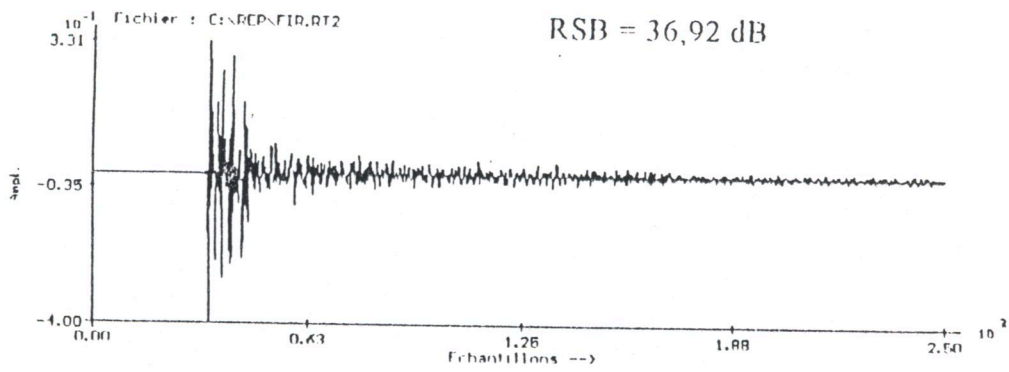


Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intercorrélacion

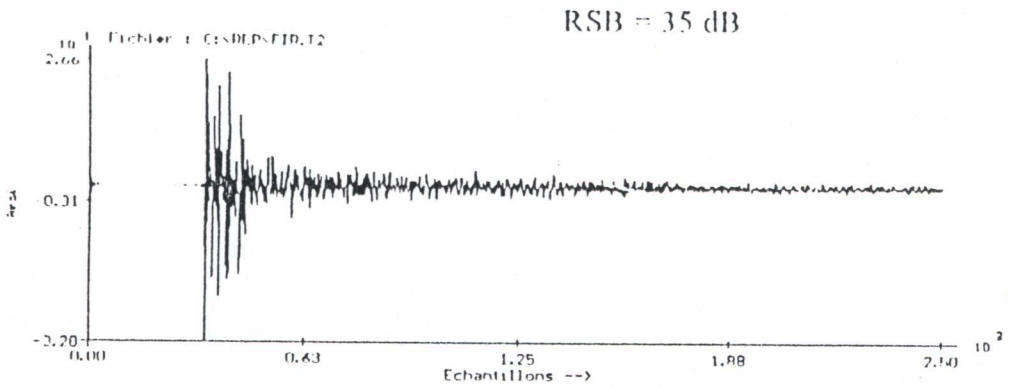


Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure (3.6) : Réponse impulsionnelle identifiée avec $d = 3$ mètres

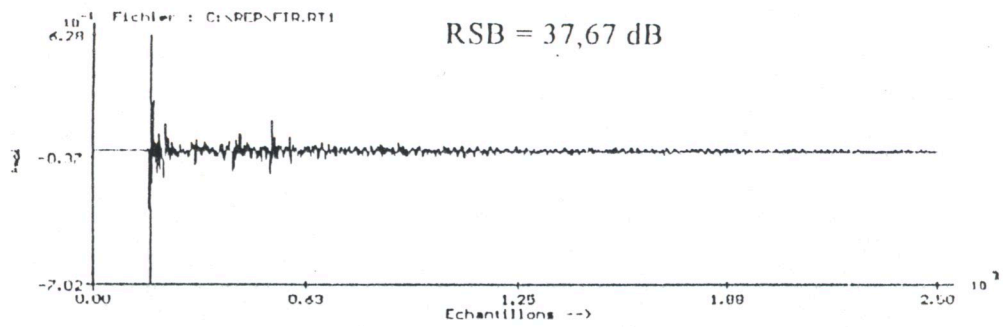


Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intercorrélation

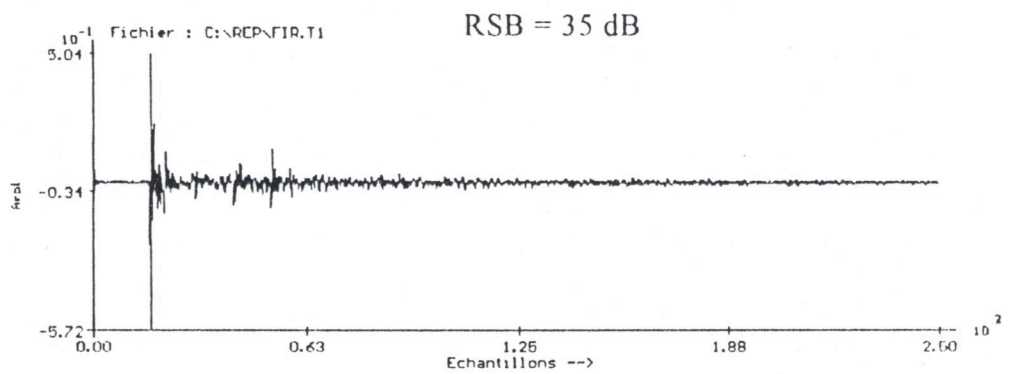


Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure (3.7) : Réponse impulsionnelle identifiée avec $d \approx 6$ metres

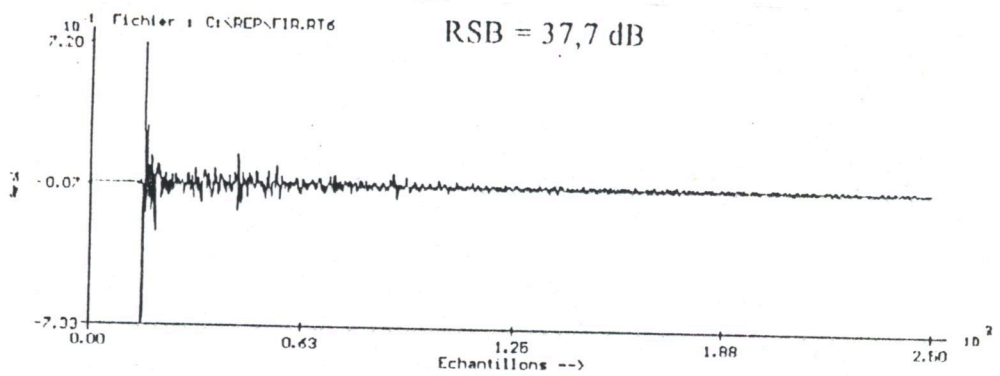


Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intercorrélation

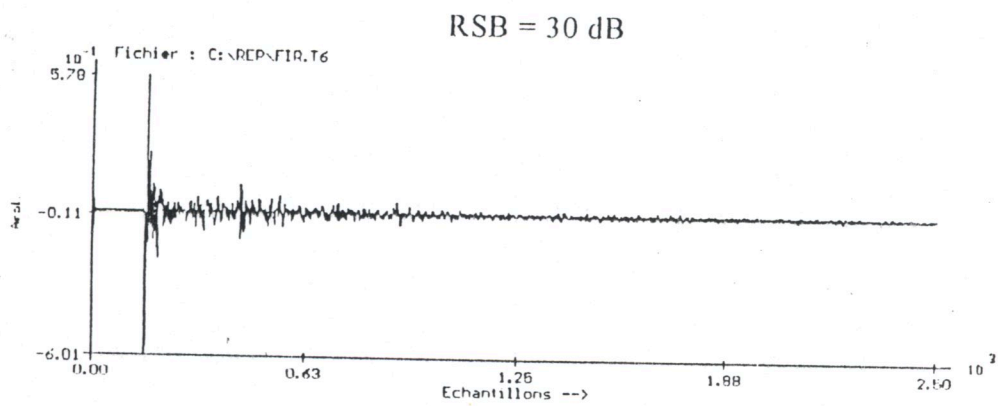


Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure (3.8) : Réponse impulsionnelle identifiée en utilisant une séquence du bruit 6s de 1s

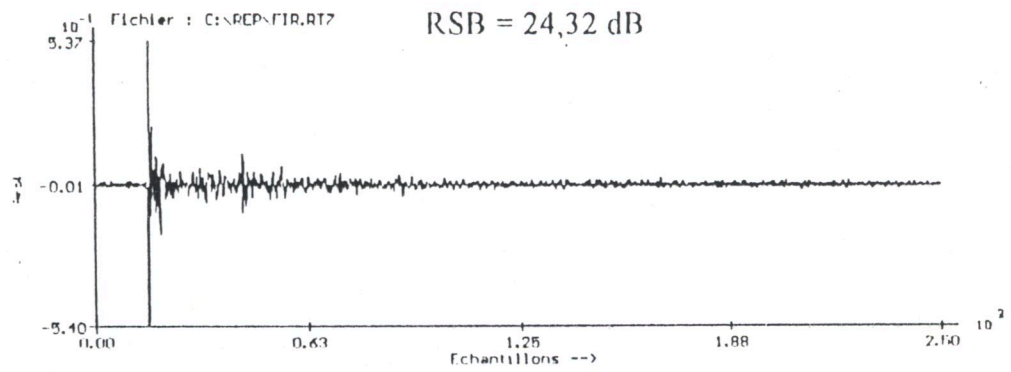


Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intecorrélation

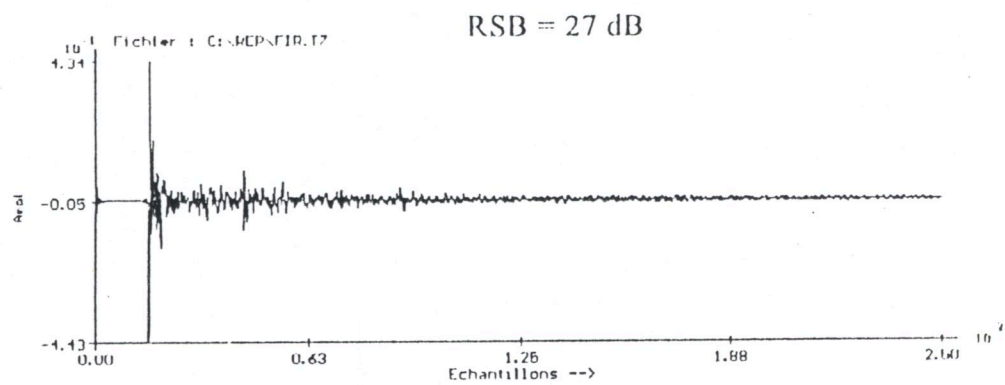


Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure (3.9) : Réponse impulsionnelle identifiée en utilisant une séquence du bruit 3s de 2s

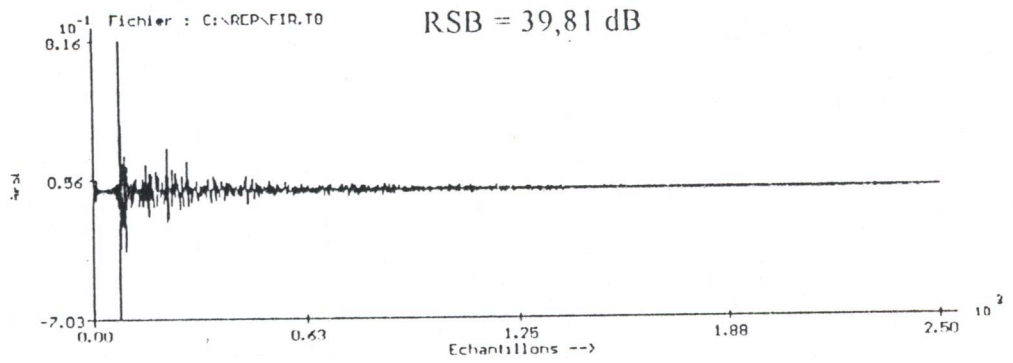


Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intercorrélacion

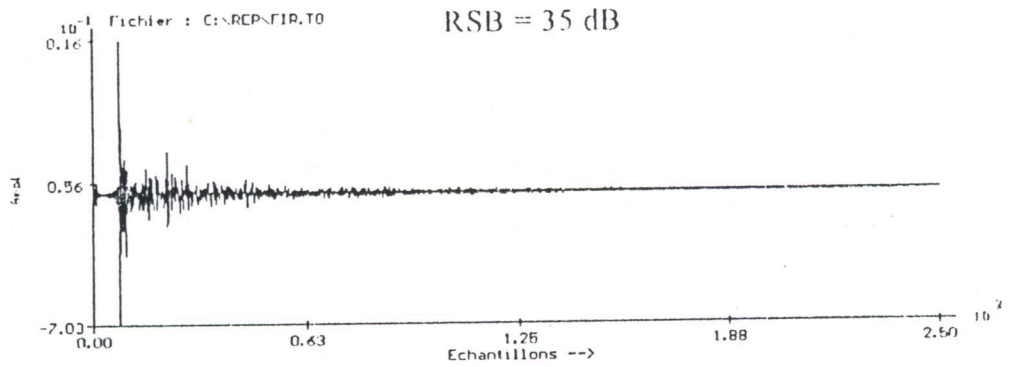


Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure(3.10) : Réponse impulsionnelle identifiée en utilisant une séquence de bruit aléatoire 6s de (Random)

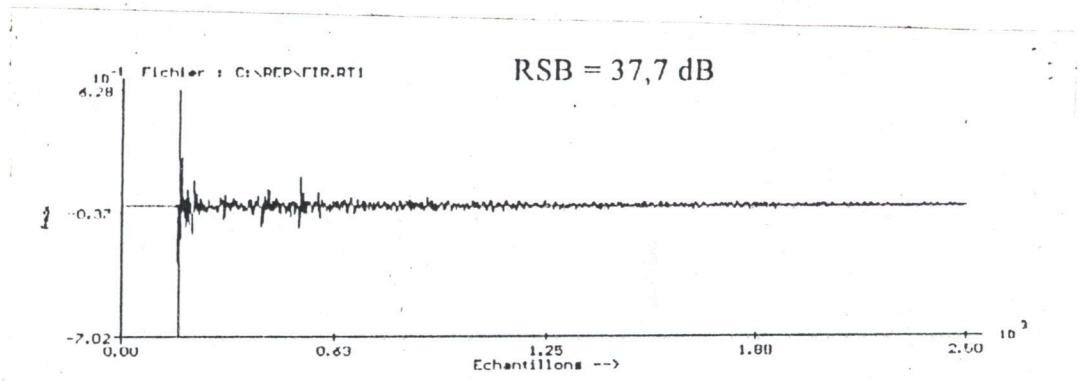


Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intercorrélation

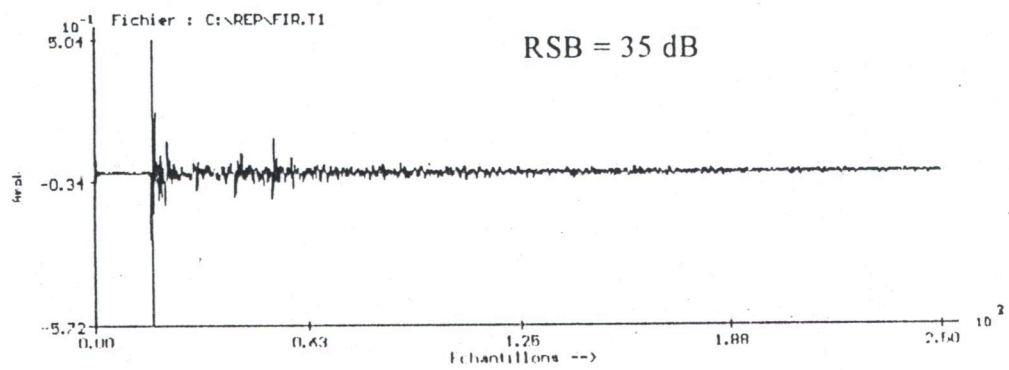


Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure (3.11) Réponse impulsionnelle identifiée en utilisant une fréquence d'échantillonnage $F_e = 8,192$ kHz

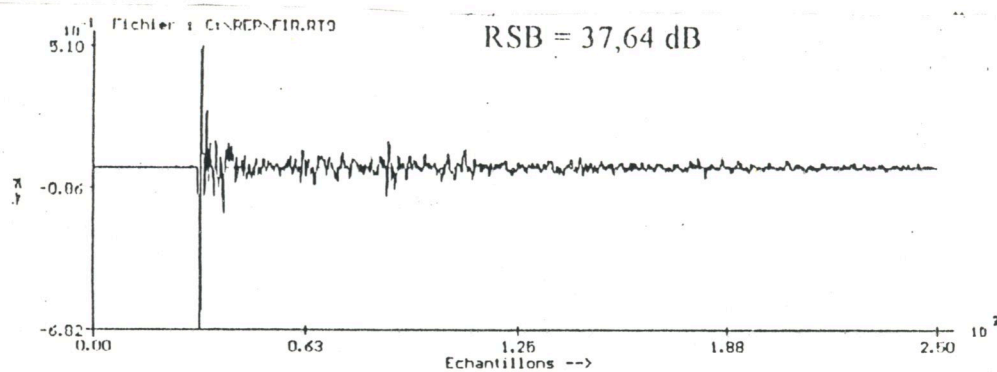


Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intercorrélation

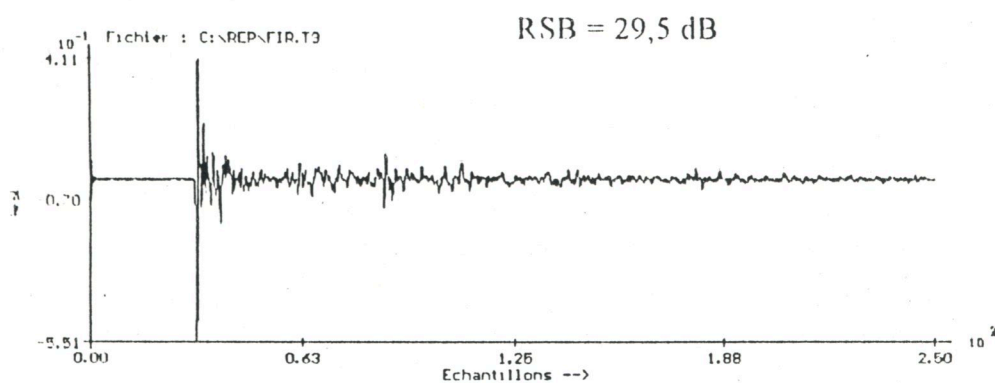


Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure (3.12) : Réponse impulsionnelle identifiée en utilisant une fréquence d'échantillonnage

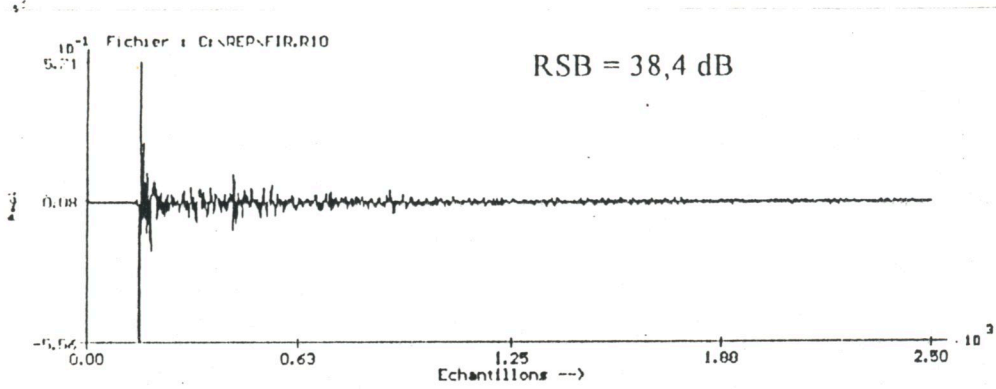


Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intercorrélation

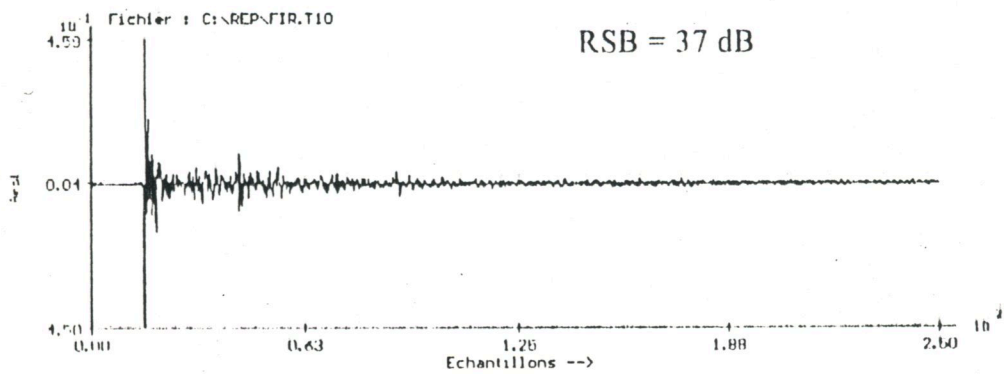


Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure (3.13) : Réponse impulsionnelle identifiée en utilisant une fréquence d'échantillonnage $F_e = 32,768$ KHz

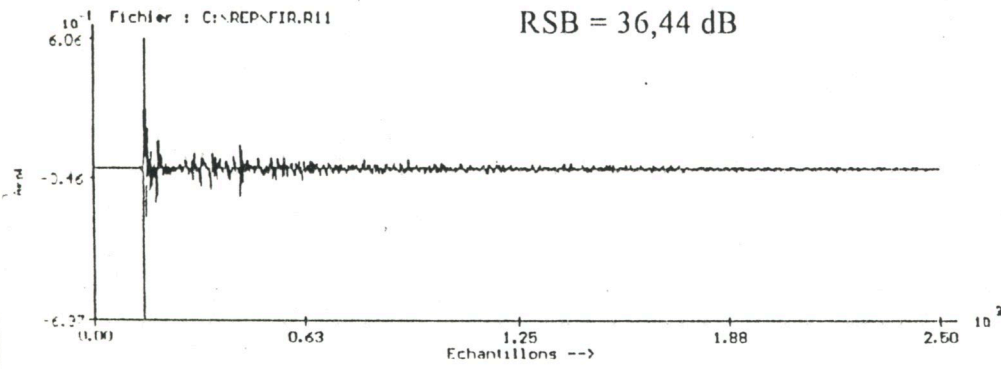


Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intercorrélation

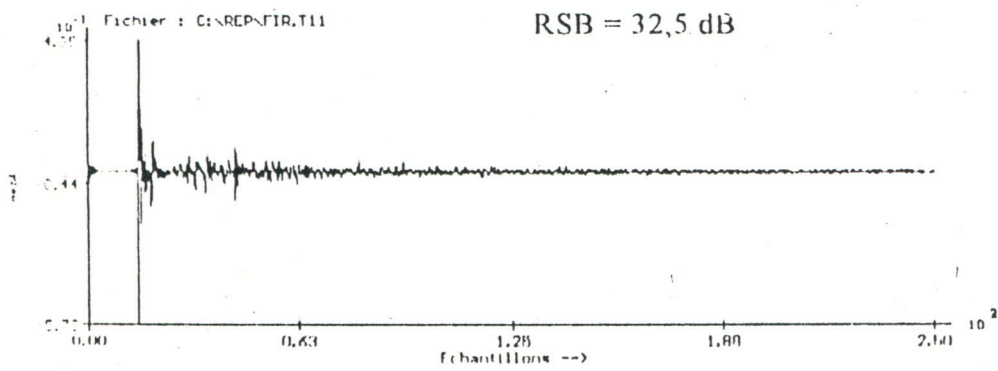


Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure (3.14) : Réponse impulsionnelle identifiée en utilisant le microphone MIC1 (4133)

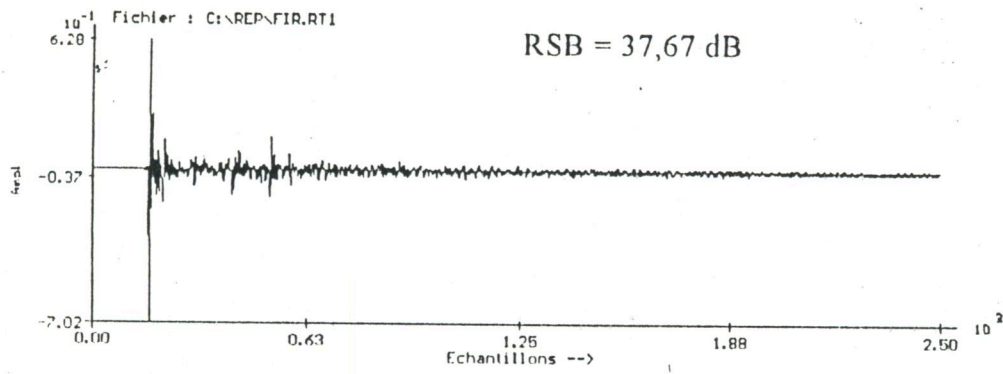


Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intercorrélation

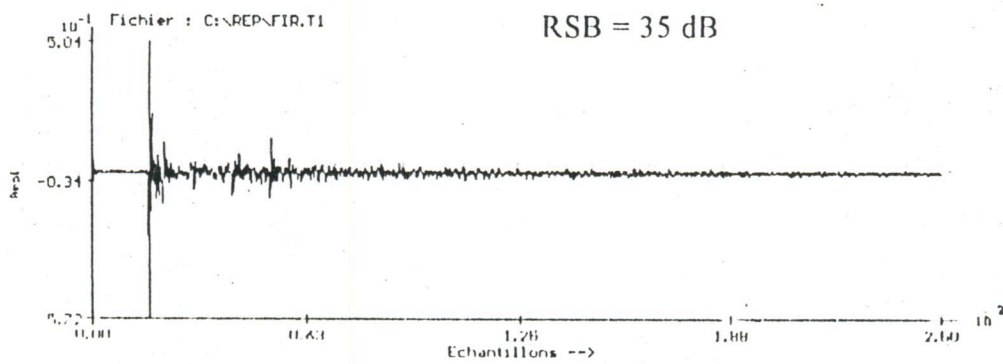


Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure (3.15) : Réponse impulsionnelle identifiée en utilisant le microphone MIC2 (4134)

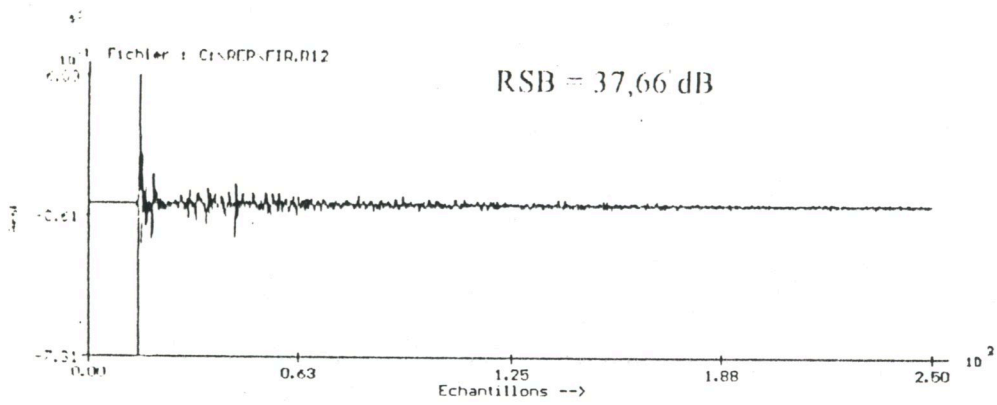


Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intercorrélation

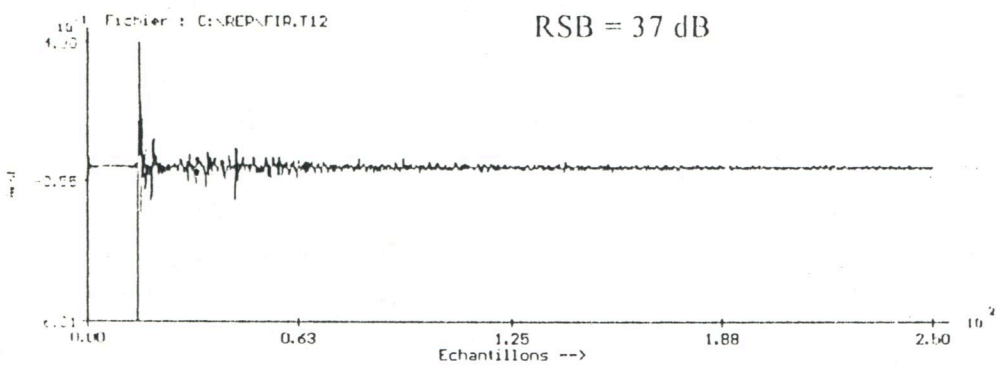


Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure (3.16) : Réponse impulsionnelle identifiée en utilisant le microphone MIC3 (4165)



Réponse impulsionnelle identifiée par la méthode d'intercorrélacion



Réponse impulsionnelle identifiée par l'algorithme NLMS-DC

Figure (3.17) : Réponse impulsionnelle identifiée en utilisant le microphone MIC4 (4166)