

Application de filtres adaptatifs en acoustique des salles pour la synthèse de réflexion

Application of Adaptive Filters to Reflection Synthesis in Room Acoustics

par Zhen REN, Jacques MARTIN

Centre Scientifique et Technique du Bâtiment
24, rue Joseph Fourier
F-38400 Saint Martin d'Hères

Résumé

Les caractéristiques acoustiques d'une salle doivent être adaptées au type de spectacle qu'elle abritera. De plus en plus souvent les acousticiens ont recours à des méthodes électroacoustiques pour améliorer ou modifier les caractéristiques acoustiques dans différentes situations, qu'il s'agisse de corriger une salle mal conçue ou de faire varier l'acoustique d'une salle polyvalente.

Dans cet article, des techniques de filtrage adaptatif sont appliquées au contrôle d'une cellule d'un système électroacoustique susceptible de fournir un niveau de retour désiré d'un haut-parleur bouclé sur un microphone proche tout en contrôlant l'instabilité. Nous proposons une structure basée sur l'utilisation de deux filtres adaptatifs pour résoudre le problème de contrôle d'une cellule élémentaire d'un système électroacoustique. Un ensemble de cellules élémentaires convenablement couplées pourra alors constituer une paroi virtuelle à coefficient de réflexion variable. Les algorithmes de calcul des filtres adaptatifs sont présentés. Les principaux résultats théoriques sont illustrés sur des simulations. Une réalisation temps-réel sur une carte spécialisée (TMS 320C30) est étudiée, la structure complète n'étant pas réalisable temps-réel de part sa trop grande complexité par rapport aux capacités de la carte utilisée. Les performances du prototype sont testées notamment en ce qui concerne la stabilité d'un couple microphone haut-parleur.

Mots clés : Système électroacoustique, filtrage adaptatif, contrôle de la stabilité, contrôle du coefficient de réflexion, réalisation en temps-réel

Abstract

The acoustic characteristics of a room should be adapted to the activities which will take place there. More and more electroacoustic methods are being used to modify the acoustic characteristics in different situations. Examples include correcting the poor acoustics of a wrongly built room or varying the acoustic characteristics of a multi-purpose room.

In this paper, an adaptive filter technique is applied to control an elementary cell of the electroacoustic system which provides a desired return level for a loudspeaker looped with a microphone. The stability of the loudspeaker and the microphone loop is controlled. A structure based on two adaptive filters is proposed to resolve the problem of controlling a cell. Then a virtual wall able to give a variable reflection coefficient can be composed of a planar set of cells. The calculation algorithms of adaptive filters are presented, and the main theoretical results are simulated. A simplified prototype of the cell is realized in real-time on a particular DSP board (TMS 320C30). The full cell could not be realized because of the complexity of the cell's second filter, which exceeds the capacity of the board. The performances related to the stability of the microphone and loudspeaker loop of the prototype are tested.

Key words : Electroacoustic system, adaptive filter, stability control, control of reflection coefficient, real-time realisation

1. Introduction

De plus en plus les acousticiens s'intéressent aux systèmes électroacoustiques pour améliorer les caractéristiques acoustiques d'une salle. Ces systèmes sont basés sur le matricage de microphones et de haut-parleurs afin de changer la répartition énergétique dans une salle. Il existe donc un risque d'instabilité du système à cause des bouclages microphones et haut-parleurs. Le problème abordé ici est le contrôle de la stabilité et du niveau de retour d'un haut-parleur bouclé sur un microphone proche. Dans

les conceptions électroacoustiques existantes la stabilité est assurée soit en forçant le niveau de retour à -20 dB par rapport au seuil d'instabilité [9][10] soit en travaillant en bande très étroite pour chaque canal [3][4]. La modification sensible de l'acoustique d'une salle sur une large bande nécessite donc un grand nombre de canaux [3][4][9][10]. Ceci est très coûteux. L'application de techniques de filtrage adaptatif au contrôle actif de l'acoustique d'une salle a été proposée par Guicking et Al [8] en 1986. Nous développons ici une structure basée sur l'utilisation de filtres adaptatifs dans la conception d'une cellule d'un système électroacoustique afin de fournir un niveau de retour désiré tout en contrôlant l'instabilité. Les performances et les limites de fonctionnement

sont analysées sur une réalisation temps-réel. Cette conception peut être utilisée pour modifier le temps de réverbération [11] et les premières réflexions d'une salle qui sont deux caractéristiques très importantes. La conception d'un système complet est articulée autour d'un ensemble de cellules : microphone, unité de traitement de signaux et haut-parleur. Chaque unité introduit deux filtres adaptatifs pour contrôler la stabilité et ajuster le niveau de retour qu'on appellera le coefficient de retour.

Le paragraphe 2 décrit la conception et le principe d'une cellule du système proposé; le paragraphe 3 présente les algorithmes de mise en oeuvre des filtres adaptatifs et des résultats de la simulation; dans le paragraphe 4 une réalisation temps-réel simplifiée est proposée sur DSP TMS320C30 de Texas Instruments. Les performances sont examinées.

2. Une conception électroacoustique basée sur les filtres adaptatifs

L'objectif d'une cellule est l'ajustement automatique du coefficient de retour sans la limitation imposée habituellement par l'instabilité. Il existe quelques travaux dans ce domaine [6][7][13]. On se propose ici d'utiliser les techniques de filtrage adaptatif pour résoudre les deux problèmes posés : — contrôle de la stabilité; — contrôle du coefficient de retour. Ceci fait appel aux techniques d'identification et de correction classiques en filtrage adaptatif [12]. Le schéma de principe d'une cellule est illustré par la figure 1.

F_i et F_a sont deux filtres adaptatifs dans la figure 1. Supposons que F_i soit le filtre caractérisant la fonction de transfert de l'entrée du convertisseur numérique-analogique (D/A) à la sortie du convertisseur analogique-numérique (A/D). Ce filtre permet d'assurer la stabilité en supprimant le bouclage direct du haut-parleur sur le microphone. Une fois les positions spatiales du haut-parleur et du microphone fixées, le filtre F_i correspondant peut être déterminé. L'ajustement du filtre adaptatif F_i sera discuté dans le prochain paragraphe.

Examinons la figure 1, le signal d'entrée dans le microphone contient deux composantes additives : (a) P_i , pression incidente issue de la source, (b) P_a , réflexion active due au haut-parleur. A un instant donné n le signal d'entrée dans le microphone est alors :

$$P(n) = P_i(n) + P_a(n)$$

Le signal de sortie de F_i est :

$$\bar{P}_a(n) = S_i(n) \otimes f_i(n)$$

(où S_i est le signal de sortie du filtre F_a . \otimes note la convolution discrète. f_i est la transformée de FOURIER inverse de F_i).

Comme le filtre F_i identifie la fonction de transfert de D/A à A/D, $\bar{P}_a(n) \approx P_a(n)$ et la stabilité du canal est assurée.

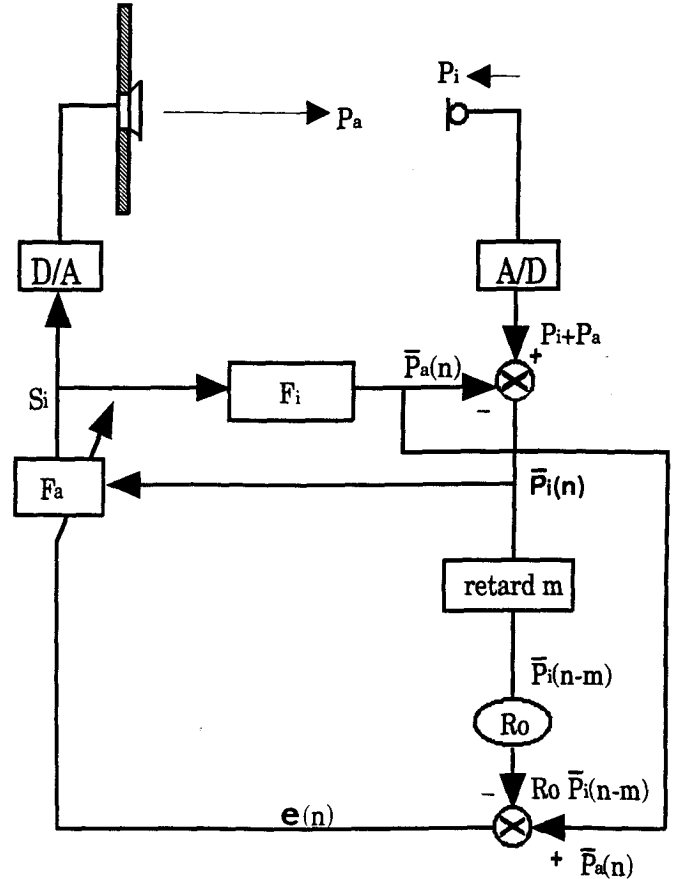


Figure 1. — Schéma de principe d'une cellule élémentaire.

La sortie de l'additionneur I est :

$$\bar{P}_i(n) = P(n) - \bar{P}_a(n) \approx P_i(n)$$

Puisqu'il existe une distance non nulle entre le haut-parleur et le microphone, un retard de m échantillons est introduit sur le signal $\bar{P}_i(n)$ pour pouvoir comparer le signal $\bar{P}_a(n)$ issu du haut-parleur et le signal $\bar{P}_i(n-m)$ issu de la source. Le choix de m dépend de la distance entre le haut-parleur et le microphone. Le filtre F_a sert à contrôler le niveau de retour du haut-parleur $P_a(n) (\approx \bar{P}_a(n))$ pour obtenir $\bar{P}_a(n) = R_0 \bar{P}_i(n-m)$ (R_0 est le coefficient de retour désiré), c'est-à-dire que le rapport $\bar{P}_a(n)/\bar{P}_i(n-m)$ au niveau du microphone soit égal à la valeur désirée R_0 . Le signal d'entrée du filtre F_a est le signal $\bar{P}_i(n)$. Le signal erreur $e(n)$, qui minimise la différence entre le signal $\bar{P}_a(n)$ et le signal $R_0 \bar{P}_i(n-m)$, sert à adapter les coefficients du filtre F_a . Après la convergence du filtre F_a , on a :

$$R_0 \bar{P}_i(n-m) = \bar{P}_a(n)$$

Si R_0 varie, le filtre F_a sera réajusté de façon adaptative. Il peut donc contrôler le coefficient de retour de la cellule pour obtenir un rapport donné $\bar{P}_a(n)/\bar{P}_i(n-m)$ au niveau du microphone.

3. Mise en œuvre des filtres adaptatifs

Les filtres F_i et F_a sont réalisés par les filtres adaptatifs numériques de type RIF (Réponse Impulsionnelle Finie) dont les coefficients sont ajustés selon l'algorithme LMS (*Least Mean Square*) de Widrow-Hoff [12]. L'ajustement du filtre F_i est illustré en figure 2 [8].

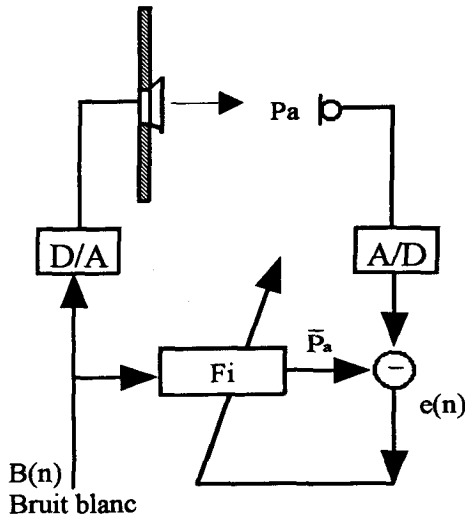


Figure 2. - Détermination de F_i par technique adaptative.

Les positions du microphone et du haut-parleur étant fixées, les coefficients du filtre F_i sont identifiés par l'algorithme des moindres carrés :

$$J(n) = \sum_{k=1}^n e^2(k) = \text{minimum}$$

d'où les formules récursives classiques [1][2][12] :

$$e(n+1) = P_a(n+1) - \underline{B}^T(n+1) F_i(n)$$

$$\underline{F}_i(n+1) = \underline{F}_i(n) + \underline{R}_N^{-1}(n+1) \underline{B}(n+1) e(n+1)$$

où

$$\underline{B}^T(n+1) = [b_{n+1} \quad b_n \quad \dots \quad b_{n-N+1}]$$

$$\underline{F}_i^T(n) = [f_{i1}(n) \quad f_{i2}(n) \quad \dots \quad f_{iN}(n)]$$

$$\underline{R}_N^{-1}(n+1) = \sum_{k=1}^{n+1} \underline{B}(k) \underline{B}^T(k)$$

N est l'ordre du coefficient de filtre.

En pratique, on utilise souvent l'algorithme du gradient stochastique (LMS) qui remplace la matrice $\underline{R}_N^{-1}(n+1)^{-1}$ par un scalaire δ positif appelé pas d'adaptation :

$$\underline{F}_i(n+1) = \underline{F}_i(n) + \delta \underline{B}(n+1) e(n+1)$$

La convergence du filtre adaptatif est assurée par un pas d'adaptation convenable : $0 < \delta < (N\sigma_{x^2})^{-1}$ (σ_{x^2} est la puissance du

signal d'entrée). Cet algorithme bien que sous optimal est largement utilisé en raison de sa simplicité et de sa robustesse.

Après une phase d'apprentissage, où la convergence du filtre F_i est assurée via l'utilisation d'un bruit blanc, les coefficients du filtre sont figés pour passer en phase de contrôle du niveau de retour du haut-parleur.

La Figure 3 représente en dB la séquence d'erreur relative $e_r(n) = e(n)/\sigma_b^2$ (σ_b^2 est la variance du signal d'entrée) obtenue par simulation de l'algorithme ci-dessus. Dans cette simulation on prend $P_a(n) = \underline{H}^T(n) \underline{B}(n)$, où H représente la réponse impulsionnelle de l'entrée du convertisseur numérique analogique (D/A) à la sortie du convertisseur analogique numérique (A/D). H est obtenu également par simulation à l'aide du logiciel EPI-DAURE développé par le C.S.T.B. de Grenoble [14] en prenant en compte la réponse impulsionnelle d'un haut-parleur placé dans une petite salle de concert (2200m³).

A la différence du filtre d'identification adaptative F_i , F_a est un cas de correction adaptative. En appliquant le même algorithme à la figure 1, la fonction de coût du filtre F_a devient :

$$J(n) = \sum_{k=1}^n \left\{ R_0 \bar{P}_i(k-m) - \underline{F}_i^T [\underline{F}_a^T(n) \bar{P}_i(k-1)] \right\}^2$$

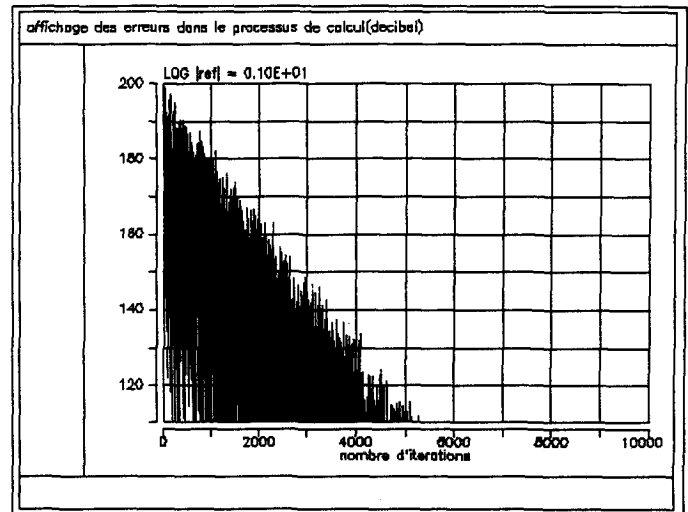


Figure 3. - La séquence d'erreur relative $e_r(n)$ du filtre d'identification F_i (décibel) (pour $N = 200$, fréquence d'échantillonnage : 40 KHz).

Le calcul du gradient de $J(n)$ par rapport à $\underline{F}_a^T(n)$ est rendu peu aisé à cause du terme $\underline{F}_i^T [\underline{F}_a^T(n) \bar{P}_i(k-1)]$, où $\underline{F}_a^T(n)$, $\bar{P}_i(k-1)$, et $[\underline{F}_a^T(n) \bar{P}_i(k-1)]$ sont des vecteurs. Pour résoudre ce problème, on introduit la matrice symétrique suivante :

$$\underline{\underline{P}}_i(k-1) = \begin{pmatrix} \overline{P}_i(k-1) & \overline{P}_i(k-2) & \dots & \overline{P}_i(k-N) \\ \overline{P}_i(k-2) & \dots & \dots & \overline{P}_i(k-N-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \overline{P}_i(k-N) & \overline{P}_i(k-N-1) & \dots & \overline{P}_i(k-2N+1) \end{pmatrix} \quad (1)$$

Avec cette matrice, on obtient les équations suivantes (voir l'annexe 1) :

$$\underline{F}_i^T \underline{F}_a^T \underline{P}_i(k-1) = \sum_{m=0}^{N-1} f_{im} \sum_{j=0}^{N-1} f_{aj}(n) \overline{P}_i(k-j-m-1)$$

$$\underline{F}_i^T \underline{P}_i(k-1) \underline{F}_a(n) = \sum_{j=0}^{N-1} f_{aj}(n) \sum_{m=0}^{N-1} f_{im} \overline{P}_i(k-j-m-1)$$

Donc on a la relation :

$$\underline{F}_i^T \underline{F}_a^T \underline{P}_i(k-1) = \underline{F}_i^T \underline{P}_i(k-1) \underline{F}_a(n)$$

La fonction de coût peut être représentée comme :

$$J(n) = \sum_{k=1}^n \left\{ R_0 \overline{P}_i(k-m) - \underline{F}_i^T \underline{P}_i(n) \underline{F}_a(n) \right\}^2$$

Le calcul de $\partial J(n) / \partial F_a^T(n) = 0$ développé en annexe 1 aboutit aux équations suivantes :

$$e(n+1) = R_0 \overline{P}_i(n+1-m) - \underline{F}_i^T \underline{P}_i(n) \underline{F}_a(n)$$

$$\underline{F}_a(n+1) = \underline{F}_a(n) + \delta \underline{P}_i(n) \underline{F}_i e(n+1)$$

$$R(n) = \frac{P_a(n)}{\overline{P}_i(n-m)}$$

Après convergence R sera à peu près égal à R_0 . La figure 4 montre en dB l'erreur relative d'estimation $e_r(n) = e(n) / \sigma_x^2$ (σ_x^2 est la variance du signal source) en fonction du nombre d'itérations pour un signal source $P_i(n)$ (extrait musical de l'Arlésienne de BIZET, numérisé sur 16 bits). La figure 5 et la figure 6 montrent la même tranche de cet extrait avant et après le traitement (nous avons pris $R_0 = 2$). Ces deux figures illustrent clairement le bon fonctionnement du système complet (incluant les filtres F_i et F_a).

Les résultats de la simulation montrent que le principe de fonctionnement d'une telle cellule est correct. En effet la consigne prescrite au filtre F_a était d'obtenir un rapport $R_0 = 2$ ce qui est parfaitement respecté au vu des valeurs maximales ($|\max|$) indiquées sur les figures 5 et 6. Les petites différences sur les signaux sont dues au fait que les algorithmes s'adaptent mieux dans les bandes de fréquences où l'énergie est prépondérante. Dans notre cas la partie basse fréquence est donc favorisée ce qui explique les petits écarts en haute fréquence sur le signal après traitement.

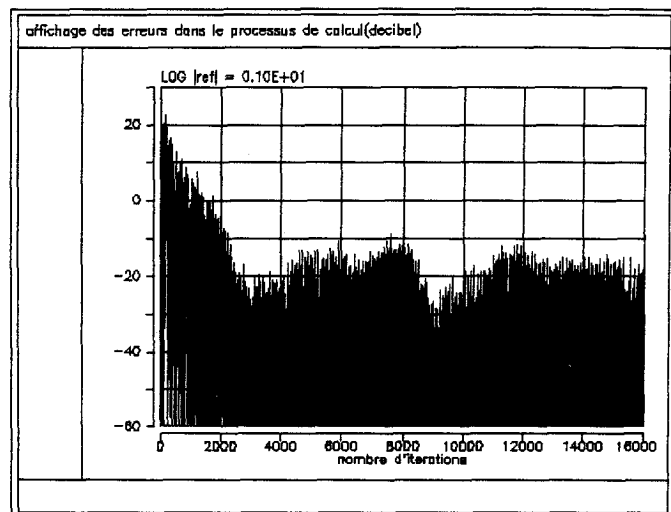


Figure 4. - La séquence d'erreur relative $e_r(n) = e(n) / \sigma_x^2$ par l'algorithme pilotant le filtre F_a (en décibel, convergence en 75 ms).

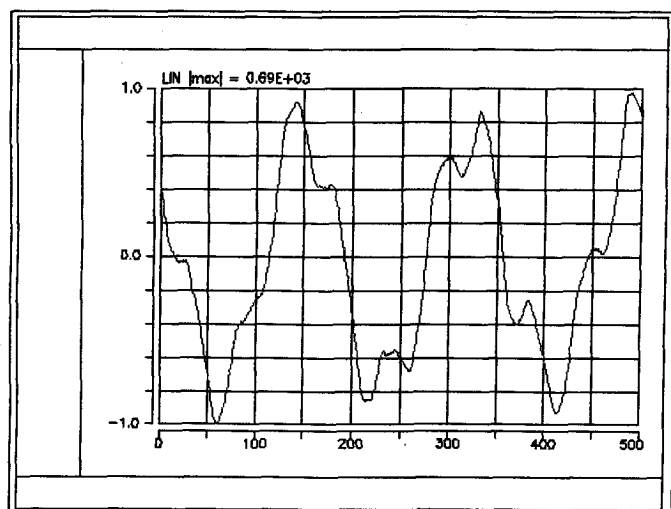


Figure 5. - Une tranche de musique avant traitement (Arlésienne de Bizet).

4. Réalisation temps-réel

Une implantation temps-réel d'une cellule élémentaire a été réalisée sur une carte OROS AU32 spécialisée pour le traitement de signaux audio. Cette carte propose l'acquisition et la restitution de signaux sur deux voies, ainsi que le traitement numérique du signal par un DSP Texas Instrument TMS320C30 (calcul au format flottant), dont la puissance de calcul est de 33 mégaflops crête (16Mflops réel).

A cause de la complexité du filtre F_a , la carte AU32 n'est pas assez puissante pour un fonctionnement complet en temps-réel. Une structure simplifiée a donc été testée en situation réelle (la figure 7). Dans cette structure le filtre F_a , qui fonctionne pour contrôler le coefficient de retour de la cellule (P_a/P_i) au niveau

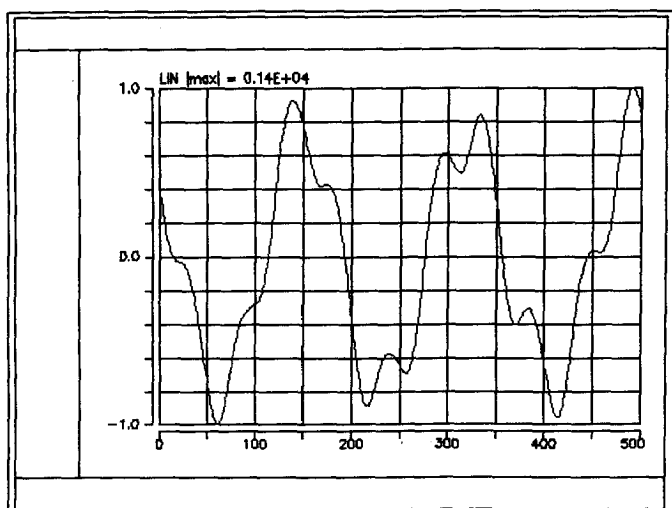


Figure 6. – La tranche de musique après traitement (Arlésienne de Bizet)

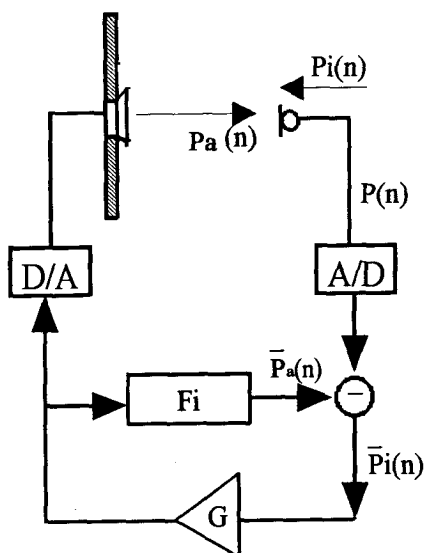


Figure 7. – Réalisation simplifiée d'une cellule.

du microphone, est supprimé. On affecte simplement le signal $\bar{P}_i(n)$ d'un gain numérique G avant émission. Donc le contrôle du coefficient de retour de la cellule est simplement assuré par le gain G . Par convention on désignera par coefficient de retour de la cellule le gain $(P_a/P_i)^2$ mesuré au niveau du microphone de la cellule.

La réalisation temps-réel se déroule en deux phases : identification puis soustraction.

Phase d'identification :

A chaque échantillon nous faisons (Figure 2) :

- émission de données SBLM (Séquence Binaire de Longueur Maximale)
- lecture de données reçues $P_a(n+1)$
- calcul de sortie du filtre $F_i : \underline{B}^T(n+1)\underline{F}_i(n)$

– calcul de l'erreur a priori :

$$e(n+1) = P_a(n+1) - \underline{B}^T(n+1)\underline{F}_i(n)$$

– mise à jour des coefficients du filtre

$$\underline{F}_i(n+1) = \underline{F}_i(n) + \delta \underline{B}(n+1) e(n+1)$$

Avec un pas d'adaptation convenable δ , le filtre converge bien. Pour un filtre d'ordre N , le coût global d'une itération du LMS est $4N+2$ opérations (lecture et écriture des données non comprises).

Phase de soustraction :

Une fois le filtre d'identification F_i fixé, les opérations suivantes sont effectuées à chaque échantillon :

– lecture des données issues du microphone :

$$P(n) = P_i(n) + P_a(n)$$

– calcul des sorties du filtre $F_i : \underline{X}^T(n)\underline{F}_i$

– soustraction : $\bar{P}_i(n) = P(n) - \underline{X}^T(n)\underline{F}_i$

– restitution de $G\bar{P}_i(n)$ (qui est $x(n+1)$ pour la prochaine itération)

La complexité de calcul est de $2N+1$ opérations (lecture et écriture non comprises).

Les deux phases de calculs ont été implantées en utilisant au maximum les possibilités de la carte AU32. Le calcul du filtre F_i dont l'ordre est de 200 points, phase la plus coûteuse, a été réalisé à une cadence d'échantillonnage de 16 KHz. Donnons ici les contraintes temporelles de chaque opération :

- lecture d'un échantillon : 3 cycles
- écriture d'un échantillon : 7 cycles
- algorithme LMS du filtre $F_i : 4N+1$ cycles
- opérations diverses (flag, push, pop...) : 50 cycles

Le nombre total de cycles nécessaires est de $4N+61$. Si $N=220$, 941 (= $4N+61$) opérations sont effectuées avec une fréquence d'échantillonnage de 16 KHz, soit une puissance de 16 Mflops qui représente la puissance réelle maximale de la carte. La soustraction est bien sûr moins coûteuse que la réalisation du filtre F_i . Seulement 8 Mflops sont nécessaires à sa réalisation. La figure 8 montre le filtre F_i après estimation pour $N=200$ (enceinte 3 voies Ellipson, microphone omnidirectionnel Neumann disposé à 40 cm du haut du médium).

Les algorithmes présentés ont été implantés sur la carte en exploitant au maximum la capacité de cette carte. En optimisant les paramètres tels que les caractéristiques de la SBLM (Séquence Binaire de Longueur Maximale) : séquence d'ordre 12 et d'amplitude 4096; le pas d'adaptation : 10^{11} ; l'ordre du filtre : 200 points (maximum), les performances du prototype d'une cellule ont été particulièrement étudiées. On cherche ici à mesurer le gain $(P_a/P_i)^2$ au niveau de la cellule. La figure 9 montre la méthodologie des mesures (le microphone de cellule et le microphone de mesure sont côte à côte). Le logiciel DBIMPULS (mis au point au C.S.T.B. et commercialisé par la société 01 db) permet de mesurer des réponses impulsionnelles de salles par émission de séquence binaire de longueur maximale et par calcul de l'intercorrélation entre la séquence émise par le haut-parleur de mesure

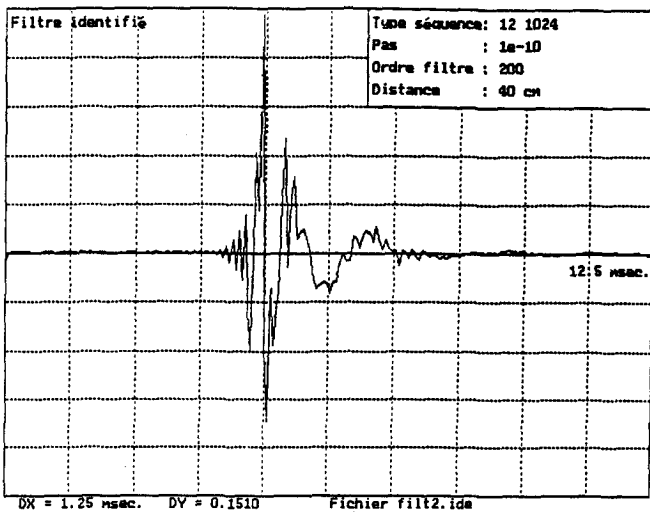


Figure 8. - Le filtre F_i calculé en temps-réel.

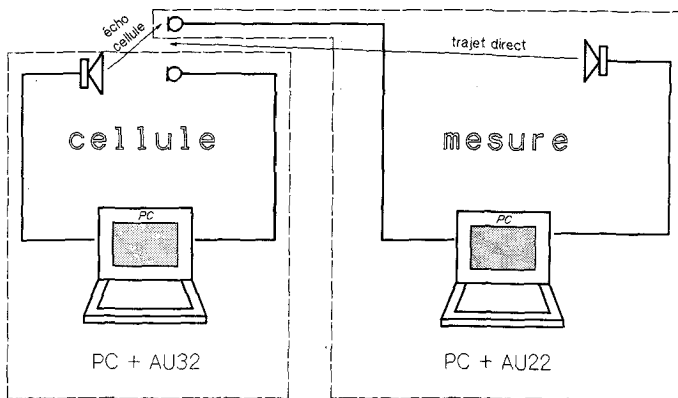


Figure 9. - La méthodologie de mesure.

et les données reçues au microphone de mesure. Des mesures de gain $(P_a/P_i)^2$, qui évalue les rapport des contenus énergétique de P_i (champ direct issu de la source haut-parleur de mesure et sur le microphone de mesure) et P_a (champ directement réfléchi par le haut-parleur de cellule sur le microphone de mesure), il apparaît que dans l'état actuel de l'implantation du système les gains maximaux admissibles en cas de cellule active par rapport au cas de cellule inactive sont de 15 dB avec la configuration utilisée. La figure 10 visualise l'influence d'une cellule. Les figures 10.a et 10.b présentent les réponses impulsionnelles mesurées entre le haut-parleur de mesure et le microphone de mesure respectivement lorsque la cellule est inactive puis active. Le retard entre le trajet direct et l'écho cellule provient du retard intrinsèque de la carte AU32 et du retard de propagation entre le haut-parleur et le microphone. Le niveau du trajet direct est le même dans les deux cas. Il apparaît plus faible sur la figure 10.b uniquement pour des commodités de représentation.

Théoriquement un gain beaucoup plus élevé pourrait être obtenu. Plusieurs essais nous ont confirmés que la limite du gain est due au fait que l'ordre du filtre est insuffisant. Cependant, les capacités

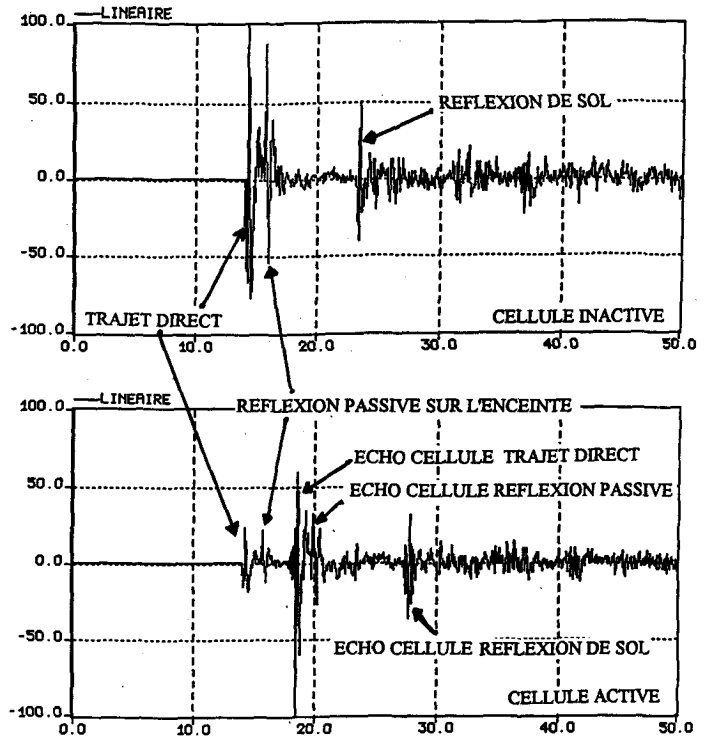


Figure 10. - (a) R.I. de hall avec une cellule mise en place mais non active. (b) R.I. de hall avec une cellule activée.

de la carte ne permettent pas d'augmenter l'ordre (en gardant la même fréquence d'échantillonnage).

Pour vérifier ceci, une deuxième carte est introduite comme convolveur afin de pouvoir programmer un filtre du haut-parleur au microphone désiré. La figure 11 en montre le principe :

Pour tenir compte du fait que le microphone est un additionneur (pression incidente + pression réfléchi par le HP), un signal $add(t)$ est ajouté à la sortie du convolveur (il représente le

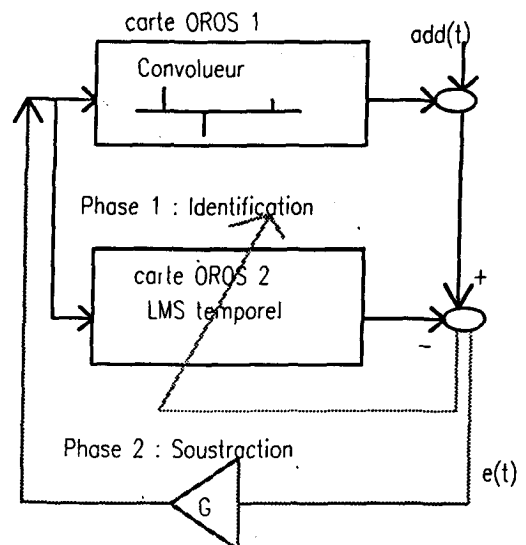
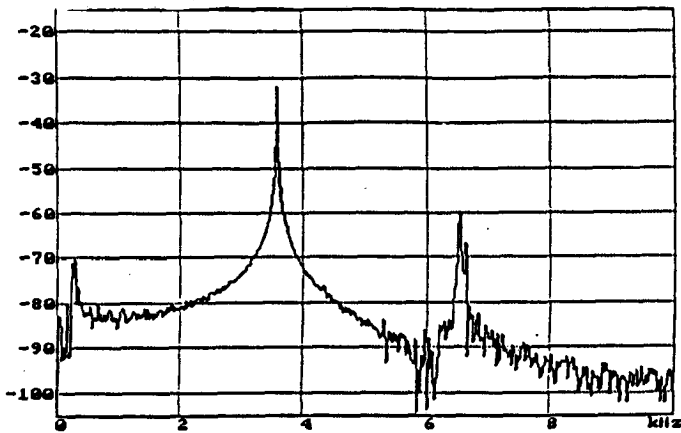
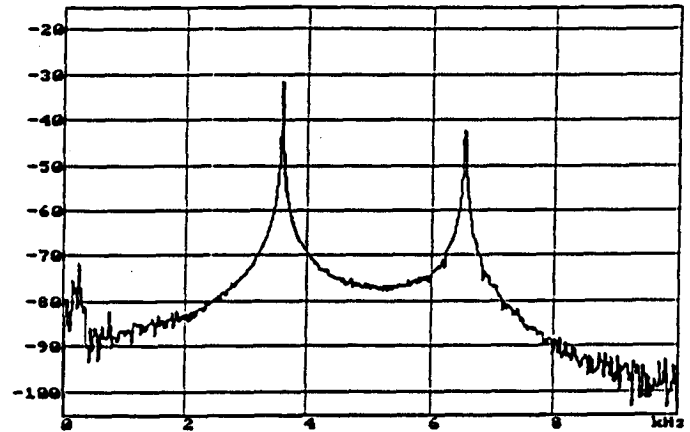


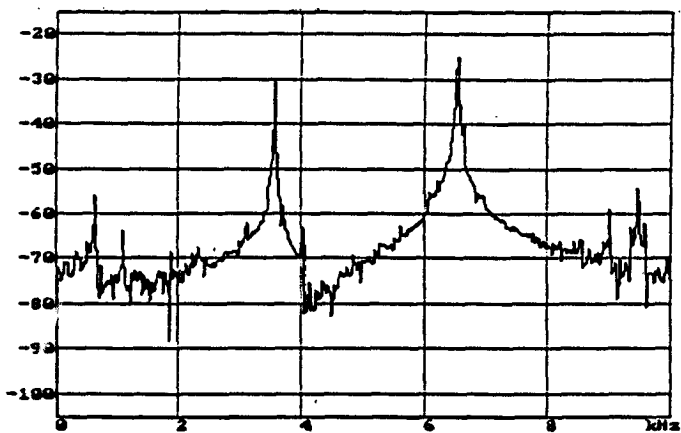
Figure 11. - Vérification de l'influence de l'ordre du filtre sur la limitation du gain.



12(a). – Signal incident : fréquence pure $f = 3500$ Hz; (2) Les 15 derniers coefficients (filtre passe-bande 5600-7200 Hz) ne sont pas pris en compte par l'identification (200 points).



12(b). – Evolution du signal de sortie du haut-parleur lorsque G augmente. L'instabilité monte dans la bande.



12(c). – Le gain G augmente. L'instabilité monte encore.



12(d). – Lorsque G est suffisamment important, l'accrochage se fait dans la bande non corrigée.

Figure 12. – Visualisation de la montée de l'instabilité dans le domaine fréquentiel.

signal P_i). Le filtre programmé dans le convolveur est composé de trois diracs : les deux premiers sont identifiés par le filtre adaptatif F_i de longueur 200 points; le troisième placé au 201ème point est ignoré par l'identification. On constate que la valeur du gain G obtenue est inversement proportionnelle à l'amplitude de ce troisième dirac. Si $A = 0$ (A est amplitude relative du dirac non identifié), des gains G de l'ordre de 50 sont atteints avant instabilité numérique vraiment provoquée par une erreur d'estimation du LMS. La limitation du gain provient donc essentiellement de la limitation du nombre de points du filtre F_i . D'autre part, il faut remarquer que cette observation est indépendante du signal $add(t)$ utilisé (forme et amplitude). On peut définir le phénomène observé par :

$$G_{\max} \cdot A = \text{constante} = K \text{ soit } G_{\max} = \frac{K}{A}$$

Pour confirmer que l'instabilité est due à l'erreur faite en oubliant d'identifier une partie de la réponse, on remplace le troisième dirac par la réponse impulsionnelle d'un filtre passe-bande (longueur

du filtre est le 15 et sa bande-passante est 5600 Hz–7200 Hz). Lorsqu'on augmente le gain G , l'instabilité apparaît dans la bande de fréquence du filtre omise par l'estimation. La figure 12 montre le spectre du signal observé lorsqu'on augmente le gain, en présence d'un signal $add(t)$ sinusoïdal de fréquence 3500 Hz et un filtre de bande-passante 5600 Hz–7200 Hz. Par cette figure, il est clair que l'instabilité apparaît dans la bande du filtre omise par l'estimation. Ce problème peut se rencontrer dans l'application d'annulation d'échos acoustiques pour téléphone main-libre et téléconférence [16].

5. Conclusion

Nous avons proposé dans cet article une structure, basée sur le filtrage adaptatif, d'une cellule élémentaire d'un système de contrôle actif des caractéristiques acoustiques d'une salle. Cette structure et

les algorithmes présentés permettent d'ajuster le niveau de retour d'un haut-parleur couplé à un microphone proche. Cet ensemble de cellules élémentaires pourra constituer une paroi virtuelle à coefficient de réflexion variable. La variation du coefficient de réflexion rend alors possible la modification des caractéristiques acoustiques d'une salle par exemple le temps de réverbération (par modification de l'absorption de la salle) et les premières réflexions. Les résultats de la simulation d'une cellule complète montrent que le principe de fonctionnement d'une telle cellule est correct. Un prototype d'une cellule simplifiée a été réalisé en temps-réel avec une carte de traitement de signaux audio. La structure complète n'est pas réalisée en temps-réel à cause de sa trop grande complexité par rapport aux capacités de la carte utilisée. Les performances du prototype ont été testées notamment en ce qui concerne la stabilité d'un couple de microphone et haut-parleur. Ceci montre que l'utilisation d'une carte basée sur les DSP classiques ne sera pas suffisante pour atteindre des gains importants tout en garantissant une bonne stabilité, même lorsque le microphone est proche du haut-parleur (10 cm) en utilisant un filtre RIF pour supprimer le couplage sur le son direct. Par contre une paroi virtuelle constituée d'ensemble de cellules suffit pour atteindre des réflexions équivalentes et même un peu plus importantes qu'un vrai mur réfléchissant de surface équivalente. Cette méthode s'avère utilisable en pratique pour changer ou modifier les caractéristiques d'une salle si l'on passe par la conception d'un circuit dédié.

6. Annexe

Selon la figure 1, on a le signal d'erreur :

$$\begin{aligned} e(n) &= R_0 \bar{P}_i(n-m) - \bar{P}_a(n) \\ &= R_0 \bar{P}_i(n-m) - \underline{F}_i^T \left[\underline{F}_a^T(n) \underline{\bar{P}}_i(n-1) \right] \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

La fonction de coût est alors :

$$J(n) = \sum_{k=1}^n \left\{ R_0 \bar{P}_i(k-m) - \underline{F}_i^T \left[\underline{F}_a^T(n) \underline{\bar{P}}_i(k-1) \right] \right\}^2 \quad (\text{A.2})$$

Remarquons que pour minimiser la fonction de coût, une opération de dérivée partielle directe de $J(n)$ par rapport à $\underline{F}_a^T(n)$ est difficile à effectuer à cause du terme $\underline{F}_a^T(n) \underline{\bar{P}}_i(k-1)$. Ce terme peut être réécrit de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \underline{F}_a^T(n) \underline{\bar{P}}_i(k-1) &= (f_{a0}(n) \ f_{a1}(n) \ \dots \ f_{aN-1}(n)) \begin{pmatrix} \bar{P}_i(k-1) \\ \bar{P}_i(k-2) \\ \vdots \\ \bar{P}_i(k-N) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

$$= \sum_{j=0}^{N-1} f_{aj}(n) \bar{P}_i(k-j-1)$$

alors le vecteur :

$$\underline{F}_a^T(n) \underline{\bar{P}}_i(k-1) = \begin{pmatrix} \sum_{j=0}^{N-1} f_{aj}(n) \bar{P}_i(k-j-1) \\ \sum_{j=0}^{N-1} f_{aj}(n) \bar{P}_i(k-j-2) \\ \vdots \\ \sum_{j=0}^{N-1} f_{aj}(n) \bar{P}_i(k-j-N) \end{pmatrix}$$

Par conséquent,

$$\underline{F}_i^T \left[\underline{F}_a^T(n) \underline{\bar{P}}_i(k-1) \right] = \sum_{m=0}^{N-1} f_{im} \sum_{m=0}^{N-1} f_{aj}(n) \bar{P}_i(k-j-m-1) \quad (\text{A.3})$$

Soit $\underline{\bar{P}}_i(k-1)$ une matrice symétrique telle que :

$$\underline{\bar{P}}_i(k-1) = \begin{pmatrix} \bar{P}_i(k-1) & \bar{P}_i(k-2) & \dots & \bar{P}_i(k-N) \\ \bar{P}_i(k-2) & \dots & \dots & \bar{P}_i(k-N-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \bar{P}_i(k-N) & \bar{P}_i(k-N-1) & \dots & \bar{P}_i(k-2N+1) \end{pmatrix} \quad (\text{A.4})$$

D'où

$$\underline{\bar{P}}_i(k-1) \underline{F}_a(n) = \begin{pmatrix} \sum_{j=0}^{N-1} f_{aj}(n) \bar{P}_i(k-j-1) \\ \sum_{j=0}^{N-1} f_{aj}(n) \bar{P}_i(k-j-2) \\ \vdots \\ \sum_{j=0}^{N-1} f_{aj}(n) \bar{P}_i(k-j-N) \end{pmatrix}$$

donc,

$$\begin{aligned} \underline{F}_i^T \underline{\bar{P}}_i(k-1) \underline{F}_a(n) &= \sum_{m=0}^{N-1} f_{im} \sum_{j=0}^{N-1} f_{aj}(n) \bar{P}_i(k-j-m-1) \\ &= \underline{F}_a^T(n) \underline{\bar{P}}_i(k-1) \underline{F}_i \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

D'après (A.3) et (A.5), on a alors :

$$\underline{F}_i^T \left[\underline{F}_a^T(n) \underline{\bar{P}}_i(k-1) \right] = \underline{F}_a^T(n) \underline{\bar{P}}_i(k-1) \underline{F}_i(n)$$

La formule (A.2) devient donc :

$$J(n) = \sum_{k=1}^n \{R_0 \underline{\underline{P}}_i(k-m) - \underline{\underline{F}}_a^T(n) \underline{\underline{P}}_i(k-1) \underline{\underline{F}}_i\}^2$$

La minimisation de la fonction de coût :

$$\frac{\partial J(n)}{\partial \underline{\underline{F}}_a^T(n)} = 0$$

conduit à :

$$\begin{aligned} \underline{\underline{F}}_a(n) &= \left[\sum_{k=1}^n \underline{\underline{P}}_i(k-1) \underline{\underline{F}}_i \underline{\underline{F}}_i^T \underline{\underline{P}}_i^T(k-1) \right]^{-1} \\ &\quad \left[\sum_{k=1}^n R_0 \underline{\underline{P}}_i(k-m) \underline{\underline{P}}_i(k-1) \underline{\underline{F}}_i \right] \\ &= \underline{\underline{R}}^{-1}(n) \underline{\underline{\gamma}}(n) \end{aligned} \quad (A.6)$$

où

$$\underline{\underline{R}}(n) = \left[\sum_{k=1}^n \underline{\underline{P}}_i(k-1) \underline{\underline{F}}_i \underline{\underline{F}}_i^T \underline{\underline{P}}_i^T(k-1) \right] \quad (A.7)$$

$$\underline{\underline{\gamma}}(n) = \left[\sum_{k=1}^n R_0 \underline{\underline{P}}_i(k-m) \underline{\underline{P}}_i(k-1) \underline{\underline{F}}_i \right] \quad (A.8)$$

Les relations récursives des (A.7) et (A.8) sont :

$$\underline{\underline{R}}(n+1) = \underline{\underline{R}}(n) + \underline{\underline{P}}_i(n) \underline{\underline{F}}_i \underline{\underline{F}}_i^T \underline{\underline{P}}_i^T(n)$$

$$\underline{\underline{\gamma}}(n+1) = \underline{\underline{\gamma}}(n) + R_0 \underline{\underline{P}}_i(n+1-m) \underline{\underline{P}}_i(n) \underline{\underline{F}}_i$$

L'expression récursive du vecteur des coefficients du filtre $\underline{\underline{F}}_a$ s'écrit :

$$\begin{aligned} \underline{\underline{F}}_a(n+1) &= \underline{\underline{R}}^{-1}(n+1) \underline{\underline{\gamma}}(n+1) \\ &= \underline{\underline{F}}_a(n) + \underline{\underline{R}}^{-1}(n+1) \underline{\underline{P}}_i(n) \underline{\underline{F}}_i R_0 \\ &\quad \underline{\underline{P}}_i(n+1-m) - \underline{\underline{F}}_i^T \underline{\underline{P}}_i^T(n) \underline{\underline{F}}_a(n) \end{aligned}$$

La quantité :

$$e(n+1) = R_0 \underline{\underline{P}}_i(n+1-m) - \underline{\underline{F}}_i^T \underline{\underline{P}}_i^T(n) \underline{\underline{F}}_a(n) \quad (A.9)$$

désigne l'erreur adaptative du système.

La mise à jour du vecteur des coefficients du filtre $\underline{\underline{F}}_a$ est finalement effectuée par :

$$\begin{aligned} \underline{\underline{F}}_a(n+1) &= \underline{\underline{F}}_a(n) + \underline{\underline{R}}^{-1}(n+1) \underline{\underline{P}}_i(n) \underline{\underline{F}}_i e(n+1) \\ &\approx \underline{\underline{F}}_a(n) + \delta \underline{\underline{P}}_i(n) \underline{\underline{F}}_i e(n+1) \end{aligned}$$

où δ est un réel appelé le pas d'adaptation. La convergence du filtre adaptatif est assurée si :

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

où σ_x^2 est la puissance du signal d'entrée [2].

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. Bellanger, *Traitement numérique du signal*, Paris, Edition Masson, Sep. 1987.
- [2] M. Bellanger, *Analyse des signaux et filtrage numérique adaptatif*, Paris, Edition Masson, 1989.
- [3] G. Berry et G.L. Crouse, « Assisted resonance », *Journal of the Audio Engineering Society*, Vol. 24, N°3, April 1976, pp.171-176.
- [4] J.G. Charles, J. Miller et H. Gwatkin, « Assisting the assisted resonance at the central Hall », York, UK *Applied Acoustics*, 21(1987), pp.199-223.
- [5] R. Genereux, « Adaptive filter for loudspeakers and room », *Audio Engineering Society*, 93rd convention, San Francisco, 3375(E-3), Oct. 1993.
- [6] D. Guicking et K. Karcher, « Active impedance control for one-dimensional sound », *Journal of Vibration, Acoustics, Stress and Reliability in Design*, Vol. 106, July 1984, pp.393-396.
- [7] D. Guicking, K. Karcher et M. Rollwage, « Coherent active methods for applications in room acoustics », *J. Acoust. Soc. Am.*, 78(4), Oct. 1985, pp.1426-1434.
- [8] D. Guicking et M. Wenzel, « Adaptive filter concept for active control of acoustic wall impedance », *ASME, The winter annual meeting Anaheim*, California, Dec. 1986, pp.1-3.
- [9] D. Griesinger, « Improving room acoustics through time-variant synthetic reverberation », *Audio Engineering Society*, 90th convention, Paris, 3014(B-2), Feb. 1991.
- [10] S.H. de Koning, « The MCR system — multiple-channel amplification of reverberation », *Philips Tech. Rev.* 41, 1983/84, pp.12-23.
- [11] N.V. Franssen, « Sur l'amplification des champs acoustiques », *Acoustica*, Vol. 20, Hef 6, 1968, pp.315-323.
- [12] B. Widrow et S.D. Stearns, « Adaptive signal processing », *Englewood cliffs*, New Jersey, Prentice-Hall, 1985.
- [13] M.R. Schroeder, « Improvement of acoustic feedback stability by frequency shifting », *The Journal of the Acoustical Society of America*, Vol. 36, N°9, Sep. 1964, pp.1718-1724.
- [14] J. Martin, D. Van Maercke et J. P. Vian, « Binaural simulation of concert halls : A new approach for the binaural reverberation process », *J. Acoust. Soc. Am.*, 94(6), Dec. 1993, pp.3255-3264.
- [15] L.M. Van de Kerkhof and W.J.W. Kitzen, « Tracking of a time-varying acoustic impulse response by an adaptive filter », *IEEE Transaction on Signal Processing*, Vol. 40, N°6, June 1992, pp.1285-1294.
- [16] E. Hänslér, « The hands-free telephone problem — An annotated bibliography — An update », *Third International Workshop on Acoustic Echo Control*, 7&8, Sep. 1993, pp.5-18.

LES AUTEURS

Zhen REN



Diplômée « Bachelor of Engineering » de l'Institut National Polytechnique de Nankin (Chine) en 1984, « Master degree » en automatique de l'université Sud-Est de Chine en 1990, D.E.A. Signal Image Parole de l'INPG en 1991, Zhen REN est actuellement en thèse à l'INPG. Son travail effectué au CSTB Grenoble porte sur l'acoustique active dans les salles de spectacles.

Jacques MARTIN



Diplômé ingénieur ICPI en 1980, Jacques Martin a soutenu une thèse de Docteur Ingénieur en traitement du signal à l'INPG en 1983. De 1984 à 1988 il a travaillé au CNET sur l'identification et la modélisation du canal radio mobile urbain à 900 MHz. Depuis 1988 il a rejoint le service acoustique du CSTB Grenoble. Ses activités de recherche concernent l'acoustique des salles, les environnements sonores virtuels et la propagation des ondes électromagnétiques dans les bâtiments dans le domaine des micro-ondes.

Manuscrit reçu le 14 Avril 1994.