

EGALISATION ADAPTATIVE GRACE AUX FILTRES EN TREILLIS

B.PHILIBERT - W.KOFMAN

CEPHAG, UA346 CNRS, ENSIEG, BP46, F-38402 St Martin d'Hères Cedex

RESUME

Dans le but d'optimiser un compensateur adaptatif (installé en amont du canal) nous présentons ici des méthodes de compensation utilisant les propriétés des algorithmes en treillis. Ce problème a déjà été traité à plusieurs reprises lorsque le compensateur est un élément de la chaîne de réception. Nous proposons une solution adaptative où ce système fait partie de la chaîne d'émission : Connaissant l'excitation du milieu de transmission, on estime le canal par une structure treillis transversale. Il s'agit alors de calculer ou d'estimer l'inverse de cette estimation. La structure treillis le permet en inversant seulement le sens de circulation dans l'une des branches. Nous proposons deux méthodes d'estimation et d'inversion du canal. La seconde permettant de diminuer largement la charge de calcul. Nous donnons les résultats de simulation.

SUMMARY

As we want to optimize an adaptive channel compensation system, we present here some algorithms using lattice properties. This kind of system has been already studied, but the compensation algorithm took place in the reception network. We propose a solution with the algorithm in the emission network: as we know the emission and the reception signals, we compute an estimate of the propagation channel filter using a transversal lattice estimation algorithm. Then we estimate or we compute the inverse filter using properties of lattice filters. We present two different system and we give results for a simulation.

INTRODUCTION

Dans les problèmes de communication, il est souvent nécessaire de compenser les effets du canal de transmission sur les signaux transmis. En effet, la présence de trajets multiples altère la communication en générant des phénomènes d'interférences. Ces dégradations sont compensées par un système de compensation inséré en un point de la chaîne de transmission. En général, le système de compensation prend place dans la chaîne de réception où il est plus simple à mettre en œuvre. Cette configuration a fait l'objet d'une littérature abondante jusqu'à ce jour [1]. Cependant, on ne peut pas l'utiliser si le récepteur est passif ou s'il ne peut pas être asservi. C'est le cas lorsqu'on cherche à compenser des phénomènes acoustiques dans une salle de conférence (l'oreille humaine n'est pas un récepteur modifiable ...) ou dans certains cas de transmission sous-marines notamment. La compensation des effets du canal de transmission doit alors se faire dans la chaîne d'émission : nous appelons cette structure un système de compensation amont . Nous présentons sur la figure n° 1 le schéma classique de la compensation amont.

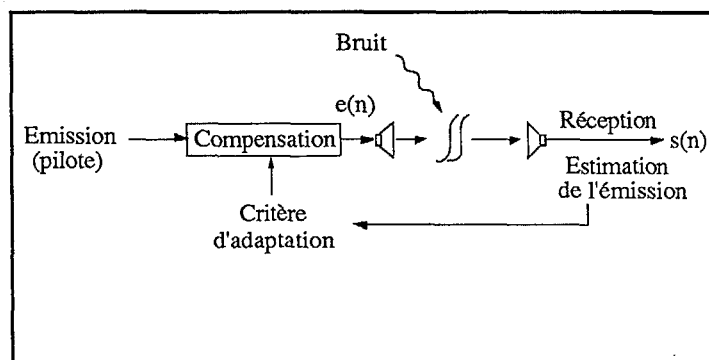


figure n°1

Le système compensateur doit s'adapter aux variations du canal de transmission. On le remet à jour grâce à l'observation de deux signaux :

- le signal pilote, qui est le signal que l'on désire effectivement obtenir après la transmission,

- un signal reçu sur un récepteur de contrôle qui est placé le plus près possible du récepteur que l'on désire réellement asservir. Dans le cas de la transmission acoustique, ce système va permettre de compenser les phénomènes d'échos au voisinage du point de contrôle. Le récepteur est alors un



microphone ou un hydrophone dont les caractéristiques sont très proches du récepteur à asservir.

Nous supposons que la relation liant le signal émis au le signal reçu est linéaire. Les systèmes compensateurs amont que nous présentons ici, calculent une estimée de l'"inverse" du canal de propagation en suivant un critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne, erreur mesurée entre le pilote et le signal reçu sur le récepteur de contrôle.

Le modèle du canal de transmission est un filtre causal, où chaque trajet est associé à un retard de propagation. Ces derniers ne peuvent pas être compensés correctement par le filtre "inverse" sans générer une partie non-causale). Aussi, il est nécessaire de retarder artificiellement le signal pilote de façon à compenser les retards de propagations.

Dans la première partie, nous présentons la solution linéaire optimale (ou dite "de Wiener") au problème de la compensation Amont. Nous montrons qu'elle se résume à l'identification conjointe de deux filtres. Ces identifications peuvent être réalisées par des méthodes différentes. L'une des plus classique consiste à identifier chacun des filtres par un algorithme du gradient [II]. Nous nous sommes servis de cet algorithme comme référence pour mesurer les performances des deux algorithmes testés. Nous donnons brièvement l'algorithme résultant.

D'autres méthodes, plus rapides ont été développées ces dernières années. Il s'agit notamment des algorithmes des moindres carrés rapides, des algorithmes F.A.E.S.T., et des algorithmes treillis. Si les premiers présentent des problèmes de divergence, il n'en est pas de même des algorithmes en treillis dont l'avantage principal est leur grande stabilité.

Dans la deuxième partie, nous présentons des algorithmes basés sur une structure treillis, dont les propriétés et les performances permettent d'améliorer les résultats de la compensation. Pour cela, nous rappelons brièvement la méthode d'identification d'un filtre tous-zéros par un algorithme treillis. Nous comparons alors les deux méthodes proposées à la méthode gradient, sur un cas simple de canal de propagation.

1 - COMPENSATION AMONT - SOLUTION DE WIENER

Soient $p(n)$ le signal pilote
 $e(n)$ le signal transmis (après compensation)
 et $s(n)$ le signal reçu sur le récepteur de contrôle.

Nous supposons qu'il existe une relation de filtrage linéaire entre $e(n)$ et $s(n)$:

$$s(n) = \sum_{i=0}^M m_i \cdot e(n-i)$$

Le système de compensation doit estimer un filtre h :

$$e(n) = \sum_{i=0}^N h_i \cdot p(n-i)$$

tel que l'erreur de compensation $\varepsilon(n) = s(n) - p(n-k)$ soit minimale en moyenne quadratique (k représente le retard introduit dans le système pour rendre l'estimateur H causal). Cela nous conduit à la solution de Wiener :

$$\underline{H} = \mathbf{R}_{Y_1}^{-N} \underline{r}_{PY_1} \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{R}_{Y_1}^N \text{ est la matrice d'autocorrélation} \\ \text{de } Y_1 (N \times N) \\ \underline{r}_{PY_1} \text{ est le vecteur d'intercorrél} \\ \text{entre le pilote et } Y_1 \end{array} \right.$$

en posant :

$$Y_1(n) = \sum_{i=0}^M m_i \cdot p(n-i)$$

Le signal Y_1 est le signal qui serait reçu sur le récepteur de contrôle si on émettait directement le signal pilote dans le canal de propagation. Ce signal est inconnu, il nous faut donc en calculer une estimation. Pour cela, nous résolvons un problème classique d'identification du canal de propagation, ce qui nous conduit aux équations suivantes :

$$\underline{M} = \mathbf{R}_e^{-M} \underline{r}_{se} \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{R}_e^M \text{ est la matrice d'autocorrélation} \\ \text{de } e (M \times M) \\ \underline{r}_{se} \text{ est le vecteur d'intercorrél} \\ \text{entre } s \text{ et } e (M \times 1) \end{array} \right.$$

Cela nous conduit au système décrit sur la figure n°2 :

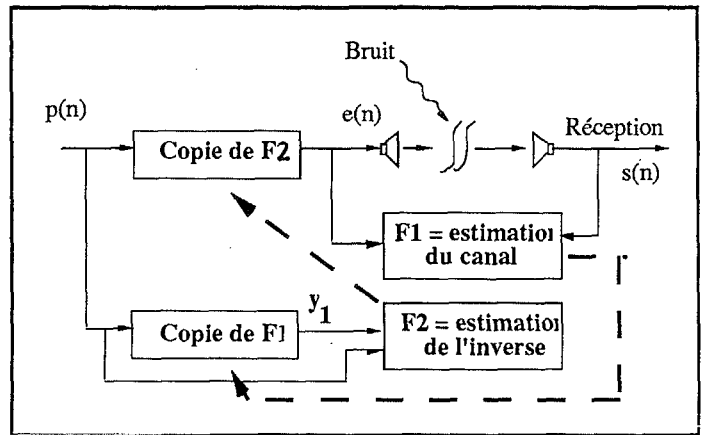


figure n°2

Les estimations de H et de M sont interdépendantes. Si les algorithmes choisis sont peu stables, la divergence de l'un des filtres entraînera celle de l'autre. Il convient donc de choisir des algorithmes suffisamment robustes pour garantir la stabilité. Nous présentons ci-après deux de ces algorithmes que nous comparons avec la structure basée sur le gradient L.M.S. dont les équations suivent :

$$\underline{M}(n+1) = \underline{M}(n) + \mu_M \cdot \underline{E}(n) \cdot \left(s(n) - \underline{M}^T(n) \cdot \underline{E}(n) \right) \quad (M \times 1)$$

$$\underline{H}(n+1) = \underline{H}(n) + \mu_N \cdot \underline{Y}_1(n) \cdot \left(p(n) - \underline{H}^T(n) \cdot \underline{Y}_1(n) \right) \quad (N \times 1)$$

$$\underline{Y}_1(n+1) = \underline{H}^T(n) \cdot \underline{P}(n)$$

$$(\underline{X}^T(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-L+1)] \text{ vecteur } L \times 1)$$

2 - IDENTIFICATION AR EN TREILLIS

La structure décrite ci-dessus peut-être réalisée avec des algorithmes plus rapides. Nous excluons les algorithmes type Kalman rapides, trop instables et nous utilisons des treillis. Rappelons brièvement la structure d'un algorithme en treillis appliqué à l'identification. Il peut algorithmes se décomposer en

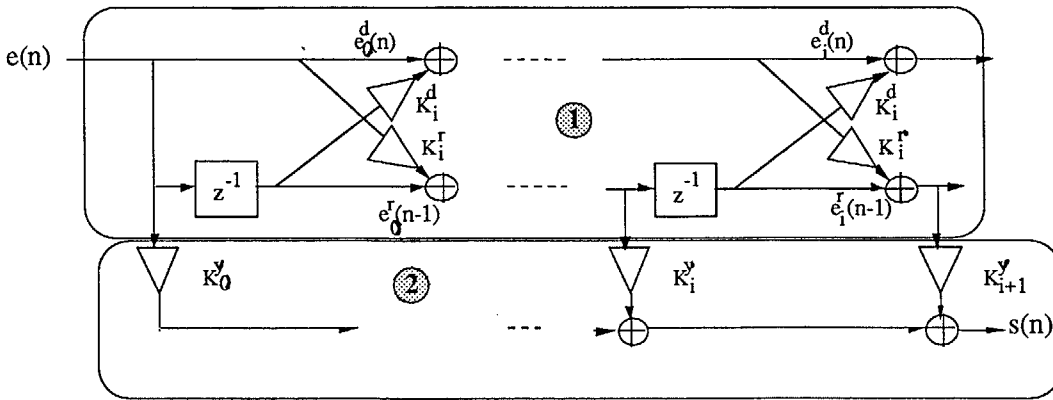


figure n°3

deux parties comme il est montré sur la figure n° 3 [II - III - IV] :

- le réseau treillis (1) est composé de N cellules de même forme. Il permet d'obtenir un jeu de N valeurs e_i^r décorréllées les unes des autres ce qui simplifie l'estimation des coefficients K_y de la deuxième partie. Le réseau treillis est un blanchisseur. Chaque cellule du réseau est composée d'un retard et de deux coefficients K_d et K_r qui sont les coefficients de réflexion direct et rétrograde. Si le signal émis est stationnaire, ces coefficients sont identiques dans chaque cellule : $K_d(i)=K_r(i)$.

- La deuxième partie (2) est un réseau échelle, dont les coefficients K_y estiment le filtre à identifier (canal de propagation ou système compensateur).

3 - SYSTEME DE COMPENSATION

Le premier système présenté reprend la structure déjà décrite dans le cas d'algorithmes gradients (nous appellerons système treillis). Nous ne détaillerons pas sa structure ici.

Le second est basé sur une propriété intéressante des filtres en treillis :

Il est possible de calculer de vecteur $\underline{M}(n)$ à partir des coefficients de réflexion des treillis estimateur de canal de transmission. Connaissant ce vecteur, on peut reconstruire un filtre en treillis sans réseau échelle. La sortie de ce filtre peut s'écrire en fonction des nouveaux coefficients de réflexion et de l'entrée :

$$s(n) = e_N^d(n) = e(n) + \sum_{i=0}^{N-1} K_i^r \cdot e_i^r(n-1)$$

Cette équation peut se ré-écrire :

$$e(n) = s(n) - \sum_{i=0}^{N-1} K_i^r \cdot e_i^r(n-1)$$

Cela revient à changer le sens des circulations des données comme cela est décrit dans la figure n° 4.

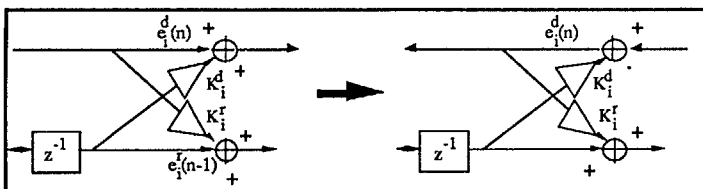


figure n°4

Le filtre obtenu réalise un filtrage inverse. Nous proposons une structure basée sur cette propriété. L'algorithme proposé comprend trois étapes :

- estimation du canal de transmission
- calcul du filtre inverse
- insertion du filtre dans la chaîne d'émission.

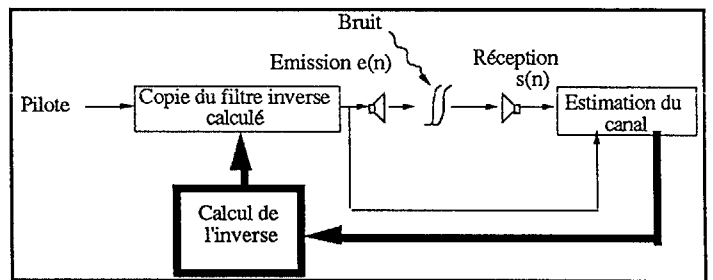


figure n°5

Nous appellerons "système inverse calculé" le système résultat.

Remarque : le filtre inverse ainsi calculé ne comporte que des pôles. Pour garantir sa stabilité, il faut qu'ils aient tous un module <1. Nous présentons une simulation où cette contrainte est respectée. Le milieu est modélisé par un faible nombre de trajets dont le plus rapide est prépondérant.

Nous indiquons sur le tableau suivant les coûts-calcul de chacun des algorithmes étudiés :

Système L.M.S.	Système treillis	Système inverse calculé
*/+ : 3M+2N+2	*/+ : 10M+10N	*/+ : 13 M
+/- : 3M+2N-1	+/- : 7M+7N	+/- : 8M

figure n°6

4 - SIMULATION

Les algorithmes ont été testés sur les mêmes signaux. Le canal de transmission est modélisé par :



$$M(z) = 1 + 0,215.z^{-1} - 0,18.z^{-2} + 0,13.z^{-3}$$

On ajoute au signal reçu un bruit blanc centré tel que le rapport signal à bruit soit : $[S/B] = 10$ dB. Le signal pilote est un bruit blanc filtré passe-bas ($H(z) = 1 + 0,3z^{-1} + 0,1z^{-2}$). Les résultats ont été portés sur une même figure (Cf figure n° 7) où chaque courbe représente l'évolution de l'erreur de compensation d'un algorithme en fonction du nombre d'itérations. Pour plus de cohérence, les erreurs ont été moyennées à l'aide d'une fenêtre glissante sur 100 échantillons.

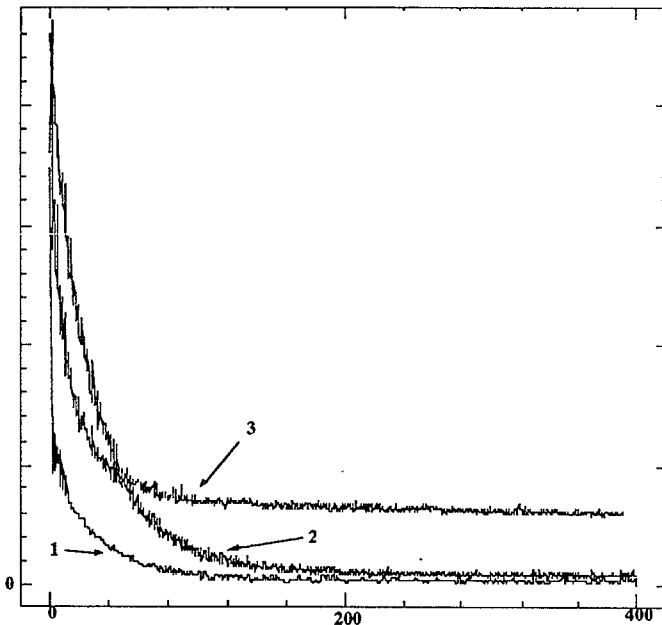


figure n° 7

La courbe n° 2 présente l'évolution de l'erreur pour le système L.M.S. La compensation a été réalisée avec les paramètres suivants :

$$N = 30$$

$$M = 6$$

$$k = 10 \text{ (retard imposé sur le pilote).}$$

Ces paramètres sont valables pour toutes les simulations. Nous avons choisi les facteurs d'adaptation μ_M et μ_H les plus grands possibles pour permettre l'estimation la plus rapide : $\mu_M = \mu_H = 0,2$ (rapporté à la puissances des signaux transmis). La courbe n° 2 sert de référence aux autres simulations.

La courbe n° 1 présente l'évolution du système treillis. Nous voyons que l'erreur résiduelle est aussi très faible. Cet algorithme converge plus rapidement que le système L.M.S. vers la solution exacte. Bien qu'il soit coûteux en nombre de calculs, il reste très intéressant du fait de sa vitesse d'adaptation et de sa grande stabilité. Il est utilisable dans un environnement sévère où le canal de transmission peut présenter des variations rapides ou lorsque la réception est très bruitée.

Enfin, la courbe n° 3 présente le système inverse calculé. L'erreur résiduelle observée est plus forte que le système L.M.S. mais sa convergence est plus rapide. La valeur de l'erreur s'explique parce que l'estimation se fait sur les coefficients du filtre transversal (estimateur du canal). Un faible écart par rapport à la valeur exacte peut entraîner une variation plus grande de la réponse impulsionnelle du filtre AR inverse. Cependant, cet algorithme reste intéressant pour certains

applications où le filtre du canal est bien estimé car il diminue le nombre de calculs nécessaires à la compensation. Il faut donc l'utiliser pour des rapports $[S/B]$ suffisamment forts.

CONCLUSION

Nous avons présenté trois méthodes de compensation dont nous avons étudié les performances dans une zone de fonctionnement stable. Nous avons montré que l'usage d'un système compensateur basé sur les algorithmes en treillis améliore les performances en vitesse d'adaptation. Cependant, l'emploi de l'algorithme avec inverse calculé reste délicat et limité à des applications où le rapport $[S/B]$ est bon. Il est surtout intéressant pour des signaux peu bruités.

BIBLIOGRAPHIE

- [I] Widrow et al. "Adaptive noise cancelling : principles and applications" Proc. of the IEEE, vol 63 n°12, pp1692-1716, Dec.1975
- [II] W.Kofman et A.Silvent "Adaptive estimator of a filter and its inverse" Proc. of the IFAC Workshop (San Francisco - USA), pp 249-251 June 1983
- [III] D.T.L Lee, M. Morf, B. Friedlander "Recursive least square ladder estimation algorithms" IEEE Trans. on Acoustic Speech and Signal Processing, vol. ASSP-29 N°3, PP627-641, JUNE 1981
- [IV] FRIEDLANDER "Lattice filters for adaptive processing", Proc.IEEE, vol 70, p 829, Août 1982
- [V] D.T.L. Lee et M.Morf "Recursive square root ladder estimation algorithms" Proc. of the IEEE, ICASSP (Denver) April 1980