



NICE du 20 au 24 MAI 1985

ESTIMATION ADAPTATIVE DE RETARD, APPLICATION A  
L'ANNULATION D'ECHO

M. H. BASTANI et G. KAWAS-KALEH

ENST, 46 RUE BARRAULT, 75 634 PARIS CEDEX 13

## RESUME

Soient un signal  $x(t)$  et une observation  $z(t)=x(t)*g(t)+w(t)$ , où  $*$  désigne la convolution,  $g(t)$  est une réponse impulsionnelle inconnue et  $w(t)$  un bruit. Nous présentons ici une méthode efficace pour l'estimation du retard de groupe  $D$  de  $g(t)$  défini comme la valeur de  $s$  pour laquelle  $R_{zx}(s)$ , la fonction d'intercorrélation de  $z(t)$  et  $x(t)$ , est maximum. Le problème est motivé par l'annulation d'écho distant en téléphonie où  $x(t)$  représente la parole de l'un des deux abonnés,  $w(t)$  est celle de l'autre abonné et  $g(t)$  est le canal d'écho à identifier. L'annuleur d'écho fournit une estimation de l'écho  $x(t)*g(t)$  et soustrait l'estimée de l'observation  $z(t)$ . La connaissance de  $D$  permet de réduire la complexité du traitement nécessaire.

La méthode proposée pour estimer  $D$  est basée sur une version analogique de l'algorithme du gradient. Afin d'assurer sa convergence, l'algorithme est forcé de suivre l'enveloppe de  $R_{zx}(s)$  pour éviter son accrochage à un extremum local de  $R_{zx}(s)$ . L'enveloppe est calculée et la structure d'un estimateur adaptatif est déduite. Le résultat de simulation confirme la validité de la méthode.

## SUMMARY

Given a signal  $x(t)$  and an observation  $z(t)=x(t)*g(t)+w(t)$ , where  $*$  denotes convolution,  $g(t)$  is an unknown impulse response and  $w(t)$  is noise, we present an efficient method to estimate the envelope delay  $D$  of  $g(t)$  defined as the value of  $s$  which maximizes  $R_{zx}(s)$ , the cross-correlation function of  $z(t)$  and  $x(t)$ . The problem is motivated by an application in far-end echo cancelling in telephony. In this application  $x(t)$  represents speech from one of the customers,  $w(t)$  is the other customer's speech and  $g(t)$  is the echo channel to be identified. An echo canceller removes the echo  $x(t)*g(t)$  by forming its estimate and subtracting it from  $z(t)$ . The knowledge of  $D$  allows to reduce the complexity of the canceller.

The proposed method to estimate  $D$  is based on an continuous-time gradient algorithm. The convergence of this algorithm may not be reached due to the existence of local extrema in  $R_{zx}(s)$ . The paper suggests to force the algorithm to follow the envelope of this function. The envelope is calculated and a structure of an adaptive estimator is deduced. Simulation results confirm the validity of the method.



## I. INTRODUCTION

L'interférence en téléphonie du signal de l'émission sur le signal désiré reçu est appelé ECHO. Sa suppression par un traitement approprié contribue grandement à l'amélioration de la qualité du système de transmission. Deux types d'écho se manifestent : l'écho local, qui provient de la fuite du signal émis à travers les circuits de l'émetteur, et l'écho distant qui représente le signal émis après avoir parcouru une partie ou tout le chemin, d'aller et de retour, vers le destinataire. L'écho distant est donc une réplique retardée et distordue du signal émis; sa nuisance dépasse celle de l'écho local surtout lorsque le retard est supérieur à quelques dizaines de millisecondes comme est le cas dans le canal de satellite. La suppression de l'écho consiste à l'estimer et puis à soustraire l'estimée du signal reçu; voir la Fig. 1. L'estimation s'obtient par l'intermédiaire d'un filtre linéaire, appelé annuleur d'écho, qui modélise le canal d'écho et dont l'entrée est le signal d'émission et dont la sortie est l'estimée recherchée. Le problème est ainsi réduit à l'identification des paramètres de ce filtre; ils sont déterminés de façon à minimiser l'erreur quadratique moyenne de l'estimation qui représente la puissance de l'écho résiduel. La complexité de ce traitement peut être considérablement réduite si le retard est considéré comme un paramètre de l'annuleur d'écho et que l'on cherche à estimer; l'annuleur d'écho est alors réalisé sous forme de deux filtres en parallèle: un estimateur de l'écho local et un estimateur de l'écho distant; ce dernier, comme le montre la Fig. 2, étant une cascade d'un élément de retard D et d'un filtre de complexité réduite. Un procédé pour estimer D est proposé dans [2].

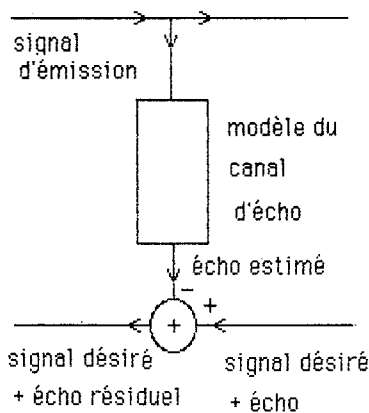


Fig. 1 : Principe de l'annuleur d'écho

Nous nous intéressons uniquement dans la suite à l'écho distant qui sera désigné simplement par écho et nous développons une méthode adaptative pour estimer son retard D.

Le retard est défini au paragraphe II. Le paragraphe III présente le principe d'un algorithme du gradient analogique et explique l'intérêt de l'utilisation de l'enveloppe de la fonction d'intercorrélation du signal d'observation et du signal d'émission. L'expression de cette enveloppe est donnée dans le paragraphe IV. Le schéma de l'estimateur adaptatif est déduit au paragraphe V; Enfin le paragraphe VI présente les résultats de simulation.

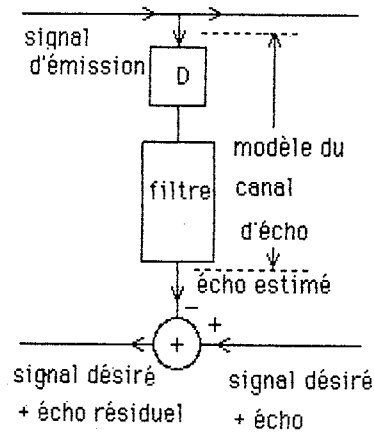


Fig. 2: Annuleur de l'écho distant.

## II. DEFINITION DU RETARD

Soit l'observation

$$z(t) = y(t) + w(t) \quad (1a)$$

$$y(t) = x(t) * g(t) \quad (1b)$$

où \* désigne la convolution,  $y(t)$  est l'écho,  $x(t)$  est le signal d'émission que l'on suppose centré et stationnaire au sens large,  $g(t)$  est la réponse impulsionnelle du filtre qui modélise le canal d'écho et que l'on cherche à identifier et  $w(t)$  est un bruit indépendant de  $x(t)$  qui contient le signal de réception. Le retard D est défini comme la valeur de s qui



## ESTIMATION ADAPTATIVE DE RETARD, APPLICATION A L'ANNULATION D'ECHO

maximise la fonction d'intercorrélation  $R_{yX}(s)$ ;

$$R_{yX}(s) = E [ y(t) x^*(t-s) ] \quad (2)$$

où  $E$  désigne l'espérance mathématique, et  $*$  le conjugué complexe. Le choix de cette définition s'explique de la façon suivante. Lorsque la fonction de transfert du canal d'écho  $G(f)$  est à phase linéaire,  $D$  correspond au retard de groupe de  $G(f)$ ; i.e.

$$G(f) = |G(f)| \exp(-j 2\pi f D) \quad (3)$$

En effet,  $R_{yX}(s)$  est lié à la densité spectrale de puissance  $S_X(f)$  de  $x(t)$  par la relation

$$R_{yX}(s) = \int S_X(f) G(f) \exp(j 2\pi f s) df$$

En utilisant la forme particulière (3) on trouve

$$R_{yX}(s) = \int S_X(f) |G(f)| \exp(j 2\pi f (s-D)) df$$

Le membre de droite de cette fonction s'interprète comme la fonction d'autocorrélation  $R_{(y-D)}$  d'un processus stationnaire réel de densité spectrale de puissance  $S_X(f) |G(f)|$ . Elle est donc maximum à  $s=D$ .

Comme  $w(t)$  est indépendant de  $x(t)$ , on a  $R_{zX}(s) = R_{yX}(s)$  et le retard  $D$  est donc la valeur de  $s$  qui maximise la fonction d'intercorrélation de l'observation  $z(t)$  et du signal d'émission  $x(t)$ .

$$R_{zX}(D) = \max_s R_{zX}(s) \quad (4)$$

### III. ALGORITHME D'ADAPTATION

L'algorithme de la plus grande pente permet de trouver  $D$  qui maximise  $R_{zX}(s)$  à partir d'une estimation initiale quelconque à condition que la fonction  $R_{zX}(s)$  présente un extremum unique.

L'algorithme [1] prend alors la forme :

$$ds/dt = \beta [ d R_{zX}(s) ] / ds \quad (5)$$

où  $\beta$  est le pas de l'algorithme et  $[dR_{zX}(s)]/ds$  est une commande. Sous cette forme analogique, l'algorithme peut être réalisé au moyen de circuit analogique

rapide. La commande est nulle lorsque  $s$  prend la valeur optimale  $D$ ; l'algorithme s'accroche alors à cette valeur. Comme  $x(t)$  est un signal passe-bande, la fonction d'intercorrélation  $R_{zX}(s)$  est une fonction passe-bande; i.e. sa transformée de Fourier  $S_{zX}(f)$  est non nulle pour  $f$  qui vérifie  $0 < f_1 < |f| < f_2$ .  $R_{zX}(s)$  comporte donc, en général, plusieurs extrema de la façon illustrée par la Fig.3.

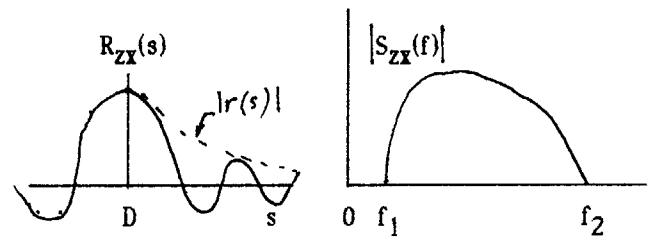


Fig. 3 :  $R_{zX}(s)$  et  $S_{zX}(f)$  en téléphonie.

Ainsi l'algorithme (5) risque de converger vers une valeur  $s$  correspondant à un extremum local. La solution proposée dans ce travail consiste à remplacer (5) par l'algorithme suivant :

$$ds/dt = \beta [ d |r(s)|^2 ] / ds \quad (6)$$

où  $r(s)$  est l'enveloppe complexe de  $R_{zX}(s)$ ; i.e.

$$R_{zX}(s) = \text{Ré} \{ r(s) \exp(j 2\pi f_0 s) \} \quad (7)$$

Dans cette expression  $f_0$  est une fréquence de référence que l'on choisit comme celle qui correspond au pic spectral du signal d'émission  $x(t)$ . Afin d'obtenir  $r(s)$  à partir de  $R_{zX}(s)$ ,  $f_0$  doit être plus grand que la bande de  $r(s)$ . Cette condition impose, comme on le verra, de filtrer  $x(t)$  et  $z(t)$  par un filtre de bande inférieure à  $2f_0$  autour de  $f_0$ . Nous supposons dans la suite que ce filtrage est effectué et que  $f_0$  est la fréquence centrale de la bande de  $x(t)$ . Ce filtrage présente d'ailleurs l'avantage d'augmenter le support de  $r(s)$  et de permettre ainsi à l'algorithme de démarrer à une valeur  $s$  éloignée de  $D$ .

L'avantage de l'algorithme (6) par rapport à celui de (5) réside dans le fait que la transformée de Fourier de  $r(s)$  est de bande inférieure à  $f_0$  et, par conséquent et comme le montre la Fig.3, l'enveloppe  $|r(s)|$  contient



un seul extremum situé à  $s = D$ . La convergence vers la valeur optimale est ainsi assurée.

#### IV. DECOMPOSITION EN QUADRATURE D'UNE FONCTION D'INTERCORRELATION

Nous démontrons dans ce paragraphe la relation (7) et nous donnons l'expression de l'enveloppe complexe  $r(s)$  en fonctions des composantes en quadrature de  $x(t)$  et de  $z(t)$ .

La décomposition en quadrature de  $x(t)$  et de  $z(t)$  s'écrit de la manière suivante:

$$x(t) = a(t) \cos 2\pi f_0 t - b(t) \sin 2\pi f_0 t \quad (8a)$$

$$= \text{Ré} \{ u(t) \exp(j 2\pi f_0 t) \} \quad (8b)$$

$$u(t) = a(t) + j b(t) \quad (8c)$$

$$z(t) = p(t) \cos 2\pi f_0 t - q(t) \sin 2\pi f_0 t \quad (9a)$$

$$= \text{Ré} \{ v(t) \exp(j 2\pi f_0 t) \} \quad (9b)$$

$$v(t) = p(t) + j q(t) \quad (9c)$$

où  $a(t)$ ,  $b(t)$ ,  $p(t)$  et  $q(t)$  sont des signaux centrés, stationnaires au sens large et de bande inférieure à  $f_0$

Il est possible d'établir les relations suivantes [1]:

$$R_{pa}(s) = R_{qb}(s)$$

$$R_{qa}(s) = -R_{pb}(s)$$

$$R_{vu}(s) = 2 R_{pa}(s) + j 2 R_{qa}(s) \quad (10)$$

$$R_{zx}(s) = (1/2) \text{Ré} \{ R_{vu}(s) \exp(j 2\pi f_0 s) \} \quad (11)$$

Ainsi l'enveloppe complexe notée  $r(s)$  dans (7) est donnée par (10) et (11); i.e.

$$r(s) = R_{pa}(s) + j R_{qa}(s) \quad (12a)$$

$$= R_{va}(s) \quad (12b)$$

$$= (1/2) R_{vu}(s) \quad (12c)$$

Notons que pour calculer  $r(s)$  il n'est pas nécessaire d'obtenir  $b(t)$ .

Il est utile de remarquer que  $u(t)$  et  $v(t)$  sont respectivement l'entrée et la sortie du filtre équivalent en bande de base au canal d'écho  $g(t)$ . Avec l'hypothèse de phase linéaire,  $D$  qui maximise  $r(s)$  représente le retard du filtre équivalent en bande de base à la fréquence 0. Par conséquent,  $D$  est le retard de  $g(t)$  à la fréquence  $f_0$ ; i.e

$$D = (-1/2\pi) d/df (\text{phase de } G(f)) \text{ à } f_0$$

#### V. STRUCTURE DE L'ESTIMATEUR

Nous présentons dans ce paragraphe le schéma de principe de la Fig.4 qui réalise l'algorithme adaptatif (6). Il est nécessaire de générer la commande  $c(s)$ :

$$c(s) = d [ |r(s)|^2 ] / ds \\ = 2 \text{Ré} \{ r^*(s) [ d r(s) / ds ] \} \quad (13)$$

Le terme  $[ d r(s) ] / ds$  s'écrit [1] à l'aide de (12b) comme

$$[ d r(s) ] / ds = -E \{ v(t) d [ a(t-s) ] / dt \} \quad (14a)$$

$$= E \{ [ d v(t) / dt ] a(t-s) \} \quad (14b)$$

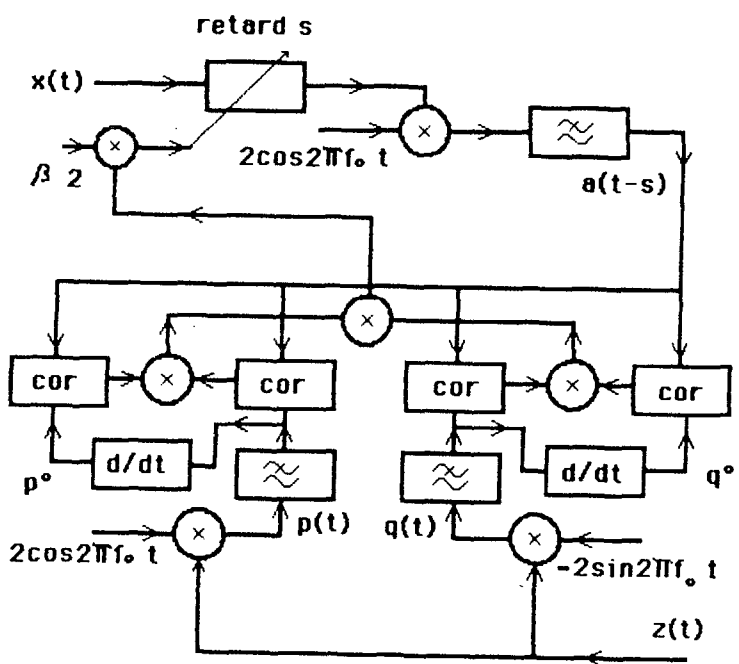
Il s'obtient donc au moyen d'un dérivateur dans la voie de l'une des entrées du corrélateur de la Fig. 4. En utilisant (14b), par exemple, dans (13) on obtient la commande:

$$c(s) = 2 \{ R_{pa} R_{p^*a} + R_{qa} R_{q^*a} \} \quad (15)$$

où  $p^* = dp(t)/dt$  et  $q^* = dq(t)/dt$ .

La Fig. 4 montre le schéma de principe qui permet d'obtenir selon (15) la commande  $c(s)$  qui, après multiplication par le pas d'algorithme, modifie une estimation approximative  $s$  de  $D$  en une valeur plus proche.

ESTIMATION ADAPTATIVE DE RETARD, APPLICATION A L'ANNULATION D'ECHO



cor = corrélateur

Fig 4. Estimateur du retard

VI. SIMULATION

L'estimateur du retard a été testé par une simulation. Le signal d'émission  $x(t)$  est un signal téléphonique défini par le CCITT [3].  $f_0$  est choisie égale à 700 Hz. Le signal est filtré pour limiter son spectre à  $2f_0$ . Le canal d'écho distant est supposé de gain constant entre 200 et 3400 Hz et de phase linéaire. Le retard vaut 50 ms. La réponse impulsionnelle est tronquée entre 45 et 55 ms. La période d'échantillonnage est 50 micro s. Les résultats de simulation sont représentés à la Fig. 5 pour différentes valeurs de pas et de la durée T d'intégration des corrélateurs.

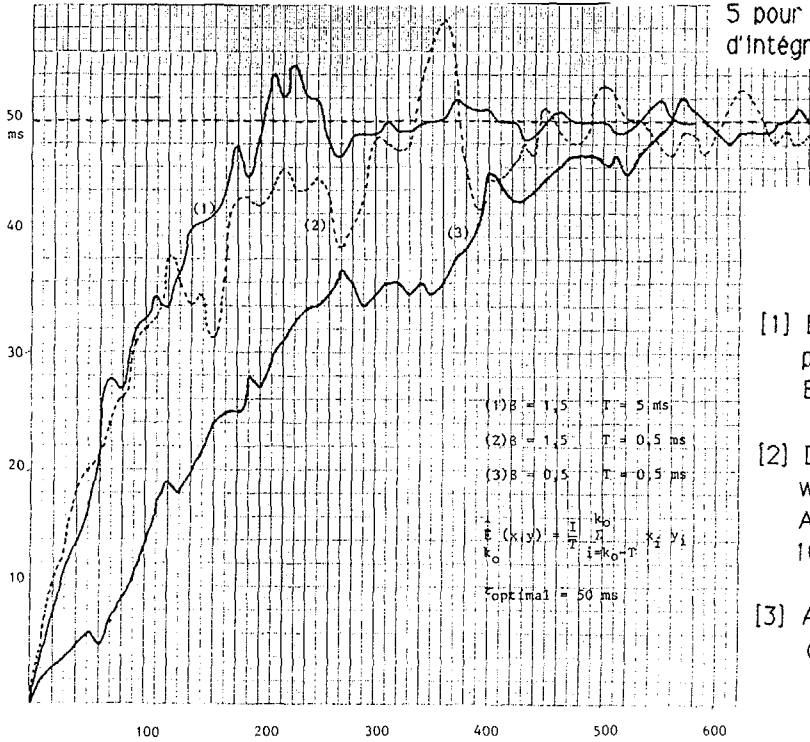


Fig. V : LA CONVERGENCE DE L'ESTIMATEUR DE RETARD VERS SA VALEUR OPTIMALE.

REFERENCES

- [1] Bastani, M. H., " Annuleur d'écho auto-adaptatif pour la téléphonie ", thèse de Docteur-ingénieur, ENST, juillet 1984.
- [2] Duttweiler, D., L., " Subsampling to Estimate Delay with Application to Echo Cancelling ", IEEE Trans. ASSP, vol. ASSP 31, n° 5, Oct. 1983, pp. 1090-1099.
- [3] Avis G 227, livre vert TomelIII-1, CCITT, Genève, dec. 72, p. 138.

