

COLLOQUE NATIONAL SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

84/1



NICE du 26 au 30 AVRIL 1977

UN ANNULEUR D'ECHO NUMERIQUE ADAPTATIF

J.P. BAUDOUX *

C. MACCHI **

* T.R.T., 5 Avenue Réaumur 92350 - LE PLESSIS-ROBINSON

** INSTITUT DE PROGRAMMATION, Université P. et M. Curie

RESUME

Après avoir décrit le phénomène d'écho, pour une liaison de données exploitée suivant le mode bidirectionnel simultané sur une ligne deux fils, on propose une nouvelle structure d'annuleur d'écho adaptatif. On établit les propriétés de convergence de l'algorithme d'apprentissage proposé.

SUMMARY

After describing the echo production in a full duplex data transmission on two wires line, a new structure is proposed for an adaptive echo canceller.

The convergence of this algorithms is established. Experimental results are briefly described.



1 - INTRODUCTION

Une liaison de données peut être exploitée suivant différents modes, et une tendance actuelle est de préférer le mode bidirectionnel simultané. L'établissement d'une liaison de ce type sur une ligne deux-fils nécessite l'utilisation d'un dispositif d'aiguillage constitué par un transformateur différentiel, comme l'indique la figure 1. On constate alors que le récepteur A reçoit toujours un écho du signal émis par l'émetteur A qui lui est associé. Un équilibrage imparfait du dispositif d'aiguillage est l'une des causes de cet écho. Les désadaptations éventuelles de la ligne constituent une autre source d'écho. On peut considérer que le signal d'écho est déduit du signal émis par un filtre linéaire, appelé filtre d'écho. Ce filtre est inconnu, et ses caractéristiques peuvent varier lentement avec le temps.

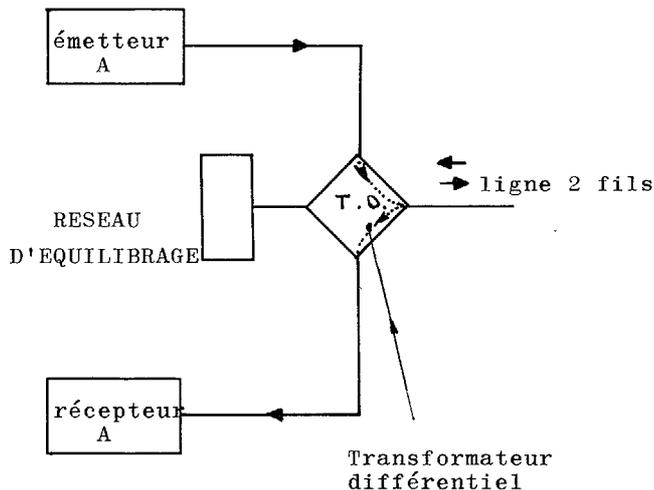


Fig. 1 - Liaison de données sur ligne 2 fils exploitée en mode bidirectionnel simultané (pour une extrémité).

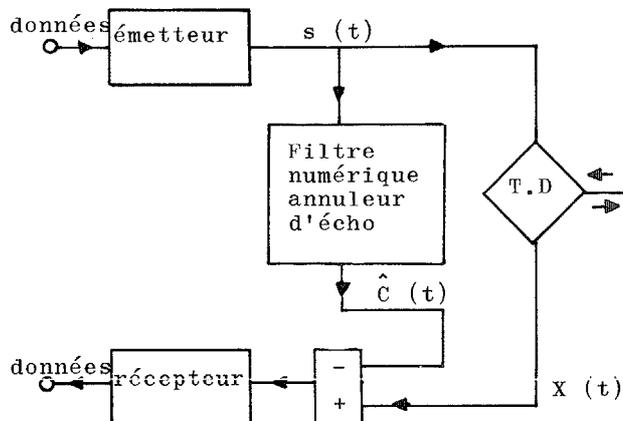


Fig. 2.a - Structure d'annuleur d'écho classique, identique à la structure utilisée pour corriger les signaux téléphoniques (transmission de la parole sur très longues distances).

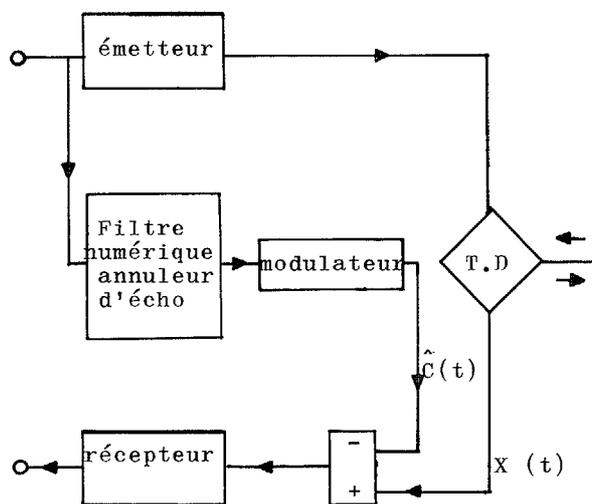


Fig. 2.b - Structure d'annuleur d'écho classique où le filtre fournit un signal qui est transposé par modulation.

Plusieurs travaux (1) - (5) ont eu pour objet, dès 1966, de proposer des méthodes adaptatives pour annuler l'écho $C(t)$ en utilisant un filtre numérique, comme l'indique la figure 2. L'écho peut être reconstitué à partir du signal modulé émis $s(t)$ (cf. fig. 2a), ou encore à partir des données à émettre (cf. fig. 2b).

Nous proposons un nouveau dispositif annuleur d'écho qui estime l'écho à partir des données émises, sans utiliser de modulateur comme le propose la structure classique de la figure (2b).

2 - MODULATION D'AMPLITUDE NUMERIQUE

Nous supposons dans tout ce qui suit que la modulation utilisée est une modulation d'amplitude par des données à deux niveaux ± 1 , et que le rapport de la fréquence porteuse f_c à la rapidité de modulation $\frac{1}{\Delta}$ est égal au rapport de deux entiers :

(1) $f_c \Delta = \frac{P}{Q}$ avec P et Q entiers.

Une modulation de ce type, appelée modulation d'amplitude numérique, correspond à de nombreux cas pratiques, par exemple pour les modems du type V26 :

$f_c = 1800$ Hertz, et $\frac{1}{\Delta} = 1200$ bauds.

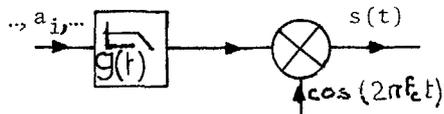


FIG. 3 - Modulation d'amplitude

Dans ces conditions, on peut montrer (6) que le signal $s(t)$ émis par A (cf. fig.1) peut s'écrire sous la forme :

(2) $s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \vec{a}_i \cdot \vec{s}(t-i\Delta)$

Dans cette expression ,

- le vecteur \vec{a}_i représente la donnée émise à l'instant $i\Delta$; les coordonnées de ce vecteur sont nulles

(3) $\vec{a}_i^T = (a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{iL})$,

sauf une qui peut prendre un nombre fini de valeurs, de telle façon que

(4) $E(a_{ij}) = 0, j = 1, \dots, L$;

- et le vecteur $\vec{s}(t)$,

(5) $\vec{s}^T(t) = (s_1(t), \dots, s_L(t))$,

dépend de la modulation et du filtre de mise en forme à l'émission.

Exemple - Considérons un exemple simple pour lequel une suite de données $\{a_i, a_i = +1, -1\}$ mise en forme par un filtre de réponse percussionnelle

$g(t)$, module en amplitude une seule porteuse (cf Fig. 3)

(6) $s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} a_i g(t-i\Delta) \cos 2\pi f_c t$

avec

(7) $\Delta f_c = \frac{1800}{1200} = \frac{3}{2}$

Nous pouvons écrire (6) sous la forme :

(8) $s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} a_i g(t-i\Delta) \cos(2\pi(f_c(t-i\Delta) + i\tau))$

et poser :

(9) $s(t) = \begin{cases} s_1(t) \\ s_2(t) \end{cases} = \begin{cases} g(t) \cos(2\pi f_c t) \\ -g(t) \cos(2\pi f_c t) \end{cases}$,

ainsi que :

(10) $a_i = \begin{cases} a_i \\ 0 \end{cases}$ pour i pair, et
 $a_i = \begin{cases} 0 \\ a_i \end{cases}$ pour i impair .



Nous constatons alors que $s(t)$ défini par (6) a une expression identique à (2) :

$$(11) \quad s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \vec{a}_i \cdot \vec{s}(t - i\Delta)$$

Il apparaît sur cet exemple que le nombre L de coordonnées de $\vec{s}(t)$ (5) dépend du diagramme spatial de (6) et du rapport (7). Remarquons que dans le cas présent, on peut profiter de la symétrie pour avoir $L = 1$.

3 - ANNULEUR D'ECHO

3.1. Structure

Nous avons vu que l'écho $C(t)$ reçu par le récepteur A, lorsque $s(t)$ (2) a été émis, est déduit de $s(t)$ par un filtrage linéaire. Il a donc une expression analogue à (2) :

$$(12) \quad C(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \vec{a}_i \vec{C}(t - i\Delta),$$

où chacune des coordonnées $C_i(t)$ de $\vec{C}(t)$

$$(13) \quad \vec{C}^T(t) = (C_1(t), \dots, C_L(t))$$

est la réponse du filtre d'écho à $s_i(t)$.

Posons :

$$(14) \quad \vec{A}_i = \begin{bmatrix} \vec{a}_i \\ \vec{a}_{i-1} \\ \vdots \\ \vec{a}_{i-M} \end{bmatrix}, \quad \vec{C} = \begin{bmatrix} \vec{C}(0) \\ \vec{C}(\Delta) \\ \vdots \\ \vec{C}(M\Delta) \end{bmatrix},$$

en notant M le plus petit entier tel que

$$\vec{C}(t) = 0 \text{ pour } t > M.$$

L'écho à l'instant $i\Delta$ a alors pour expression

$$(15) \quad C(i\Delta) = \vec{A}_i^T \cdot \vec{C}.$$

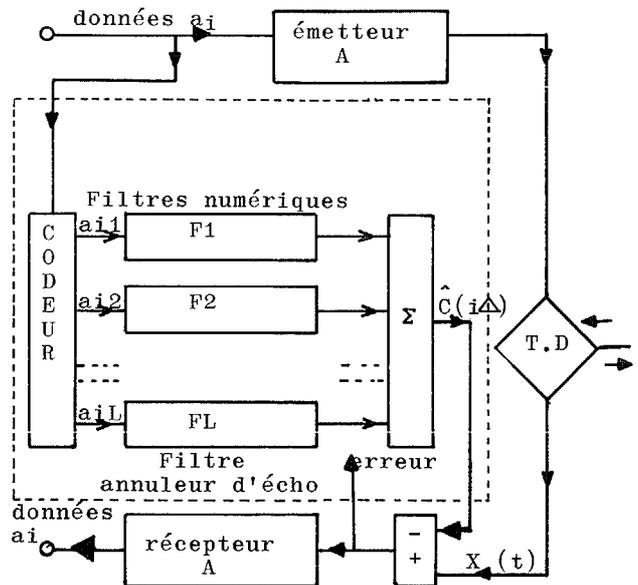


Fig. 4 - Structure du dispositif annuleur d'écho proposé

L'expression (12) permet de proposer une structure nouvelle, décrite par la figure 4, pour annuler l'écho aux instants $i\Delta$ par exemple. Chacun des filtres (F_i ; $i = 1, \dots, L$) est caractérisé par M coefficients notés ($f_{i,1}, f_{i,2}, \dots, f_{i,M}$).

Posons :

$$(16) \quad \vec{F} = \begin{bmatrix} f_0 \\ f_1 \\ \vdots \\ f_M \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \vec{f}_i = \begin{bmatrix} f_{i,1} \\ f_{i,2} \\ \vdots \\ f_{i,L} \end{bmatrix}$$

L'écho estimé $\hat{C}(i\Delta)$ a alors pour expression

$$(17) \quad \hat{C}(i\Delta) = \vec{A}_i^T \cdot \vec{F}.$$

Le filtre caractérisé par \vec{F} est capable d'annuler l'écho $C(t)$ si

$$(18) \quad \vec{F} = \vec{C}$$

Le vecteur \vec{C} est cependant inconnu du récepteur et il convient d'utiliser un algorithme adaptatif pour estimer ce vecteur.

3.2. Algorithme adaptatif

Pour estimer \vec{C} le récepteur dispose des signaux reçus $X(t)$

(19) $X(t) = C(t) + x(t)$,

où $x(t)$ est la somme du signal utile émis par l'émetteur B et du bruit de la voie de transmission. Les signaux $C(t)$ et $x(t)$ sont indépendants et tels que

(20) $E(x(t)) = 0$.

Dans ces conditions, nous pouvons établir la propriété suivante, qui permet d'estimer itérativement le vecteur \vec{C} .

Propriété - L'algorithme

(21) $\vec{F}_{k+1} = \vec{F}_k + \mu \vec{A}_k (X(k\Delta) - C(k\Delta))$, $k \in \mathbb{R}$

engendre à partir d'un vecteur \vec{F}_0 quelconque de \mathbb{R}^{1M} , une suite de vecteurs $(\vec{F}_k, k \in \mathbb{N})$ qui converge vers \vec{C} au sens suivant, si les variables aléatoires $(\vec{A}_k, X(k\Delta))$, et $(\vec{A}_l, X(l\Delta))$ utilisées dans (21) sont indépendantes pour $k \neq l$, et si les moments de \vec{A}_k et $X(k\Delta)$ sont finis jusqu'à l'ordre 4.

1 - La suite $(\vec{F}_k, k \in \mathbb{N})$ converge en moyenne vers \vec{C}

(22) $E(\vec{F}_k) = \vec{C}$,

si μ satisfait la double inégalité

(23) $0 < \mu < \frac{2}{E(a_{ij}^2)}$.

2 - La valeur moyenne du carré de la norme $\|\vec{F}_k - \vec{C}\|^2$ peut être rendue aussi petite qu'on le désire à condition de choisir μ assez petit,

$\forall \epsilon > 0 \exists \mu(\epsilon)$, tel que $0 < \mu < \mu(\epsilon) \Rightarrow$

(24) $\limsup_{k \rightarrow +\infty} E(\|\vec{F}_k - \vec{C}\|^2) < \epsilon$.

Démonstration - Considérons la valeur moyenne du terme correctif. D'après (15), (17), (19) et (20), il vient

(25) $E\{\vec{A}_k((X(k\Delta) - \hat{C}(k\Delta)))\} = E(\vec{A}_k \cdot \vec{A}_k^T)(\vec{C} - \vec{F}_k)$.

La matrice $E(\vec{A}_k \cdot \vec{A}_k^T)$ est inversible car d'après (3) (4) et (14), elle s'exprime simplement en fonction de la matrice identité de LM lignes notée I_{LM} :

(26) $E(\vec{A}_k \cdot \vec{A}_k^T) = E(a_{ij}^2) I_{LM}$.

Il suffit alors de se référer à l'annexe E de (7) pour achever la démonstration.

3.3. Intérêt

Ce système présente un certain nombre de caractéristiques intéressantes :

- simplicité de mise en œuvre,
- utilisation facile,
- bonnes performances.

La simplicité de mise en œuvre est due au fait que le signal sortant du filtre de l'annuleur d'écho est directement la copie de l'écho. C'est-à-dire qu'il n'y a pas besoin de modulateur en sortie du filtre. On garde encore l'avantage d'un filtre numérique simple car les échantillons ont un nombre réduits de bits.



L'écho simulé sortant directement du filtre, l'annuleur d'écho est totalement indépendant du récepteur. Il n'est donc pas nécessaire d'utiliser des procédures compliquées d'initialisation de la transmission.

Les performances à en attendre sont les mêmes que celles d'un annuleur d'écho numérique en bande de base.

4 - RESULTATS EXPERIMENTAUX

Nous avons réalisé une liaison bidirectionnelle simultanée avec une modulation à deux niveaux du type de l'exemple donné. La rapidité de modulation choisie était de 1200 bauds, les niveaux de données ± 1 , la fréquence porteuse de 1800 Hz.

Nous avons pu vérifier le bon fonctionnement de l'algorithme.

Avec 60 coefficients de 19 bits, nous avons réalisé une liaison qui était rendue bidirectionnelle simultanée par cet annuleur d'écho. Après un temps de convergence de plusieurs secondes, avec un niveau émis en ligne de - 6 dBm, on pouvait recevoir simultanément un signal utile en ligne de - 40 dBm avec un taux d'erreur inférieur à 10^{-5} .

5 - CONCLUSION

Nous avons décrit un annuleur d'écho adaptatif qui estime l'écho à partir des données émises. Cet annuleur présente en particulier l'intérêt de la simplicité de mise en oeuvre.

BIBLIOGRAPHIE

- (1) BECKER (F.K.), RUDIN (H.R.). Application of automatic transversal filters to the problem of echo suppression. B.S.T.J., Vol.45, 1966, pp. 1847-1850.
- (2) SONDHI (M.M.). An adaptive echo canceller. B.S.T.J. Vol.46, 1967, pp. 497-511.
- (3) THOMAS (E.J.). Adaptive echo canceller in a nonideal environment. B.S.T.J., Vol.50, 1971, pp. 2779-2795.
- (4) KOLL (V.G.), WEINSTEIN (S.B.). Simultaneous two-way data transmission over a two-wire circuit. I.E.E.E. Trans. Com., Vol. COM-21, Feb. 1973, pp. 143-147.
- (5) MUELLER (K.H.). A new digital echo canceller for two-wire full duplex data transmission. I.E.E.E. Trans.Com., Vol. COM-24, n° 9, Sept 1976, pp. 956-962.
- (6) CHOQUET (M.F.), NUSSBAUMER (M.J.). Microcoded Modem Transmitters. IBM. J. RES-Developp. July 1974.
- (7) MACCHI (C.), JOUANNAUD (J.P.), MACCHI (O.). Récepteurs adaptatifs pour transmission de données à grande vitesse. Annales des Télécom. tome 30, n° 9-10, Sept. Oct. 1975, pp. 311-330.