



NICE du 20 au 24 MAI 1985

**ANNULEUR D'ECHO UTILISANT LE PRINCIPE DE PROJECTION**

M. BONNET\* et O. MACCHI\*\*

\*Inst. de Program.-LIF,UPMC, 4,Place Jussieu 75230 PARIS 5<sup>e</sup> \*\*LSS-CNRS/ESE, Plateau du Moulon 91190 GIF

**RESUME**

En annulation d'écho utilisant un filtrage adaptatif, le résidu d'écho, information utile à l'adaptation, est perturbé par la présence des données lointaines. Le principe de projection appliqué au signal d'erreur réduit de façon significative ce bruit d'adaptation.

L'algorithme utilisant ce principe et ne considérant que le signe de l'erreur surmonte toutes les difficultés rencontrées par l'algorithme classique du signe; il obtient même de meilleures performances que l'algorithme du gradient. De plus cet algorithme permet de réaliser à la fois l'annulation d'écho et l'acquisition de phase du canal. Bien que l'algorithme ici présenté dépende du diagramme spatial des données lointaines, son efficacité demeure en présence d'interférences intersymboles qui jouent le rôle d'un bruit additif. Des simulations sur ordinateur confirment les résultats théoriques annoncés.

**SUMMARY**

In echo cancellation involving adaptive filtering, the residual echo is perturbed by the far end signal.

Several algorithms get rid of this adaptation-noise either by making a decision prior to the adaptation or either by adding an extra-controlled noise in the error.

In order to obtain the residual echo, without increasing the system complexity our method uses the "projection principle" : only the error signal component which is orthogonal to the far-end signal is taken into account during the adaptation. It is shown that this method associated with the sign-algorithm palliates all the known drawbacks of the standard sign-algorithm.

Besides, the performances obtained are better than the standard gradient algorithm ones and it is shown that the new algorithm performs at the same time the channel phase acquisition. The robustness of the algorithm is tested with perturbations as a strong channel noise or as intersymbol interferences. Computer simulations with finite accuracy strengthen the previous results.



## I - INTRODUCTION

Dans une liaison de données fonctionnant en mode bidirectionnel simultané apparait le phénomène d'écho : le récepteur A reçoit un écho  $\sigma'_k$  du signal émis par son propre émetteur [1]-[6]. Cet écho perturbe la réception du signal utile venant de l'émetteur éloigné B qui émet des données  $\beta_k$  (figure 1).

Pour restituer la donnée lointaine, le récepteur doit estimer le signal d'écho et le retrancher du signal reçu. Ceci peut être réalisé par la technique d'annulation d'écho utilisant un filtrage adaptatif qui reconstitue l'écho. L'erreur  $e_k$  entre l'écho reconstitué  $\sigma_k$  et le signal reçu, utilisée pour adapter le filtre, vaut

$$e_k = res_k + d_k + n_k ; \quad res_k = \sigma'_k - \sigma_k \quad (1)$$

où  $res_k$ ,  $d_k$  et  $n_k$  sont respectivement le résidu d'écho, le signal lointain et le bruit de ligne à l'instant k.

Dans cette erreur, le résidu d'écho, utile à l'adaptation, est masqué par le signal lointain.

Plusieurs algorithmes se débarrassent de ce bruit d'adaptation soit en effectuant une décision avant l'adaptation soit en introduisant dans l'erreur  $e_k$  un bruit forcé qui a pour but de compenser le plus souvent possible la présence de ce signal [4]-[5]. Bien qu'efficaces, ces méthodes augmentent la complexité du système.

Toujours dans le but de soustraire les données perturbant l'écho résiduel, nous ne prenons en compte que la composante de l'erreur qui est significative du résidu d'écho. Cette composante  $e_k^s$  est la composante de l'erreur orthogonale au signal lointain conformément à la figure 2 où le bruit de ligne est négligé.

Ce "principe de projection" (PP) est présenté en détail pour le cas de la MAQ à 4-phases correspondant à 2400 ou 4800 bits/s et nous montrons comment ce cas peut être étendu à un nombre quelconque de phases, 16 par exemple. Pour le cas 4-phases, supposant alors que les données lointaines sont situées sur les axes, le principe de projection est évident : quand  $\beta_k$  est réel (resp. imaginaire), les composantes imaginaires (resp. réelles) de l'erreur et du résidu d'écho sont égales; le résidu d'écho est ainsi débarrassé des données lointaines.

Pour des données complexes quelconques, on montre qu'il est facile de les redresser à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase particulière réalisant du même coup l'acquisition de phase du canal.

Après avoir exposé au § 2 le PP pour l'algorithme classique du gradient (E), la méthode est ensuite utilisée conjointement à l'algorithme du signe (S) de façon à réduire la complexité d'implémentation de l'annuleur d'écho (ANEC).

Aux § 3 et 4 ces nouveaux algorithmes sont comparés aux algorithmes (E) et (S) pour le résidu d'écho et la longueur binaire des coefficients de l'ANEC. Le cas d'un canal introduisant des interférences intersymboles (IIS) est étudié au § 5. Le § 6 indique comment effectuer la rotation nécessaire du diagramme des données lointaines et considère le cas plus général d'un diagramme à 16 points.

## II - LE PRINCIPE DE PROJECTION

Toutes les données considérées sur la fig.1, signaux et filtres, sont complexes de façon à permettre un haut débit de transmission. Les équations suivantes décrivent l'ANEC complexe utilisant l'algorithme classique du gradient (E)

$$C_{k+1} = C_k + \mu A_k^* e_k \quad (E)$$

$$res_k = (C - C_k)^T A_k \quad (2)$$

où  $C_k$  est l'estimé du vecteur d'écho C et  $A_k$  le vecteur des données proches  $\alpha_k$ , de longueur K à l'instant k. Dans (1), le signal lointain

$$d_k = \sum_{i=-L/2}^{L/2} \beta_i r_{k-i} \quad (3)$$

provient des données lointaines  $\beta_k$  émises toutes les T secondes dans le canal de transmission dont la réponse impulsionnelle au temps kT est  $r_k$ .

Dans une première partie, par souci de clarté, nous nous limiterons au cas où  $d_k = \beta_k$ . Le cas des IIS sera étudié plus loin.

**Hypothèses.** Les suites  $\{\alpha_k\}$  et  $\{\beta_k\}$  sont centrées, indépendantes, discrètes et équiprobables. Les échantillons successifs de bruit  $n_k$  sont centrés, gaussiens, indépendants et indépendants de  $\{\alpha_k\}$  et  $\{\beta_k\}$ . Ces hypothèses entraînent l'indépendance entre les signaux  $\beta_k$ ,  $n_k$  et le résidu d'écho  $res_k$ .

Les variances des données proches, du bruit, des données lointaines et du résidu d'écho sont notées respectivement A, N, S et R.

### 2.1. Deux algorithmes utilisant le PP.

Soit  $\Delta C_k$  l'incrément de l'algorithme (E)

$$\Delta C_k = A_k^* e_k^i \quad (4)$$

Lorsque les données lointaines  $\beta_k$  sont situées sur les axes cet incrément s'écrit :

$$\Delta C_k = \begin{cases} A_k^* [(res_k^r + j res_k^i) + \beta_k^r + (n_k^r + j n_k^i)], & \text{si } \beta_k^i = 0 \\ A_k^* [(res_k^r + j res_k^i) + j \beta_k^i + (n_k^r + j n_k^i)], & \text{si } \beta_k^r = 0 \end{cases} \quad (5)$$

l'indice supérieur r (resp. i) indiquant la partie réelle (resp. imaginaire) de la variable aléatoire considérée.

Pour appliquer le PP, l'algorithme sera adapté par la seule composante de l'erreur significative du résidu d'écho : la composante orthogonale à la donnée  $\beta_k$ . L'algorithme devient alors

$$C_{k+1} = C_k + \mu A_k^* \begin{cases} j e_k^i, & \text{si } \beta_k^i = 0 \\ e_k^r, & \text{si } \beta_k^r = 0 \end{cases} \quad (EP)$$

Ce principe sera utilisé aussi avec l'algorithme du signe; soit (SIGNIF) l'algorithme obtenu :

$$C_{k+1} = C_k + \mu/\sqrt{2} A_k^* \begin{cases} j \text{sign}(e_k^i), & \text{si } \beta_k^i = 0 \\ \text{sign}(e_k^r), & \text{si } \beta_k^r = 0 \end{cases} \quad (\text{SIGNIF})$$



**ANNELEUR D'ECHO UTILISANT LE PRINCIPE DE PROJECTION**

où par définition

$$\text{sign}(e_k) \triangleq 1/\sqrt{2} [\text{sign}(e_k^r) + j \text{sign}(e_k^i)] \quad (6)$$

Les performances de ces algorithmes sont maintenant comparées à celles de l'algorithme (E) et de l'algorithme classique du signe,

$$C_{k+1} = C_k + \mu A_k^* \text{sign}(e_k) \quad (8)$$

pour le résidu d'écho.

2.2. Echo résiduel Posant

$$\hat{V}_k \triangleq \hat{C}_k - C \quad (7)$$

la variance de l'écho résiduel au temps k s'écrit

$$E(|\text{res}_k|^2) = A E(\|\hat{V}_k\|^2), \quad (8)$$

en tenant compte des hypothèses d'indépendance.

D'après (4) et (7) il vient

$$\|\hat{V}_{k+1}\|^2 = \|\hat{V}_k\|^2 + 2\mu [V_k^T \Delta C_k^*]^r + \mu^2 \|\Delta C_k\|^2 \quad (9)$$

Nous distinguons deux parties selon que  $\beta_k^r$  ou  $\beta_k^i$  est nul. Soit  $p_{k+1}^i$  (resp.  $p_{k+1}^r$ ) l'espérance mathématique conditionnée par  $\beta_k^i = 0$  (resp.  $\beta_k^r = 0$ ). On a

$$E(\|\hat{V}_{k+1}\|^2) = 1/2 [p_{k+1}^i + p_{k+1}^r] \quad (10)$$

D'après (9) on obtient,

$$p_{k+1}^i = E(\|\hat{V}_k\|^2 / \beta_k^i = 0) + 2\mu E[V_k^T \Delta C_k^* / \beta_k^i = 0]^r + \mu^2 E(\|\Delta C_k\|^2 / \beta_k^i = 0) \quad (11)$$

et une expression similaire pour  $p_{k+1}^r$  lorsque  $\beta_k^r = 0$ .

Les hypothèses du § II impliquent l'indépendance de  $V_k$  et  $\beta_k$ ; donc (10 et 11) donnent :

$$E(\|\hat{V}_{k+1}\|^2) = E(\|\hat{V}_k\|^2) + \mu E[V_k^T \Delta C_k^* / \beta_k^i = 0]^r + E[V_k^T \Delta C_k^* / \beta_k^r = 0]^r + 1/2 \mu^2 [E(\|\Delta C_k\|^2 / \beta_k^i = 0) + E(\|\Delta C_k\|^2 / \beta_k^r = 0)] \quad (12)$$

D'après la valeur de  $\Delta C_k$  de l'algorithme (EP) on obtient

$$E[V_k^T \Delta C_k^* / \beta_k^i = 0]^r = E[-(\text{res}_k^i)^2] \quad (13)$$

$$E(\|\Delta C_k\|^2 / \beta_k^i = 0) = E(\|A_k\|^2 |j e_k^i / \beta_k^i = 0|^2) = K A [E(\text{res}_k^i)^2 + E(n_k^i)^2] \quad (14)$$

et des expressions similaires lorsque  $\beta_k^r = 0$ . Ces valeurs portées dans l'équation (12) donnent la valeur limite R de l'expression (8)

$$R = \mu K A \frac{N}{2 - \mu K A} \quad (15)$$

L'algorithme (SIGNIF) utilisant la fonction signe nécessite (cf. [3]) la connaissance de la distribution de probabilité du résidu d'écho. Avec l'hypothèse d'un résidu d'écho gaussien, la valeur limite du résidu d'écho pour (SIGNIF) est détaillée dans [7] et vaut

$$R^2 = \mu^2 \pi K^2 A^2 \frac{R+N}{8} \quad (16)$$

Ces valeurs de R sont maintenant comparées à celles de (E) et (S).

III. COMPARAISONS DES ALGORITHMES.

Les valeurs du résidu d'écho R seront notées  $R_E$ ,  $R_S$ ,  $R_{EP}$  et  $R_{SI}$  pour les algorithmes respectifs (E), (S), (EP) et (SIGNIF). Les valeurs de  $R_E$  et  $R_S$  sont rappelées ci-dessous

$$R_E = \mu K A \frac{S + N}{2 - \mu K A} \quad R_S = \mu^2 \pi K^2 A^2 \frac{R_S + N}{8e^{-S/(R_S + N)}} \quad (17)$$

Contrairement à ces 2 formules, on remarque que pour les formules (15) et (16) la valeur de R est indépendante de la puissance S des données lointaines. Ce fait, très avantageux est caractéristique de l'algorithme utilisant le PP, il n'est pas surprenant puisque notre but était de retrancher le bruit d'adaptation dû au signal lointain.

3.1. Comparaison de (SIGNIF) et de (S)

La comparaison détaillée dans [7] montre que

$$R_{SI} < R_S \quad (18)$$

et que pour un même niveau de résidu, le paramètre  $\mu$  nécessaire à (SIGNIF) n'est pas aussi petit que celui de (S). Ceci supprime l'un des inconvénients de (S).

Pour l'algorithme (S), il est bien connu [3] que  $R_S$  décroît comme  $\mu^2$  tant que  $R_S \geq S$  mais la convergence de  $R_S$  devient très lente lorsque  $R_S < S$ . Au contraire pour (SIGNIF) la décroissance de  $R_{SI}$  est comme  $\mu^2$ , quelque soit S. Un autre avantage de (SIGNIF) par rapport à (S) est que  $R_{SI}$  est indépendant de la loi du résidu d'écho, comme il est démontré dans [7].

3.2. Comparaison de (SIGNIF) et (EP) par rapport à (E)

D'après (15) et (17),  $R_{EP} < R_E$ . Le gain dû au PP est égal au rapport signal à bruit S/N, ce qui est considérable. Un test simple montre aussi que  $R_{EP} < R_{SI}$  pour les valeurs usuelles du bruit de ligne. Nous savons d'autre part que pour une valeur fixée de  $\mu$ ,  $R_E < R_S$ .



Une analyse des équations (16) et (17) montre que  $R_{Si} < R_E$  pour de petites valeurs de R/S.

La courbe 1 compare les niveaux des résidus d'écho obtenus par simulations avec  $S=10^{-1}$ ,  $K=16$ ,  $S/N=15$  dB pour un canal d'écho réel correspondant à un filtre d'émission en cosinus surélevé.

Pour augmenter la vitesse de convergence une même stratégie du pas d'incrémentation décroissant avec le temps est utilisée pour chaque algorithme :  $\mu$  est initialisé à  $2^{-6} \sqrt{10S}$  conformément aux résultats obtenus dans [7] pour (S) :  $\mu$  est ensuite divisé par 2 toutes les 500 itérations. Le gain de (SIGNIF) par rapport à (S) est considérable, celui de (SIGNIF) par rapport à (E) est de 4 dB après 3000 itérations.

Sur cette courbe, le trait plein supérieur représente l'algorithme (SIGNIF) fonctionnant en mode autodidacte,  $e_k$  étant utilisé pour décider quelle composante  $\beta_k$  ou  $\beta_k^r$  est nulle. Evidemment, dans ce cas la convergence démarre plus lentement mais R/S atteint exactement le même niveau, -23dB après 3000 itérations, que lorsque l'algorithme est adapté avec la vraie valeur  $\beta_k$ .

#### IV. PRECISION

Supposons qu'une composante de  $C_k$  s'écrive sur la base  $(2^{-1}, \dots, 2^{-b})$ ; une correction sera prise en compte par l'algorithme si l'écart-type de l'incrément est au moins de l'ordre du dernier bit b. Cette condition donne les valeurs du dernier bit  $b_E$  (resp.  $b_{EP}$ ,  $b_S$ ,  $b_{Si}$ ) pour (E) (resp. (EP), (S), (SIGNIF)) :

$$2^{-b_E} = \frac{2R \sqrt{R+N+S}}{K \sqrt{A} (N+S)}, \quad 2^{-b_{EP}} = \frac{2R \sqrt{R+N}}{K \sqrt{A} N} \quad (19)$$

$$2^{-b_S} = \frac{2R e^{-S/2(R+N)}}{K \sqrt{A\pi} \sqrt{R+N}}, \quad 2^{-b_{Si}} = \frac{\sqrt{2} R}{K \sqrt{A\pi} \sqrt{R+N}}$$

Ces formules montrent que  $b_{Si} < b_S$  dans tous les cas utiles, que  $b_{Si} < b_E$  dès que  $S/R > 8.5$  dB et que  $b_{EP} < b_E$ . Par exemple, pour  $S/R = 20$  dB,  $S/N = 20$  dB et  $S = 10^{-1}$ , on a  $b_E = 13$ ,  $b_{EP} = 9$ ,  $b_S = 40$  et  $b_{Si} = 11$  bits. Ces comparaisons prouvent que le PP réduit considérablement la longueur binaire des coefficients; l'utilisation de la fonction signe devient alors possible.

#### V. EFFET D'INTERFERENCES INTERSYMBOLES

Pour étudier l'effet dû aux IIS, on compare le comportement des algorithmes (S) et (SIGNIF) placés dans les mêmes conditions. La réponse du canal est supposée normalisée avec  $r_0$  purement réelle ou imaginaire dans (3). Il sera démontré au paragraphe suivant que cette dernière hypothèse n'est pas restrictive. Le signal lointain reçu s'écrit :

$$d_k = r_0 \beta_k + n'_k \quad (20)$$

où  $r_0 \beta_k$  est situé sur les axes et  $n'_k$  est le bruit dû aux IIS.

Supposons d'abord que  $d_k$  est dans le même quadrant que  $r_0 \beta_k$  (cf. figure 2), l'application du PP fournit une composante  $e_k^s$  indépendante de  $r_0 \beta_k$ .

Par exemple, quand  $r_0 \beta_k$  est imaginaire, l'adaptation est faite par  $\text{sign}(\text{res}_k^r + n'_k^r)$  pour (SIGNIF) alors que (S) utilise  $\text{sign}(\text{res}_k + d_k)$ . Dans la plupart des cas, la relation  $|n'_k| < |d_k|$  est satisfaite si bien que (SIGNIF) se comporte comme (S) mais avec un bruit d'adaptation considérablement réduit. Quand  $r_0 \beta_k$  et  $d_k$  ne restent pas dans le même quadrant, le comportement de (SIGNIF) est toujours meilleur que celui de (S).

Il a été montré dans [7] que  $n'_k$  agit exactement comme un bruit forcé qui annule de temps en temps le bruit d'adaptation  $r_0 \beta_k$ .

Le bruit d'interférences  $n'_k$  est mesuré par l'ouverture de l'oeil

$$m_1 \triangleq 1 - \frac{\sum_{j \neq 0} |r_j|}{|n_0|} \quad (21)$$

et le rapport du signal au bruit d'IIS

$$m_2 \triangleq \frac{|r_0|^2}{\sum_{j \neq 0} |r_j|^2} \quad (22)$$

La mesure  $m_2$  permet de comparer avec le cas d'un fort bruit de ligne (sans IIS) caractérisé par S/N. Des résultats de simulation sont présentés dans le tableau ci-dessous pour 4 canaux à 17 coefficients introduisant des IIS.

$m_1$	$m_2$ correspondant	à S/N (dB)	S/R (dB)
0.75	25	13	21
0.6	8.3	9	18
0.31	2.2	3	7.6
0.13	1.33	1.2	8

Tableau : Echo résiduel de (SIGNIF) après 3000 itérations en présence d'IIS.

Le comportement de (SIGNIF) est donc très satisfaisant tant que  $m_1 > 0.5$  ce qui correspond à un bruit équivalent  $n'_k$  tel que  $S/N = 7$  dB. Pour de plus petites valeurs de  $m_1$ , (SIGNIF) reste efficace puisque  $R_{Si}$  atteint 7 dB sous le signal après 3000 itérations.

Pour (SIGNIF), le bruit d'IIS a donc une influence comparable à celle du bruit de ligne : la vitesse de convergence est réduite mais le bruit n'empêche pas un comportement satisfaisant. En présence d'IIS, (SIGNIF) obtient de meilleures performances que (S) et ne nécessite pas d'égalisation avant l'annulation d'écho.

#### VI. DEMODULATION A L'AIDE DE (SIGNIF)

Lorsque les données lointaines ne sont pas sur les axes, un algorithme de poursuite de phase associé à (SIGNIF) va les redresser comme suit. Il sera illustré dans le cas d'un diagramme à 16 points. Sans perte de généralité, on peut supposer qu'il n'y a pas d'IIS ( $d_k = \beta_k$ ).

Appelons  $\phi_k$  la correction de phase aléatoire nécessaire (dans un repère fixe) au transfert de la donnée  $\beta_k$  sur l'axe le plus proche. Cette correction de phase peut être décomposée en 2 parties :



où  $\theta_k$  est l'estimation du décalage (gigue, dérive) de phase  $\theta'_k$  introduit par la ligne et  $\xi_k$ , caractéristique de la donnée  $\beta_k$  est défini par

$$\xi_k = \Delta (0\beta_k, \text{axe le plus proche de } 0\beta_k). \quad (24)$$

On aura donc  $|\xi_k| \leq \pi/4$ ; (lorsque les 2 composantes de  $\beta_k$  ont des modules égaux, on pose  $\xi_k = +\pi/4$ ). Le système doit donc évaluer ces deux angles.

### 6.1. Estimation de $\phi_k$

Le décalage  $\theta'_k$  dû à la ligne se traduit par une donnée reçue de la forme (cf. fig. 4)

$$\beta'_k = \beta_k e^{-j\theta'_k}. \quad (25)$$

Pour évaluer  $\theta'_k$ , supposons le régime établi c'est à dire  $\xi_k$  trouvé. Le signal  $e_k$  a subi une rotation de phase  $\phi_k$ :

$$\tilde{e}_k = e_k e^{j\phi_k} \quad (26)$$

et la donnée reçue  $\beta'_k$  est transformée en

$$\tilde{\beta}_k = \beta'_k e^{j\phi_k} = \beta_k e^{j[(\theta_k - \theta'_k) + \xi_k]} \quad (27)$$

qui sera située au voisinage de l'un des axes si  $\phi_k$  est bien choisi. L'erreur  $\tilde{e}_k$  est alors significative de l'erreur d'estimation  $\theta_k - \theta'_k$  grâce à l'angle (cf. fig. 4)

$$\psi_k = (0\tilde{e}_k, \text{axe le plus proche de } 0\tilde{e}_k). \quad (28)$$

L'algorithme suivant, fonctionnant comme une boucle à verrouillage de phase numérique (BVPN) atteindra automatiquement la bonne valeur de  $\theta$ , à l'aide du signal d'erreur  $\psi_k$ :

$$\theta_{k+1} = \theta_k + \gamma f(\psi_k) \quad (29)$$

où  $\gamma$  est un paramètre d'adaptation et  $f$  une fonction convenablement choisie. Il est facile de voir qu'en divisant le plan en quatre régions  $A_1, \dots, A_4$ , on peut adopter pour (29) l'algorithme:

$$\theta_{k+1} = \theta_k + \gamma \begin{cases} \tilde{e}_k^r \text{ sign}(\tilde{e}_k^i), & \text{si } \tilde{e}_k \in A_1 \cup A_3 \\ -\tilde{e}_k^i \text{ sign}(\tilde{e}_k^r), & \text{si } \tilde{e}_k \in A_2 \cup A_4 \end{cases} \quad (30)$$

La formule (30) met en évidence le principe de l'algorithme qui tend à maximiser (resp. minimiser) la composante  $\tilde{e}_k^r$  de l'erreur dans la région  $A_1$

(resp.  $A_3$ ), et de la même façon pour  $A_2$  et  $A_4$ . Pour de petites valeurs de l'angle d'erreur  $\psi_k$ , on adoptera dans (29)  $f(\psi_k) = \sqrt{S} \psi_k$ .

### 6.2. Evaluation de $\xi_k$

Une fois l'adaptation de phase  $\theta_k$  effectuée, le système est stabilisé et l'on obtient le signal

$$\epsilon_k = e_k e^{j\theta_k} = \text{res}_k e^{j\theta_k} + \delta_k \quad (31)$$

avec

$$\delta_k = \beta_k e^{j(\theta_k - \theta'_k)} \quad (32)$$

Le résidu d'écho étant faible et le décalage  $\theta'_k$  étant bien compensé par  $\theta_k$ , le signal  $\epsilon_k$  permet de détecter la donnée émise  $\beta_k$  donc d'évaluer son angle  $\xi_k$  avec l'axe le plus proche. Les données étant maintenant déphasées vers les axes grâce à (26), le PP peut être utilisé conjointement avec la BVPN précédente comme on le voit sur la figure 5. Par exemple, l'algorithme (SIGNIF) peut être utilisé pour le vecteur  $\tilde{C}_k = C_k e^{j\phi_k}$  adapté par  $\text{sign}(\tilde{e}_k)$ .

Le vecteur  $C_k$  estimant le chemin d'écho réel  $C$  est alors obtenu par

$$C_{k+1} = C_k + e^{-j\phi_k} \mu / \sqrt{2} A_k^* \begin{cases} j \text{ sign}(\tilde{e}_k^i), & \text{si } |\tilde{e}_k^i| < |\tilde{e}_k^r| \\ \text{sign}(\tilde{e}_k^r), & \text{sinon} \end{cases} \quad (33)$$

Dans le cas de 4 phases, l'angle  $\xi_k$  étant constant, il n'est pas nécessaire d'éclater  $\phi_k$  en 2 parties; l'algorithme d'adaptation de phase permet d'évaluer directement l'angle  $\theta'_k + \pi/4$ .

L'algorithme simplifié (SIGNIF) est donc applicable à un diagramme spatial général au prix d'un accroissement de complexité puisqu'il faut évaluer l'angle  $\xi_k$  à chaque étape.

Les simulations de la courbe 2 ont été faites pour un diagramme 4-phases où les données  $\beta_k$  ont subi un déphasage  $V_0$ . L'algorithme sur  $\theta$  converge vers la valeur  $(\pi/4) - V_0 + k\pi/2$  qui envoie les données sur les axes. Nous voyons que le décalage de phase  $V_0$  tient compte du décalage entre la phase du démodulateur et celle du signal utile.

La fonction imposée à l'ANEC consistant en l'algorithme BVPN ne représente donc pas une tâche supplémentaire puisqu'elle réalise en même temps la synchronisation des porteuses.

Les simulations comportent une période d'acquisition de 500 itérations sans émission de données lointaines, et utilisant l'algorithme (S). Après que  $C_k$  a convergé, les données lointaines sont émises et l'algorithme à BVPN est mis en fonction. L'algorithme (S) est encore utilisé pendant 200 itérations, temps nécessaire à ce que les données lointaines soient proches des axes puis (SIGNIF) est mis en oeuvre. A cette étape  $K$ , la dernière valeur  $\phi_K$  obtenue est introduite dans l'ANEC qui devient  $\tilde{C}_K = C_K e^{j\phi_K}$ . Cette multiplication qui n'est effectuée qu'une seule fois peut être mise en oeuvre par un logiciel très simple et n'augmente donc pas la complexité du système.

Les valeurs de  $\mu$  et  $\gamma$  découlent des résultats antérieurs;  $\mu$  est initialisé à  $\mu_0 \sqrt{S/S_0}$  avec  $\mu_0 = 2^{-6}$  et  $S_0 = 10$  puis  $\mu$  est divisé par 2 toutes les 500 itérations. Le paramètre  $\gamma$  est maintenu à une valeur assez grande  $1/60 \sqrt{S}$  jusqu'à ce que  $\phi_k + V_0$  atteigne une valeur proche de  $\pi/4$  redressant les données sur les axes. Nous voyons sur la courbe 2 que ce but est atteint rapidement. En même temps que (SIGNIF) est mis en oeuvre,  $\gamma$  est diminué à la valeur  $1/200 \sqrt{S}$  de façon à réduire les fluctuations de  $\phi_k$ .

La comparaison des courbes 1 et 2 est cohérente,  $\phi_k$  a bien redressé les données sur les axes. Le niveau R/S atteint par la courbe 2 est le même que celui de la courbe 1 avec un retard de 500 itérations à cause de la période d'apprentissage.



**BIBLIOGRAPHIE**

- [1] J.P. BAUDOUX, C. MACCHI  
"Un annuleur d'écho numérique adaptatif",  
Colloque National sur le Traitement du Signal et  
ses Applications, GRETSI 1977, Nice, France,  
pp. 841-846.
- [2] O. MACCHI  
"Filtrage adaptatif en communications", Annales  
des Télécommunications, tome 36, N° 11-12,  
Nov. 1981, pp. 615-625.
- [3] T.A.C.M. CLAASEN, W.F.G. MECKLENBRAUKER  
"Comparison of the convergence of two algorithms  
for adaptive FIR digital filters", IEEE Trans.  
ASSP, Vol. 29, N° 3, June 1981, pp. 670-678.
- [4] N. HOLTE, S. STUEFLOTEN  
"A new digital echo canceler for two-wire  
subscriber lines", IEEE Trans. Comm. 29, N° 11,  
Nov. 1981, pp. 1573-1581.
- [5] M. BONNET, O. MACCHI  
"Choix d'un algorithme en précision finie pour  
annuleur d'écho", Annales des Télécommunications  
tome 38, N° 7-8, July 1983, pp. 305-329.
- [6] D.D. FALCONER  
"Adaptive reference echo cancellation" IEEE  
Trans. Comm., 30, N° 9, Sept. 1982,  
pp. 2083-2094.
- [7] M. BONNET, O. MACCHI  
"A low complexity echo canceler performing the  
channel phase acquisition", submitted to IEEE,  
ASSP on december 1984.

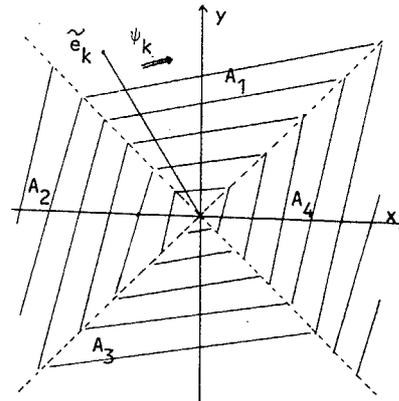


FIGURE 3 : Interprétation géométrique de la BVPN : comment faire tourner  $e_k$ ?

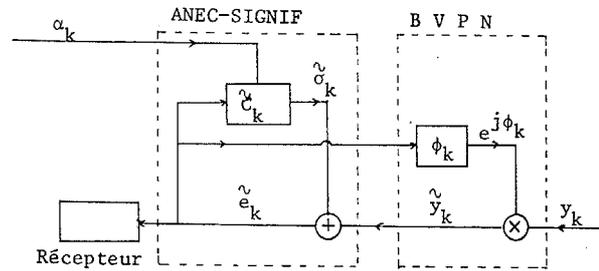


FIGURE 5: Schéma d'un ANEC précédé d'un algorithme de correction de phase.

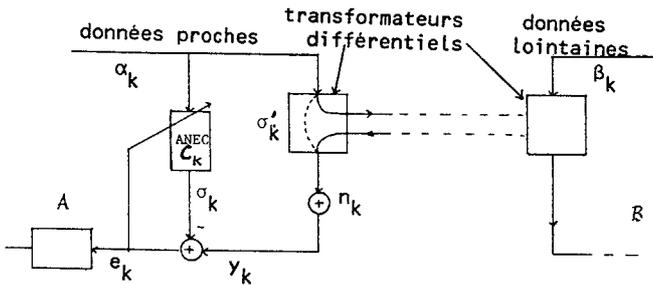


FIGURE 1 : Configuration d'un ANEC dans un système de communications.

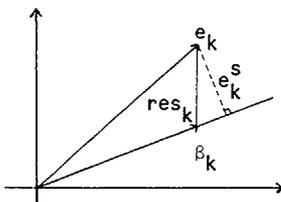


FIGURE 2 : Principe de projection : la composante de l'erreur,  $e_k^s$  est débarrassé des données lointaines.

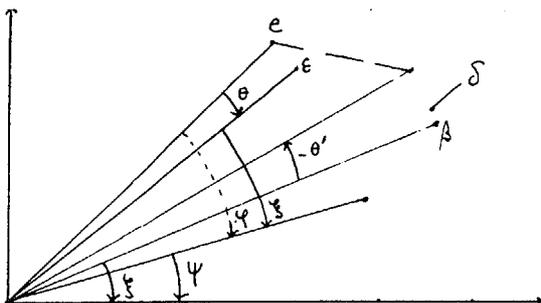
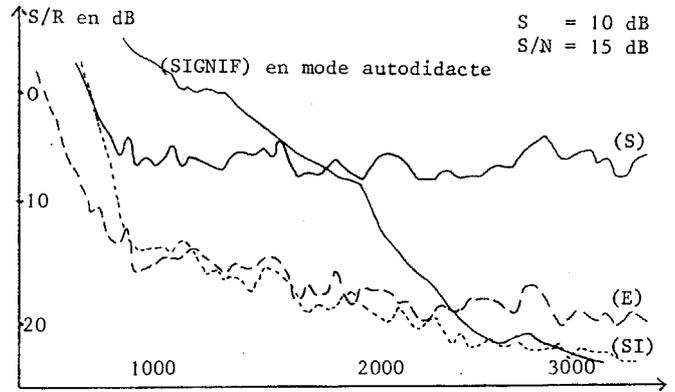
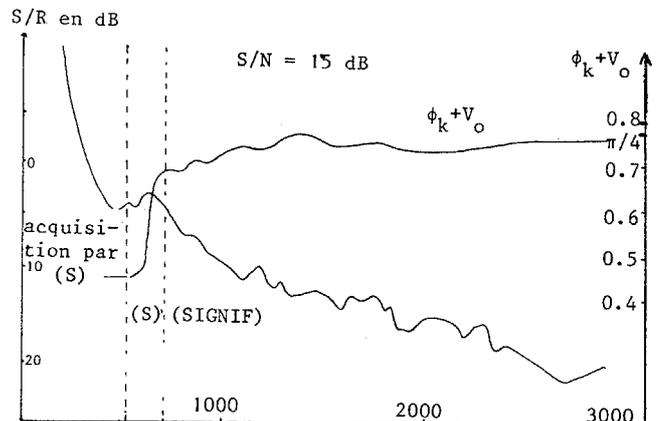


FIGURE 4 : Choix des corrections  $\theta$  et  $\phi$ .



Courbe 1 : Comparaison de (S), (E) et (SIGNIF)



Courbe 2 : (SIGNIF) envoyant les données sur les axes et réalisant l'acquisition de phase du canal