

## TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

Nice 7 au 12 mai 1973

---

TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS\*

Georges BIENVENU, THOMSON-CSF, Division des Activités  
Sous-Marines 06802-CAGNES-sur-MER.

---

**RESUME** Après avoir rappelé l'existence d'un traitement spatial commun quel que soit le critère adopté pour les traitements spatio-temporels en milieu stationnaire, on expose les problèmes posés par l'adaptativité au champ de bruit. On montre que pour les applications passives, le traitement spatial commun est irréalisable en adaptatif, sauf à bande étroite. On propose de le remplacer par un autre traitement : l'estimation d'un signal **inconnu**, de direction connue, qui généralise en un certain sens la notion d'antenne et qui est réalisable en adaptatif à large bande. On peut ainsi concevoir un sonar large bande remplissant aussi bien des fonctions actives que passives avec un traitement adaptatif d'antenne unique. On présente une réalisation de ce dispositif et ses performances.

**SUMMARY**

After having pointed out the existence of a space processing common to all the criteria used in space-time processing in stationary medium, one presents the problems raised by the adaptivity to the noise field. One shows that in passive applications, the common space processing is unfeasible in an adaptive way except for the narrow-band case. One proposes to replace it by another processor : the estimator of an unknown signal in a known direction, which generalizes in a certain sense the notion of antenna, and which is realizable in an adaptive way with a wide bandwidth. Thus one can devise a wide-band sonar fulfilling active as well as passive functions with only one adaptive antenna processing. One presents a realization of this processor and its performances.

\*Etude financée par la DIRECTION DES RECHERCHES ET MOYENS  
d'ESSAIS - Paris (France).

TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

INTRODUCTION.

La théorie des traitements spatio-temporels en milieu stationnaire lorsque la matrice de corrélation des bruits est connue, s'est développée avec les hypothèses suivantes : le signal est supposé d'une part être indépendant des bruits et d'autre part, posséder une cohérence spatiale parfaite, c'est-à-dire être reçu sur les capteurs de façon identique à un temps de retard près, lié à la géométrie de l'antenne et à sa direction qui est connue (le simple temps de retard peut être remplacé par un filtrage linéaire, mais qui est connu).

Elle a abouti à un résultat très important qui est l'existence d'un traitement spatial commun qui ne dépend que des bruits et qui est indépendant et du critère, et du signal. Il est suivi d'un traitement purement temporel qui, lui, dépend du critère et du signal, et bien sûr du bruit qui existe sur sa sortie. Il est donc possible de concevoir des systèmes satisfaisant à plusieurs critères d'estimation ou de détection, avec un traitement spatial unique, comme avec les antennes classiques. Cependant, dans de nombreux cas, et notamment en acoustique sous-marine, les bruits ne sont pas stationnaires. Un moyen pour faire face à cette situation est l'adaptativité : elle consiste à remplacer dans les formules qui donnent les traitements optimaux la matrice des densités spectrales des bruits par une estimation. Cela suppose donc que ces bruits possèdent un temps de stationnarité suffisant. En fait, c'est l'inverse de la matrice qui intervient, et au lieu de réaliser une estimation et une inversion, il est possible d'utiliser des algorithmes d'itération  
..../...



## TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

stochastique qui permettent de calculer directement les filtres.

Mais, ce moyen se heurte encore à une difficulté qui a été mise en avant par H. MERMOZ [1] : c'est celle de la référence bruit seul. En effet, l'estimation de la matrice des densités spectrales des bruits ne peut se faire que sur les signaux d'entrée, et si le signal est présent, il perturbe la mesure, et donc le filtrage. Et notamment dans ce cas, le signal se comporte comme un brouilleur directif vis-à-vis du traitement spatial commun adopté à la suite de l'étude des traitements spatio-temporels lorsque la matrice des densités spectrales des bruits est connue, et donc il est éliminé comme tel, sauf à bande très étroite par rapport à la porteuse [1]. Ce traitement est donc irréalisable de façon adaptative à large bande et perd de ce fait tout son intérêt de traitement spatial commun.

Dans cet exposé, on montre qu'il peut être remplacé par l'estimateur d'un signal inconnu (sauf en direction) qui est réalisable de façon adaptative à large bande même en présence du signal.

### 1. RAPPEL DES TRAITEMENTS SPATIO-TEMPORELS OPTIMAUX EN MILIEU STATIONNAIRE : TRAITEMENT SPATIAL COMMUN.

Ce paragraphe est un rappel des traitements spatio-temporels optimaux les plus importants en milieu stationnaire lorsque la matrice des densités spectrales des bruits est connue. Ils seront donnés sous une forme fréquentielle (fonctions de transfert) en supposant le temps d'observation infini. Les bruits et le signal, lorsqu'il est considéré comme



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

un processus aléatoire, sont supposés à valeur moyenne nulle. L'antenne possède K capteurs dont sont issus K signaux qui fournissent, après avoir été convenablement retardés selon la direction du signal, les K signaux à traiter :

$$x_1(t), \dots, x_k(t), \dots x_K(t)$$

qui sont composés de bruits et du signal, identique sur toutes les entrées :

$$x_k(t) = b_k(t) + s(t).$$

L'ensemble des signaux reçus peut être représenté par un vecteur à K dimensions (matrice colonne) :

$$\vec{X}(t) = \vec{B}(t) + s(t) \vec{N}$$

où  $\vec{N}$  est un vecteur formé de K éléments 1.

Les filtrages ont tous la forme schématisée sur la figure 1, auquel il faut ajouter, pour le cas de la détection passive présentée, une élévation au carré et une intégration après la somme. L'ensemble des filtres :  $H_k(f)$  est représenté par le vecteur :  $\vec{H}(f)$

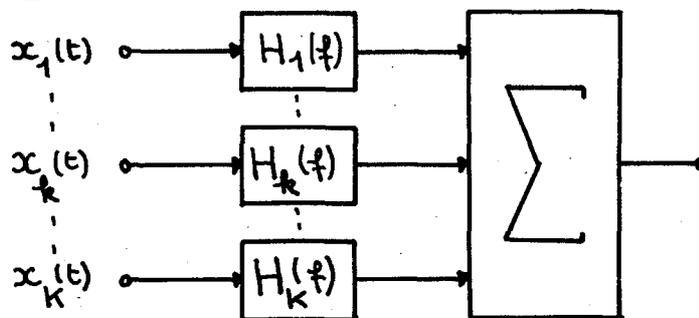


Figure 1



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

Détection active [1] [2].

$$\vec{H}(f) = \Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N} S^*(f)$$

où  $S(f)$  est la transformée de Fourier du signal  $s(t)$   
et  $\Gamma_b(f)$  la matrice des densités spectrales des bruits.

Détection passive [3], [4], [5], [6], [2].

On présente ici le filtrage correspondant  
au critère de la référence [2].

$$\vec{H}(f) = \Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N} a(f)$$

où  $a(f)$  est tel que :  $a(f)a^*(f) = \gamma_S(f)$

et où  $\gamma_S(f)$  est la densité spectrale du signal consi-  
déré ici comme un processus aléatoire.

Estimation de Wiener [7] [8] [8].

$$\vec{H}(f) = \Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N} \left[ \vec{N}^T \Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N} + \gamma_S^{-1}(f) \right]^{-1}$$

Estimation d'un signal inconnu [9] [5] [10] [6].

$$\vec{H}(f) = \Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N} \left[ \vec{N}^T \Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N} \right]^{-1}$$

Traitement spatial commun.

Le traitement spatial commun adopté dans la  
littérature [1] [9] [5] [6] est représenté par le  
terme :

$$\Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N}.$$

Il est mis en évidence sur la figure 2 qui  
présente le schéma d'un traitement remplissant les  
quatre fonctions décrites ci-dessus.

TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

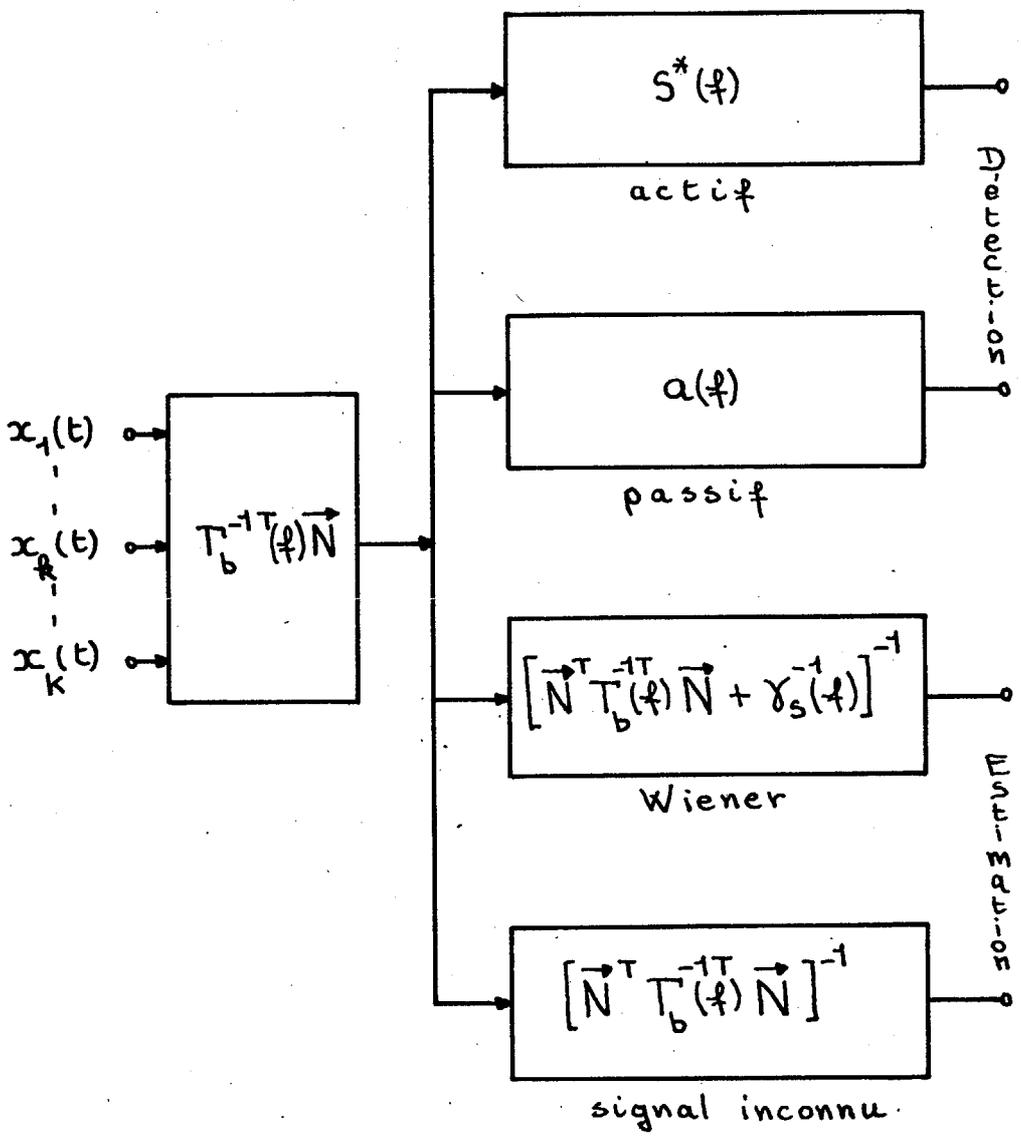


Figure 2 - Traitement spatial commun  $\Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N}$ .



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

2. PROBLEMES POSES PAR L'ADAPTATIVITE AU CHAMP DE BRUIT.

Si les bruits ne sont pas stationnaires, les traitements ci-dessus ne sont plus utilisables. On peut alors employer la méthode appelée : adaptativité. Les filtrages optimaux en milieu stationnaire ne dépendent des bruits que par leur matrice des densités spectrales, elle consiste à remplacer ces dernières par une estimation qui doit être faite évidemment sur une tranche de temps fini. C'est donc un compromis entre la précision de l'estimation et le temps de stationnarité des bruits.

Mais cette méthode se heurte à une autre difficulté. En effet, c'est la matrice des densités spectrales des bruits seuls [1] qui doit être estimée, et, a priori, on ne peut pas savoir si le signal est présent ou pas, et donc en général, la mesure est perturbée par le signal. Si l'on réalise le filtrage spatial commun en adaptatif, il possède asymptotiquement les propriétés du terme :  $\Gamma^{-1}(f) \vec{N}$ , où  $\Gamma(f)$  est ici la somme des matrices des densités spectrales des bruits et du signal. Il considère alors le signal comme un brouilleur et l'élimine le plus possible (voir paragraphe 3.2.).

2.1. Actif et passif.

Dans le cas de la détection active, il y a en général une solution à ce problème. En effet, la durée des signaux employés est dans la plupart des cas bien inférieure à celle du temps de non-stationnarité des bruits. Il est alors possible de choisir une constante de temps d'adaptation qui est

TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

d'une part suffisamment faible pour que le système suive les variations du champ de bruit, et d'autre part suffisamment grande pour que l'influence du signal sur l'estimation de la matrice des densités spectrales soit négligeable.

Mais dans le cas du passif, le contraste temporel n'existe plus. Le signal est de durée inconnue, en général très longue devant la période d'observation. Et notamment dans ce cas, la réalisation adaptative du traitement spatial commun n'est pas utilisable, sauf à bande très étroite par rapport à la porteuse comme l'a montré H. MERMOZ [1].

2.2. Traitement optimal d'antenne.

Si l'on considère la façon dont est défini l'estimateur d'un signal inconnu :

- meilleur estimateur au sens du maximum de vraisemblance d'un signal inconnu, identique sur toutes les entrées,

ou bien :

- filtrage linéaire qui minimise la variance du bruit de sortie sans déformer tout signal inconnu identique sur toutes les entrées,

on s'aperçoit qu'il remplit le rôle des antennes classiques de façon optimale. C'est un traitement en effet tout à fait indépendant du signal dont il n'utilise, comme ces dernières, que la cohérence spatiale. C'est donc l'appareil de mesure idéal pour tracer avec le moins d'erreur possible, le champ des bruits cohérents, donc des signaux, en fonction de la direction. Il généralise la notion classique d'antenne.



TRAITEMENTS D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

De plus, il possède la propriété fondamentale suivante : si l'on rajoute à la matrice des densités spectrales des bruits celle du signal, le filtrage est inchangé :

$$\Gamma_b^{-1T}(f)\vec{N} \left[ \vec{N}^T \Gamma_b^{-1T}(f)\vec{N} \right]^{-1} = \left[ \Gamma_b(f) + \Gamma_S(f) \right]^{-1T} \vec{N} \left\{ \vec{N}^T \left[ \Gamma_b(f) + \Gamma_S(f) \right]^{-1T} \vec{N} \right\}^{-1}$$

La démonstration est présentée dans le Paragraphe 3.1. Cela veut dire que ce traitement est réalisable de façon adaptative puisqu'il ne nécessite que la matrice des densités spectrales des signaux d'entrée, sans se soucier d'une présence éventuelle de signal. Il faut cependant remarquer que puisqu'il ne possède qu'une estimation de  $\Gamma_b(f)$ , un système adaptatif sera tout de même sensible à la présence du signal, mais cela d'autant moins que l'estimation sera plus précise : ce phénomène est étudié en détail dans la suite.

Etant données ces propriétés, on propose [12] de remplacer le traitement spatial commun jusqu'alors adopté :  $\Gamma_b^{-1T}(f)\vec{N}$ , par l'estimateur d'un signal inconnu, sauf en direction. Il est donc possible de réaliser des systèmes à large bande satisfaisant à plusieurs critères d'estimation ou de détection avec un traitement spatial adaptatif unique. Il faut noter que ce traitement est particulièrement intéressant pour le passif. Il est notamment directement applicable à la reconnaissance des bruits, et doit améliorer les performances du système de détection passive par "balance" (comparaison de l'énergie reçue dans une direction avec une moyenne de celles de voies qui l'entourent).

TRAITEMENTS D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LE  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

3. PROPRIETES DE L'ESTIMATEUR D'UN SIGNAL INCONNU.

Ce paragraphe présente trois propriétés de l'estimateur qui sont une propriété spécifique : l'insensibilité à la présence du signal, une propriété générale des traitements spatio-temporels optimaux l'élimination des brouilleurs directs, et une autre propriété spécifique : la sensibilité à la direction du signal.

3.1. Insensibilité à la présence du signal.

La matrice des densités spectrales du signal s'écrit :

$$\Gamma_S(f) = |S(f)|^2 \vec{N} \vec{N}^T.$$

Si l'on remplace :  $\Gamma_b(f)$  par :  $\Gamma_b(f) + \Gamma_S(f)$ , le filtrage  $\vec{H}(f)$  devient :

$$\vec{H}'(f) = \left[ \Gamma_b(f) + |S(f)|^2 \vec{N} \vec{N}^T \right]^{-1T} \vec{N} \left\{ \vec{N}^T \left[ \Gamma_b(f) + |S(f)|^2 \vec{N} \vec{N}^T \right]^{-1T} \vec{N} \right\}^{-1}$$

L'identité de Woodbury [11] permet d'écrire :

$$\left[ \Gamma_b(f) + |S(f)|^2 \vec{N} \vec{N}^T \right]^{-1T} = \Gamma_b^{-1T}(f) - \frac{1}{\alpha} \Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N} |S(f)|^2 \vec{N}^T \Gamma_b^{-1T}(f)$$

où :  $\alpha = 1 + |S(f)|^2 \vec{N}^T \Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N}$

$\vec{H}'(f)$  s'écrit alors :

$$\vec{H}'(f) = \frac{1}{\alpha} \left[ \alpha \Gamma_b^{-1T}(f) - \Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N} |S(f)|^2 \vec{N}^T \Gamma_b^{-1T}(f) \right] \vec{N}$$

$$\left\{ \frac{1}{\alpha} \vec{N}^T \left[ \alpha \Gamma_b^{-1T}(f) - \Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N} |S(f)|^2 \vec{N}^T \Gamma_b^{-1T}(f) \right] \vec{N} \right\}^{-1}$$



TRAITEMENTS D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

Soit en mettant :  $[\Gamma_b^{-1T}(f)\vec{N}]$  en facteur dans la première partie de l'expression et :  $[\vec{N}^T \Gamma_b^{-1T}(f)\vec{N}]$  dans la seconde :

$$\begin{aligned} \vec{H}'(f) &= \Gamma_b^{-1T}(f)\vec{N} \left[ \alpha I - |S(f)|^2 \vec{N}^T \Gamma_b^{-1T}(f)\vec{N} \right] \\ &\quad \left[ \alpha I - |S(f)|^2 \vec{N}^T \Gamma_b^{-1T}(f)\vec{N} \right]^{-1} \left[ \vec{N}^T \Gamma_b^{-1T}(f)\vec{N} \right]^{-1} \\ &= \vec{H}(f). \end{aligned}$$

### 3.2. Elimination des brouilleurs directs.

On appelle brouilleur directif une source de bruit qui produit un processus aléatoire  $x(t)$  identique sur tous les capteurs à un temps de retard près. Sa matrice des densités spectrales s'écrit donc :

$$\Gamma(f) = \gamma(f) \vec{D}(f) \vec{D}^{T*}(f)$$

où  $\gamma(f)$  est la densité spectrale du processus et  $\vec{D}(f)$  un vecteur composé de  $K$  éléments :  $e^{-j2\pi f \tau_k}$ , où  $\tau_k$  est le temps de retard du signal  $x(t)$  sur le capteur  $k$  par rapport à une référence. Si le champ de bruit se compose de  $N$  brouilleurs statistiquement indépendants, la matrice des densités spectrales s'écrit :

$$\Gamma_b(f) = \sum_{n=1}^N \gamma_n(f) \vec{D}_n(f) \vec{D}_n^{T*}(f).$$

La densité spectrale du bruit en sortie du traitement s'écrit :

$$P(f) = \vec{H}^T(f) \Gamma_b(f) \vec{H}^*(f).$$

Soit en remplaçant  $\Gamma_b(f)$  par sa valeur :

$$P(f) = \sum_{n=1}^N \gamma_n(f) |\vec{H}^T(f) \vec{D}_n(f)|^2$$



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

Les brouilleurs sont éliminés si  $P(f)$  est nulle quelle que soit la fréquence, donc si  $\vec{H}(f)$  est orthogonal à tous les vecteurs  $\vec{D}_n(f)$  ( $\gamma_n(f)$  est positif). Si le nombre de brouilleurs est supérieur à celui des capteurs, il est toujours possible de trouver une configuration telle que à une fréquence au moins les vecteurs  $\vec{D}_n(f)$  forment une base de l'espace  $C^K$ , auquel cas il est impossible de trouver un vecteur qui leur soit orthogonal. Mais s'il est inférieur à  $K$ , il suffit de prendre  $\vec{H}(f)$  dans le sous-espace orthogonal à celui formé par les vecteurs  $\vec{D}_n(f)$ , et cela pour toute fréquence.

Il existe cependant une restriction due à la contrainte :  $\vec{N}^T \vec{H}(f) = 1$  qui a pour conséquence que tout brouilleur possédant un vecteur  $\vec{D}(f)$  parallèle à  $\vec{N}$ , c'est-à-dire produisant un signal identique sur toutes les entrées, n'est non seulement pas éliminé, mais encore restitué exactement : ce qui est normal puisqu'il est alors un signal de part sa propriété. Cette contrainte n'existe pas pour le traitement spatial :  $\Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N}$  qui élimine donc le signal comme un brouilleur.

En fait, dans la réalité il existe toujours un bruit blanc indépendant entre les capteurs, et la matrice  $\Gamma_b(f)$  ne peut pas être singulière. Cependant, le filtrage optimum est tel qu'il ramène la puissance de bruit en sortie due aux brouilleurs à un niveau inférieur à celui dû au bruit isotrope, à condition que ceux-ci aient des directions éloignées du lobe principal de l'antenne classique correspondante (simple somme des signaux d'entrée). On peut facile-



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

ment traiter le cas simple où le champ de bruit se compose de ce bruit blanc isotrope et d'un brouilleur. Donc :  $\Gamma_b(f) = \sigma^2 \mathbf{I} + \gamma(f) \vec{D}(f) \vec{D}^{T*}(f)$ . S'il n'y avait que le bruit isotrope, la densité spectrale de bruit en sortie s'écrirait :

$$r_1(f) = \left[ \vec{N}^T \Gamma_b^{-1}(f) \vec{N} \right]^{-1} = \left[ \vec{N}^T \frac{\mathbf{I}}{\sigma^2} \vec{N} \right]^{-1} = \frac{\sigma^2}{K} .$$

On remarque que le traitement optimum et l'antenne classique sont dans ce cas équivalents.

Lorsque le brouilleur est présent, la densité spectrale de sortie s'écrit :

$$r_2(f) = \left\{ \vec{N}^T \left[ \sigma^2 \mathbf{I} + \gamma(f) \vec{D}(f) \vec{D}^{T*}(f) \right]^{-1} \vec{N} \right\}^{-1}$$

soit encore, grâce à l'identité de Woodbury, et en remarquant que le produit scalaire :  $\vec{D}^{T*}(f) \vec{D}(f)$  s'écrit :

$$\vec{D}^{T*}(f) \vec{D}(f) = \sum_1^K |e^{-2\pi j f \tau_k}|^2 = K$$

$$r_2(f) = \frac{\sigma^2}{K} + \frac{\gamma(f) \left| \frac{\vec{N}^T \vec{D}(f)}{K} \right|^2}{1 + K \frac{\gamma(f)}{\sigma^2} \left[ 1 - \left| \frac{\vec{N}^T \vec{D}(f)}{K} \right|^2 \right]}$$

Le premier terme de cette expression représente la densité spectrale de bruit que l'on aurait s'il n'y avait que le bruit blanc isotrope : elle est irréductible. Le second terme représente la densité spectrale supplémentaire  $r_2'(f)$  due au brouilleur directif. On peut tracer sa valeur



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

en fonction de  $\gamma(f)$  pour des valeurs données de  $K$ ,  $\sigma^2$  et  $\vec{D}(f)$ . La courbe est représentée sur la figure 3.

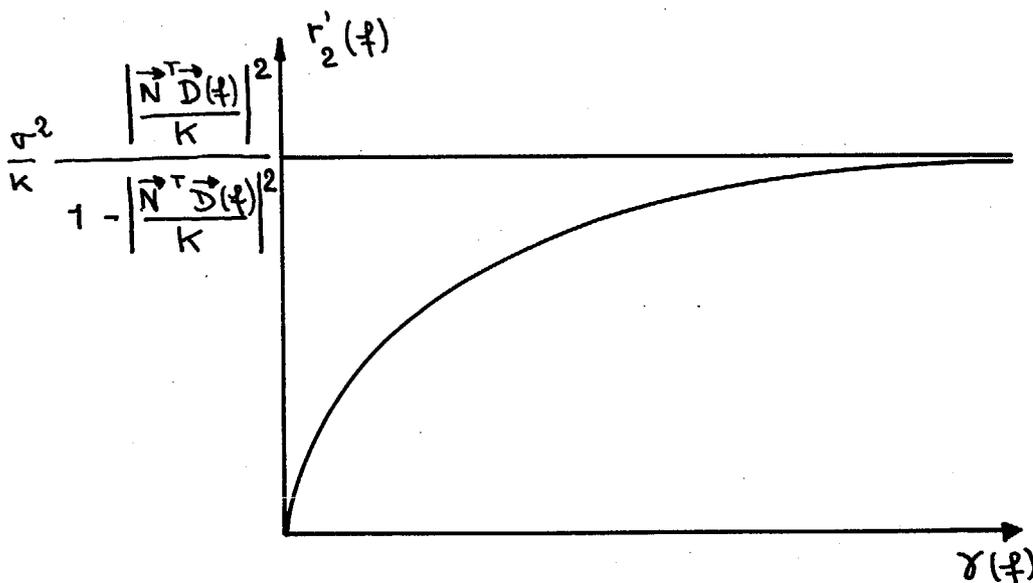


Figure 3

La densité spectrale due au brouilleur est donc toujours inférieure à :

$$\text{Max } [r'_2(f)] = \frac{\sigma^2}{K} \frac{\left| \frac{\vec{N}^T \vec{D}(f)}{K} \right|^2}{1 - \left| \frac{\vec{N}^T \vec{D}(f)}{K} \right|^2}$$

Le terme  $\left| \frac{\vec{N}^T \vec{D}(f)}{K} \right|^2$  représente le gain normalisé de l'antenne classique (simple addition des signaux d'entrée).

Lorsque le brouilleur est en dehors du lobe principal, on a :

$$\left| \frac{\vec{N}^T \vec{D}(f)}{K} \right|^2 \ll 1$$



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

et donc :  $\text{Max} [r'_2(f)] \ll \frac{\sigma^2}{K}$ .

Dans ce cas, la contribution du brouilleur est très inférieure à celle du bruit blanc isotrope.

Si le brouilleur entre dans le lobe, le terme  $\left| \frac{\vec{N}^T \vec{D}(f)}{K} \right|^2$  croît. Il atteint 1 lorsque le brouilleur est dans la direction de l'antenne, et on a :

$$r'_2(f) = \gamma(f)$$

ce qui est normal, car le brouilleur est alors un signal.

### 3.3. Sensibilité à la direction du signal.

On peut remarquer que l'expression de  $r'_2(f)$  donne aussi, dans le cas simple d'un champ de bruit constitué par le seul bruit blanc isotrope, la sensibilité du traitement à la direction du signal, en faisant jouer au brouilleur le rôle du signal. La puissance de sortie du signal s'écrit donc :

$$P_S(f) = \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} \frac{|S(f)|^2 \left| \frac{\vec{N}^T \vec{D}(f)}{K} \right|^2}{1 + K \frac{|S(f)|^2}{\sigma^2} \left[ 1 - \left| \frac{\vec{N}^T \vec{D}(f)}{K} \right|^2 \right]} df$$

où  $|S(f)|^2$  est la densité spectrale du signal et B sa bande. Si dans l'intégrale, on n'avait que le numérateur, le résultat représenterait la puissance de sortie de l'antenne classique. Dans le cas de l'antenne optimale, à cause du dénominateur, qui vaut 1 lorsque le signal est dans la direction dans

TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

laquelle l'antenne est pointée, la décroissance de  $P_S(f)$  est plus rapide avec l'écart de direction, ce qui est normal car le signal est alors considéré comme un brouilleur, et d'autant plus que le rapport signal à bruit est plus grand. Ce phénomène est un trait caractéristique du traitement optimal d'antenne. Un exemple pratique est donné dans le paragraphe 5.

4. REALISATION PRATIQUE DU TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF. ALGORITHME D'ADAPTATION.

On propose, dans une réalisation pratique, de remplacer le filtrage idéal :

$$\vec{H}(f) = \Gamma_b^{-1T}(f) \left[ \vec{N}^T \Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N} \right]^{-1}$$

par un filtre digital composé de K filtres digitaux qui remplacent les K filtres  $H_K(f)$ , et dont les sorties sont sommées comme le montre le schéma de la figure 4.

Chaque filtre est formé de L cellules auxquelles correspondent L pondérations.

On appelle :

-  $\vec{X}$  le vecteur d'entrée à  $(K.L)$  composantes :

$$\vec{X}^T = [X_1(1), \dots, X_1(L), \dots, X_K(1), \dots, X_K(L), \dots, X_K(1), \dots, X_K(L)]$$

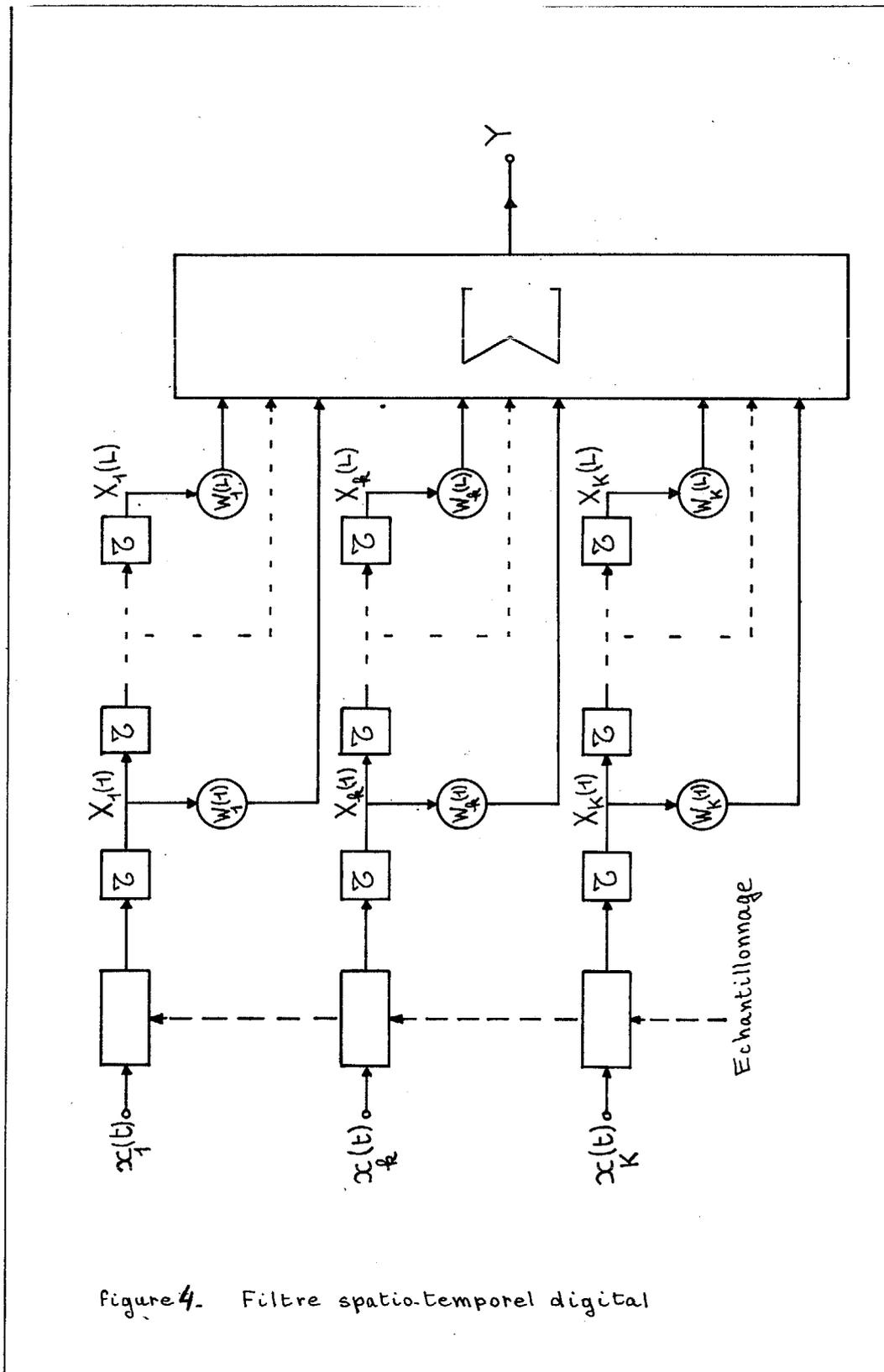
s'il n'y a pas de signal :  $\vec{X} = \vec{B}$ .

-  $\vec{S}$  le vecteur signal à L composantes :

$$\vec{S}^T = [S(1), \dots, S(L)]$$



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

s'il n'y a que du signal, on a :

$$\vec{X} = M \vec{S}.$$

$M \vec{S}$  est un vecteur à (K.L) composantes formé de K vecteurs  $\vec{S}$  puisque le signal est identique sur chaque entrée. La matrice M est une colonne de K matrices unités (LxL).

-  $\vec{W}$  est le vecteur de filtrage à (K.L) composantes :

$$\vec{W}^T = [W_1(1), \dots, W_L(1), \dots, W_K(1), \dots, W_K(L)]$$

-  $R_B$  est la matrice de corrélation des bruits seuls :

$$R_B = E [\vec{B} \vec{B}^T]$$

R est celle des signaux d'entrée :  $R = E [\vec{X} \vec{X}^T]$ .

On les suppose définies positives.

4.1. Filtre digital optimum.

On définit le filtre digital comme le filtre idéal : il minimise la variance du bruit en sortie lorsqu'il n'y a que les bruits sur les entrées et il laisse passer le signal sans le déformer : ici on impose que l'échantillon du signal de sortie soit identique à l'échantillon du signal présent au même instant dans la i ème cellule des filtres. Donc, le filtre  $\vec{W}$  est défini par :

$$\begin{cases} E(\vec{W}^T B \vec{B}^T \vec{W}) = \vec{W}^T R_B \vec{W} & \text{minimum} \\ \vec{W}^T M \vec{S} = \vec{S}^T \vec{S} = S(i) & \forall \vec{S} : \text{contrainte} \end{cases}$$



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

où  $\vec{\Delta}$  est un vecteur à  $L$  composantes égales à 0 sauf la  $i$  ème qui vaut 1. On peut montrer que ce filtrage a des performances quasiment équivalentes à celles du filtrage idéal à condition que la tranche d'estimation (ou la longueur des filtres) soit supérieure à la durée des fonctions de corrélation spatio-temporelles des bruits, et que le meilleur choix pour la position de la  $i$  ème cellule est le centre de la tranche.

La contrainte sur  $\vec{W}$  se réduit à :  $M^T \vec{W} = \vec{\Delta}$ . Le vecteur de filtrage est obtenu par la méthode des multiplicateurs de Lagrange. Il est donné par :

$$\vec{W} = R_B^{-1} M (M^T R_B^{-1} M)^{-1} \vec{\Delta}.$$

Ce filtrage correspond à la meilleure estimation au sens du maximum de vraisemblance de l'échantillon de signal contenu dans les  $i$  ème échantillons des  $K$  tranches de  $L$  échantillons [6].

La propriété fondamentale d'invariance du traitement lorsque la matrice de corrélation des bruits seuls  $R_B$  est remplacée par celle des bruits plus celle du signal :

$$R = R_B + M R_S M^T$$

est conservée.

La démonstration est analogue à celle présentée au paragraphe 3.1.

#### 4.2. Filtrage digital adaptatif.

L'algorithme utilisé pour réaliser l'estima-

TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

teur adaptatif est dérivé de l'algorithme classique de minimisation sous contrainte [13].

Si la matrice R était connue, il s'écrirait :

$$\vec{W}_{n+1} = \vec{W}_n - \epsilon P R \vec{W}_n$$

avec :  $P = I - M (M^T M)^{-1} M^T$

$\vec{W}_{n+1}$  est l'estimation du vecteur de filtrage optimal  $\vec{W}$  à la (n+1) ième itération.

Le vecteur  $\vec{W}_0$  de départ doit satisfaire à la contrainte :

$$M^T \vec{W}_0 = \vec{\Delta}$$

L'algorithme d'adaptation est obtenu en remplaçant R par son estimation instantané à chaque itération :  $\vec{X}_n \vec{X}_n^T$  suivant le principe introduit par B. WIDROW [14]

$$\vec{W}_{n+1} = \vec{W}_n - \epsilon P \vec{X}_n \vec{X}_n^T \vec{W}_n$$

4.2.1. Convergence.

La convergence de l'algorithme peut être facilement étudiée avec les hypothèses suivantes :

- pour la convergence de la moyenne de  $\vec{W}_n$ , les différents vecteurs d'entrée  $\vec{X}_n$  sont supposés statistiquement indépendants ;
- pour la convergence de la moyenne de la norme de  $\vec{W}_n$ , on suppose de plus que les vecteurs  $\vec{X}_n$  sont Gaussiens.



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

Ces hypothèses sont généralement utilisées pour des problèmes analogues [15] [16]. L'expérimentation montre que les résultats théoriques établis avec ces hypothèses sont tout à fait cohérents avec les expériences. On établit les résultats suivants :

Convergence de la moyenne :

La limite de  $E(\vec{W}_n)$  lorsque  $n$  tend vers l'infini est égale à la valeur optimale :  $\vec{W} = R^{-1} M(M^T P^{-1} M)^{-1} \vec{y}$  si :

$$0 < \epsilon < \frac{2}{\lambda'_{\max}}$$

où  $\lambda'_{\max}$  est la valeur propre maximum de la matrice

$$R' = P R P.$$

Convergence de la moyenne de la norme :

La limite de :  $E [(\vec{W}_n - \vec{W})^T (\vec{W}_n - \vec{W})]$  lorsque  $n$  tend vers l'infini est bornée si :

$$0 < \epsilon < \frac{2}{2 \lambda'_{\max} + \text{Tr}(R')}$$

où :  $\text{Tr}(R')$  est la trace de la matrice  $R'$ .

Le choix de  $\epsilon$  pour que l'algorithme converge est donc imposé par la dernière relation. En pratique, on prendra comme borne supérieure :  $\frac{2}{3 \text{Tr}(R)}$  dont on peut facilement calculer une approximation :  $\frac{2}{3 \vec{X}^T \vec{X}}$ .

4.2.2. Bruit d'estimation.

La variance du vecteur de filtrage  $\vec{W}_n$  crée en sortie un bruit dont la variance  $\Delta y_n^2$  admet une limite  $\Delta y^2$  bornée lorsque  $n$  tend vers l'infini :

TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

$$\frac{\vec{W}^T R \vec{W} \text{Tr}(R')}{2 - 2\epsilon \left[ \lambda'_{\min} + \frac{1}{2} \text{Tr}(R') \right]} \leq \overline{\Delta y^2} \leq \frac{\vec{W}^T R \vec{W} \text{Tr}(R')}{2 - 2\epsilon \left[ \lambda'_{\max} + \frac{1}{2} \text{Tr}(R') \right]}$$

On choisit  $\epsilon$  de la forme :  $\epsilon = \frac{k_\epsilon}{\text{Tr}(R)}$ , où  $k_\epsilon$  est une constante inférieure à  $2/3$ .

On suppose que le signal et les bruits ont une puissance moyenne constante et identique sur toute les entrées. On peut définir un rapport signal à bruit d'entrée par :

$$\rho = \frac{\overline{S^2}}{\overline{b^2}}$$

où  $\overline{S^2}$  est la puissance moyenne du signal et  $\overline{b^2}$  celle des bruits. On peut alors montrer que l'inégalité ci-dessus s'écrit :

$$\frac{\frac{1}{G} + \rho}{1 + \rho} \frac{k_\epsilon \text{Tr}(R')}{2KL \left\{ 1 - \frac{k_\epsilon \left[ \lambda'_{\min} + \frac{1}{2} \text{Tr}(R') \right]}{b^2 KL (1 + \rho)} \right\}} \leq \overline{\Delta y^2} \leq \frac{\frac{1}{G} + \rho}{1 + \rho} \frac{k_\epsilon \text{Tr}(R')}{2KL \left\{ 1 - \frac{k_\epsilon \left[ \lambda'_{\max} + \frac{1}{2} \text{Tr}(R') \right]}{b^2 KL (1 + \rho)} \right\}}$$

où :  $G$  est le gain du filtrage optimum entre la puissance moyenne de bruit sur une entrée et celle du bruit à la sortie.

Pour un champ de bruit donné, si l'on fait varier le rapport signal à bruit  $\rho$ , les deux bornes varient suivant des hyperboles dont l'allure est portée sur la figure 5.

On voit que la variance du bruit d'estimation augmente avec le rapport signal à bruit, mais elle admet



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

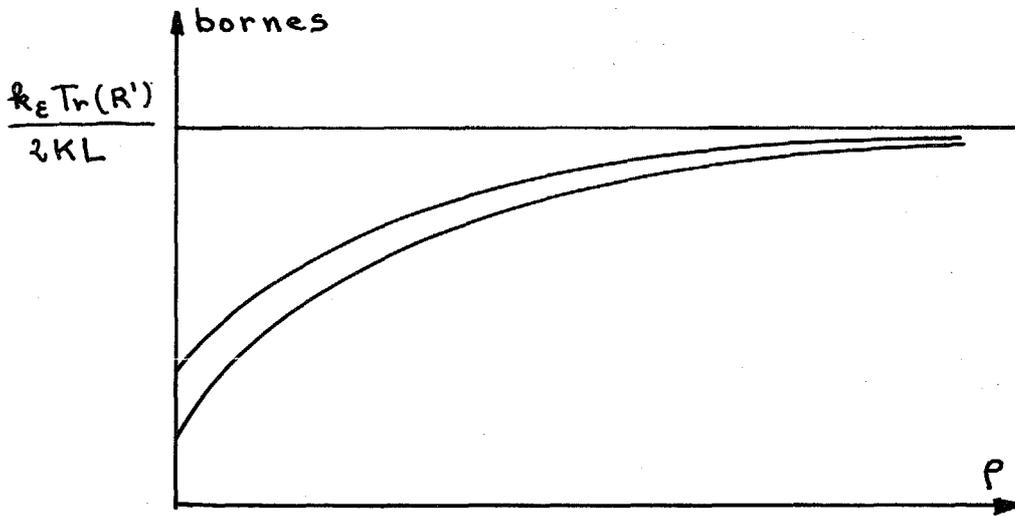


Figure 5

une asymptote.

Donc si le filtre idéal est insensible à la présence du signal, le filtre estimé  $\vec{W}_n$  ne l'est pas, cette influence du signal provenant du fait que l'estimation de la matrice de corrélation des signaux d'entrée à laquelle revient l'algorithme, n'est évidemment pas parfaite. La perturbation apportée est cependant limitée, alors qu'elle irait jusqu'à l'élimination complète du signal pour le traitement spatial :

$$\vec{H}(f) = \Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N} .$$

Elle est de plus contrôlable puisqu'elle est d'autant plus faible que  $k_e$  est plus faible. Mais si on diminue  $k_e$ , la vitesse de convergence diminue aussi en général et il faudra alors choisir un compromis entre vitesse et perturbation maximum en fonction du rapport

TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

signal à bruit maximum à l'entrée et du temps de stationnarité du champ de bruit.

On définit deux constantes de temps d'adaptation qui, pour les valeurs de  $k_e$  que l'on utilisera dans la pratique, sont données par :

- pour la moyenne :  $\frac{2}{k_e} \frac{\text{Tr}(R)}{\lambda'_{\min}}$

- pour la variance:  $\frac{1}{k_e} \frac{\text{Tr}(R)}{\lambda'_{\min}}$  .

5. ETUDE EXPERIMENTALE PAR SIMULATION SUR ORDINATEUR DES PERFORMANCES DU TRAITEMENT SPATIAL ADAPTATIF.

Les performances du traitement spatial adaptatif ont été mesurées par comparaison avec un traitement classique : simple somme des signaux d'entrée (il est optimal en bruit blanc indépendant), de façon à voir ce que l'on peut gagner avec ce système. Pour cela, les deux traitements ont été simulés sur ordinateur.

5.1. Définition de la simulation.

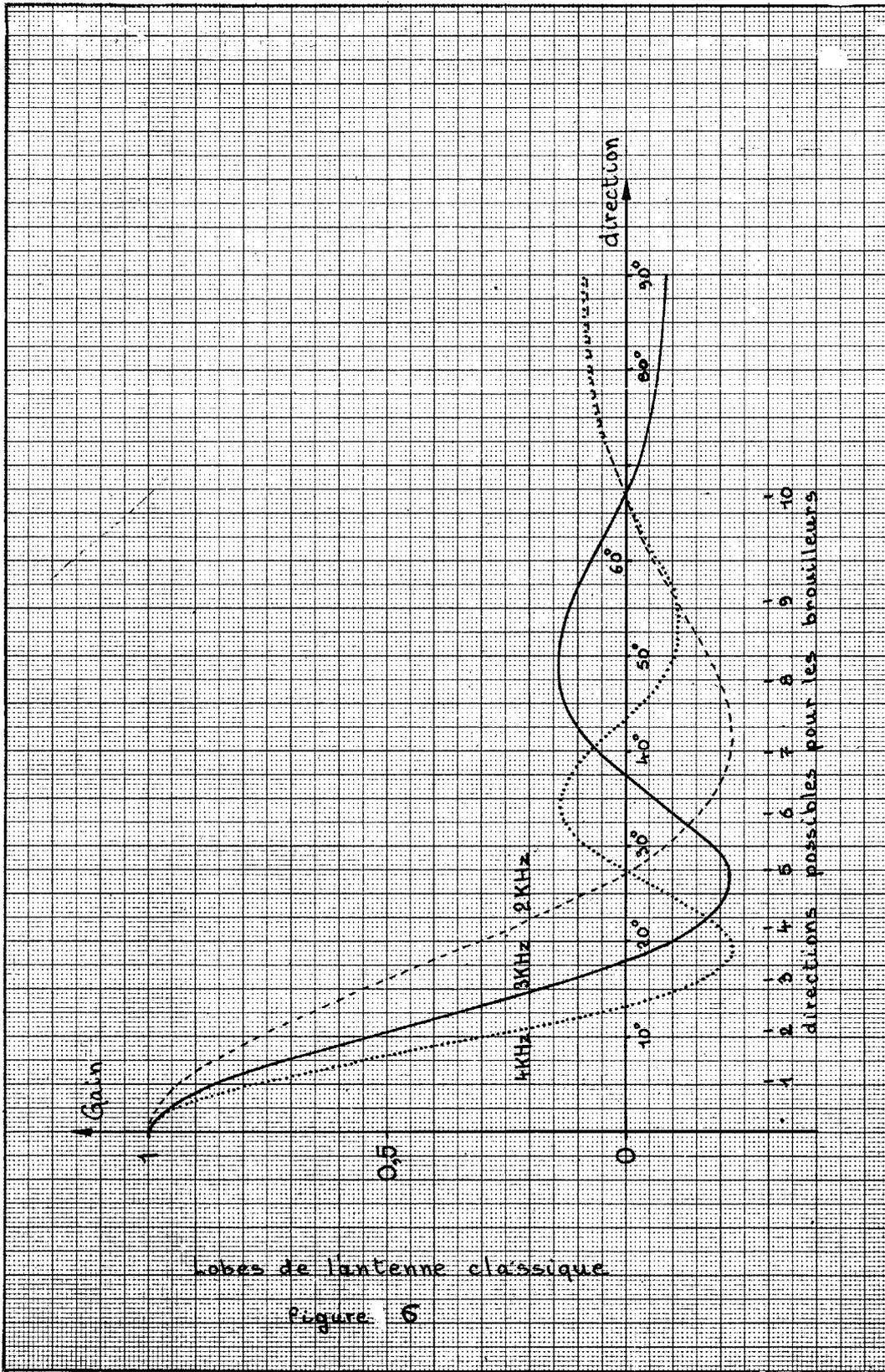
5.1.1. Filtrage.

L'antenne simulée est linéaire. Elle possède 10 capteurs équidistants dont le pas est égal à une demi-longueur d'onde à 4,6 kHz. Les signaux d'entrée sont filtrés dans la bande 2 à 4 kHz de façon à pouvoir être ensuite échantillonnés à 10 kHz.

On a porté sur la figure 6 les lobes obtenus pour le traitement classique aux fréquences centrale et extrêmes de la bande.



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES SONARS ACTIFS OU PASSIFS



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

Pour fixer la longueur des filtres, on a ajouté au retard maximum qu'il peut y avoir entre les capteurs extrêmes de l'antenne, le temps de corrélation d'un bruit blanc de 2 kHz de bande. On obtient ainsi une durée d'estimation de 3 ms. On a pris 32 cellules pour chaque filtre, ce qui correspond à une durée de 3,1 ms.

Le vecteur initial  $\vec{W}_0$  est pris égal au vecteur de filtrage du traitement classique :  $\vec{W}_c = \frac{M \vec{\Delta}}{K}$ .

5.1.2. Champs de bruits.

Les expériences ont été faites avec des champs simulés de bruits stationnaires, et des champs de bruits réels enregistrés en mer par le Laboratoire D.S.M. du Brus. Le signal est rajouté identiquement sur toutes les entrées. C'est un bruit blanc dans le cas des champs simulés, et une sinusoïde à 3000 Hz dans le cas des champs de bruits réels.

Les champs de bruits sont constitués par un bruit blanc indépendant entre capteurs auquel sont ajoutés des brouilleurs directifs. Le bruit blanc indépendant est noté : B.I. Les brouilleurs directifs sont de trois types notés :

- B.D. : synthèse à partir d'un générateur de bruit à diode ;
- P.A. : synthèse à partir d'un générateur de bruit digital ;
- SIN : synthèse à partir d'une sinusoïde de 2500 Hz.



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

Un champ de bruit est noté de la façon précisée par l'exemple ci-après : B.I. + P.A. (4, 10) + B.D. (2, 3) représente un champ de bruits formé par :

- le bruit blanc indépendant
- le brouilleur P.A. arrivant dans la direction 4 et 10 fois plus puissant que B.I.
- le brouilleur B.D. arrivant dans la direction 2 et 3 fois plus puissant que B.I.

Les directions sont indiquées par leur numéro sur la figure 6.

5.1.3. Gain du traitement spatial adaptatif.

Les deux traitements simulés ont un gain égal à 1 pour le signal. On peut donc mesurer le gain apporté par le traitement adaptatif en comparant les puissances moyennes des bruits de sortie des deux systèmes :  $\overline{y_A^2}$  et  $\overline{y_C^2}$  respectivement pour le traitement adaptatif et pour le traitement classique. On définit le gain du traitement adaptatif par :

$$G_{AC} = 10 \log \left( \frac{\overline{y_C^2}}{\overline{y_A^2}} \right) .$$

Lorsque les expériences sont faites avec du signal, ce dernier est retranché des sorties des deux traitements de façon à ne mesurer que les puissances des bruits.

5.1.4. Recalage dans la contrainte.

Les calculs sont effectués avec une précision finie et donc il se produit des erreurs d'arrondi dont l'accumulation au cours des itérations fait sortir le



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

vecteur de filtrage  $\vec{W}_n$  de la contrainte. En effet, l'algorithme ne donne le bon filtrage que si l'on rajoute à chaque itération au vecteur  $\vec{W}_n$  un terme correctif qui ne fait pas sortir le résultat de la contrainte : c'est le rôle de la matrice P.

On pallie à cet inconvénient en "recalant" toutes les N itérations le vecteur  $\vec{W}_n$  dans la contrainte : on calcule de combien il en est sorti, et on lui retranche la valeur trouvée.

O.L. FROST a étudié un algorithme, pour répondre au même but, un peu plus compliqué de façon à faire le "recalage" à chaque itération [17]. En fait, l'algorithme simple avec un "recalage" toutes les 100 itérations suffit amplement. Dans une réalisation pratique, toutes les 100 itérations, au lieu de renouveler le vecteur  $\vec{W}_n$ , on le recalcule, ce qui n'augmente la constante de temps que de 1 %.

## 5.2. Expérimentations.

### 5.2.1. Champs de bruits simulés.

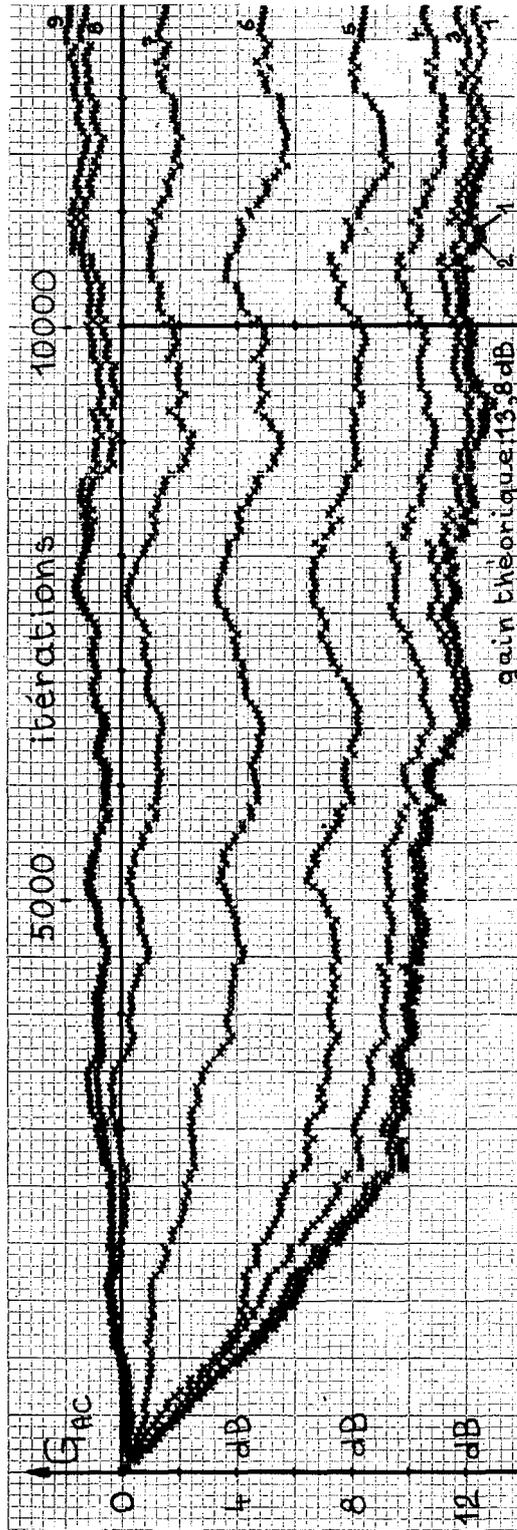
#### - Influence du rapport signal à bruit.

L'influence du rapport signal à bruit a été mesurée pour un champ de bruit comportant en plus du bruit blanc indépendant, un brouilleur directif fort: B.I. + P.A. (4, 80). Les courbes qui donnent le gain  $G_{AC}$  en fonction du numéro d'itération pour différentes valeurs du rapport signal à bruit d'entrée  $\rho$  sont portées sur la figure 7.



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS

B.I.+P.A.(4,80)



|     |   |       |       |      |     |     |     |      |      |
|-----|---|-------|-------|------|-----|-----|-----|------|------|
| n°  | 1 | 2     | 3     | 4    | 5   | 6   | 7   | 8    | 9    |
| P   | 0 | 0,003 | 0,012 | 0,05 | 0,2 | 0,8 | 3,2 | 12,8 | 51,2 |
| PdB |   | -25   | -19   | -13  | -7  | -1  | 5   | 11   | 17   |

$P_3 = 8,2 \text{ dB}$

Figure 7

TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

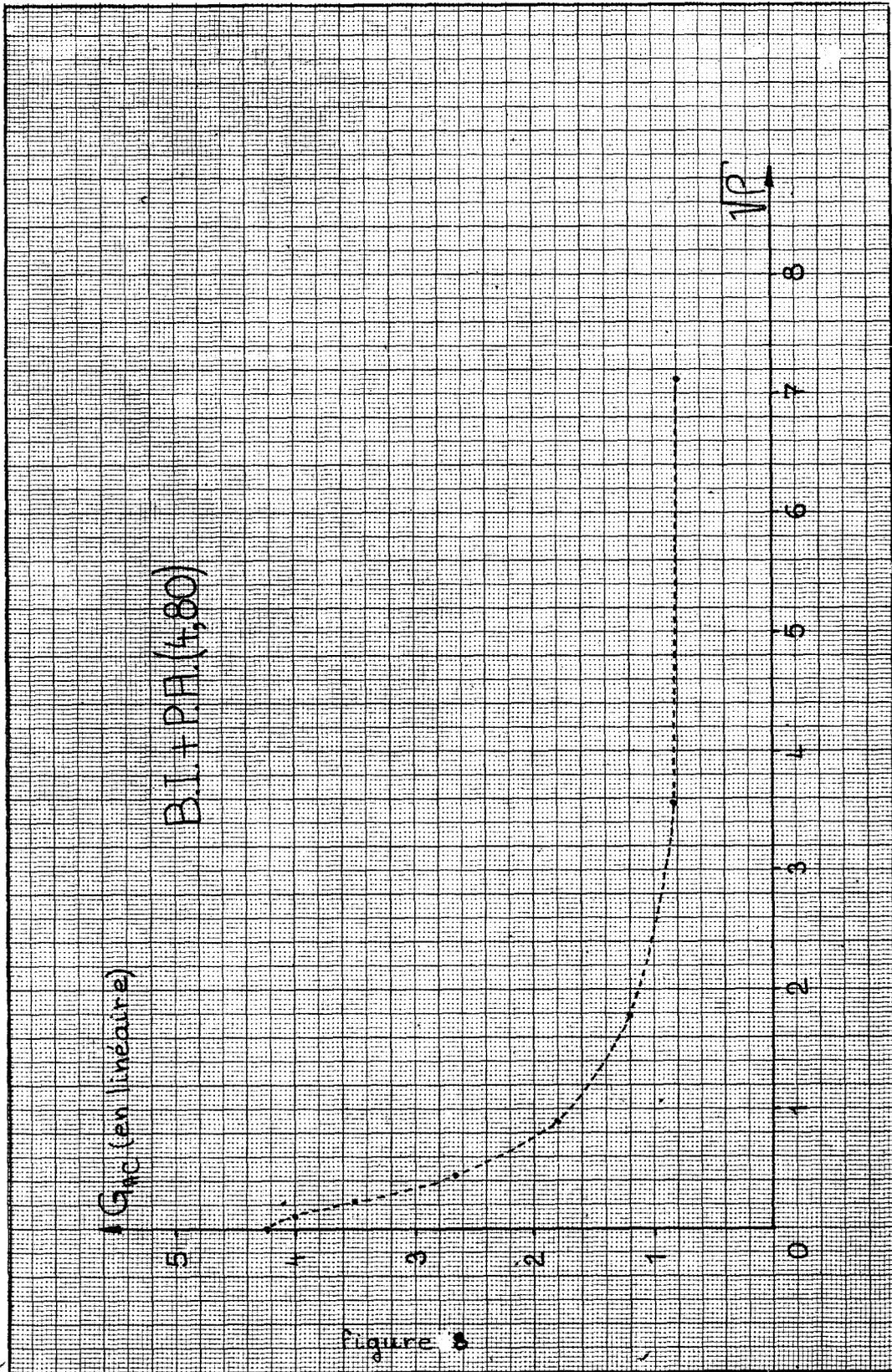
La courbe donnant la valeur moyenne du gain  $G_{AC}$ , une fois la convergence atteinte, en fonction de  $\sqrt{\rho}$ , est présentée sur la figure 8. On observe bien un phénomène très net de saturation de la perte de gain dû à l'asymptote de  $\Delta y^2$ .

Sur la figure 9, on a porté le rapport signal à bruit de sortie  $\rho_S$  en fonction de celui d'entrée  $\rho$  pour les traitements adaptatif et classique, et pour le traitement idéal  $\Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N} [\vec{N}^T \Gamma_b^{-1T}(f) \vec{N}]$  qui connaît parfaitement  $\Gamma_b(f)$ . Le facteur  $k_e$  a été réglé de façon à ce que le traitement adaptatif ne perde pas plus de 0,5 dB sur son gain maximum (obtenu pour  $\rho = 0$ ) pour un rapport signal à bruit de sortie de 8 dB, donc déjà très très confortable :  $k_e$  vaut alors : 0,02. A mesure que  $\rho$  augmente, le gain du traitement adaptatif diminue et devient égal à 1 pour un rapport signal à bruit de sortie de 23 dB. Il est ensuite légèrement inférieur à 1 et le rapport signal à bruit de sortie se stabilise à 2 dB environ en-dessous de celui du traitement classique. Ce diagramme de la figure 9 résume bien le comportement du traitement adaptatif. On aurait pu atteindre une performance limite meilleure que celle du traitement classique en diminuant  $k_e$ . Mais la perte de vitesse de convergence ainsi apportée ne compenserait pas le surplus de gain obtenu à fort signal à bruit de sortie. On demande en effet au système d'apporter du gain pour les signaux faibles, et un rapport signal à bruit de sortie de 8 dB est déjà convenable.

Cette valeur de  $k_e = 0,02$  a été adoptée dans la suite de l'expérimentation.

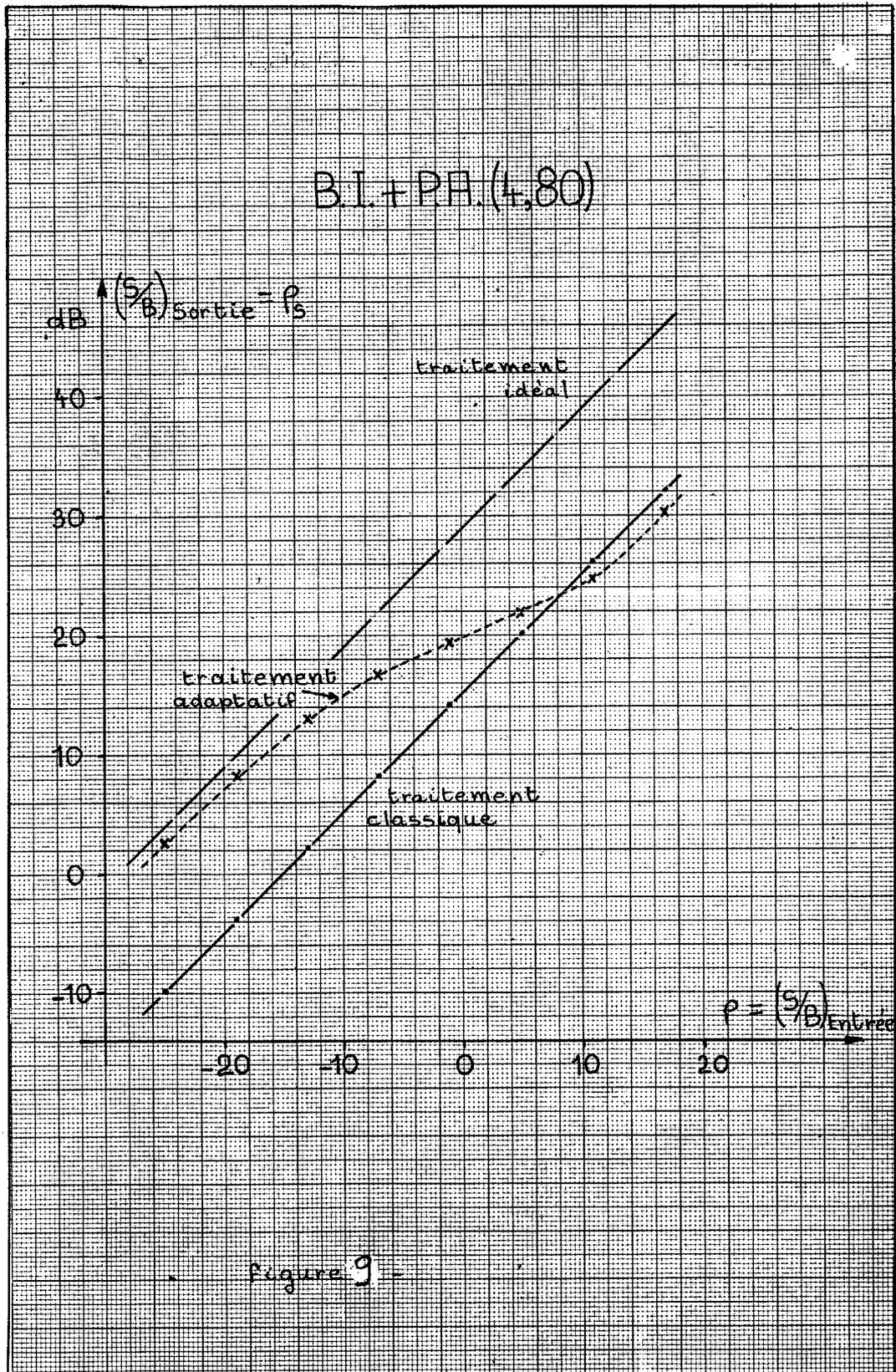


TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS





TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS





TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

-Influence de la direction du signal.

Les mesures sur la sensibilité à la direction du signal ont été effectuées dans le cas où le champ de bruits n'est constitué que du bruit blanc indépendant, donc dans les conditions du paragraphe 3.3. On a porté sur la figure 10 la puissance de sortie du signal, normalisée à 1 au maximum, pour différentes valeurs du rapport signal à bruit d'entrée  $\rho$  et pour différentes valeurs de la direction du signal, proches de celle de l'antenne. Sur cette même figure, sont présentées des croix qui sont les résultats des calculs théoriques effectués avec la formule du paragraphe 3.3. (les bruits et le signal sont ici blancs dans la bande). On voit que le signal est éliminé d'autant plus rapidement que le rapport signal à bruit est plus grand, ce que prévoyait la théorie.

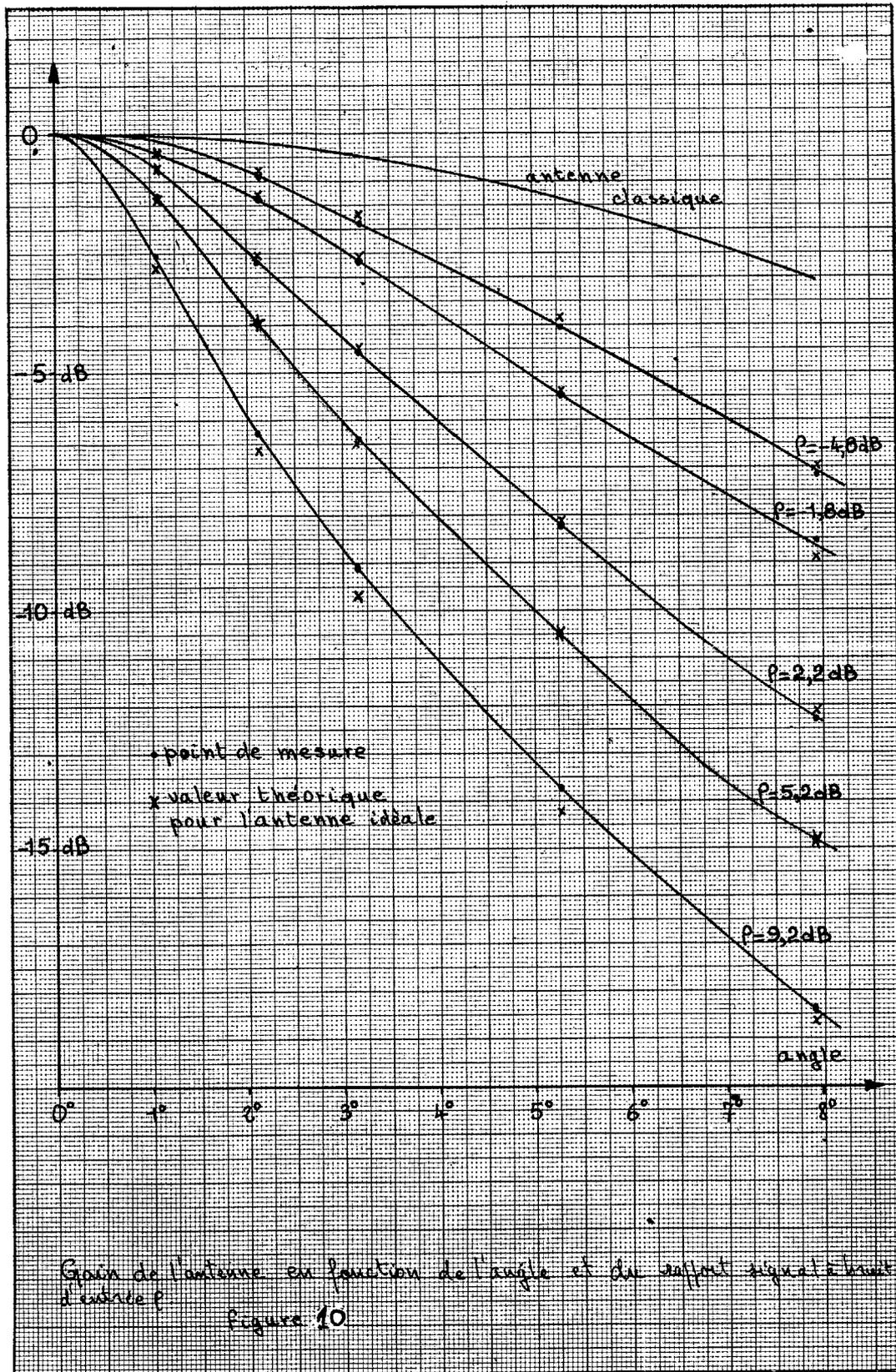
Sur la figure 11 sont présentées des courbes, qui représentent, pour différents rapports signal à bruit à l'entrée, le rapport signal à bruit de sortie  $\rho_S$ . On voit que, pour une direction donnée, l'accroissement du rapport signal à bruit de sortie avec celui d'entrée est conservé, malgré la plus grande élimination du signal avec l'augmentation de  $\rho$ . Ces courbes peuvent servir à estimer le pas à adopter entre les voies si l'on se fixe un rapport signal à bruit minimum nécessaire en sortie.

Champs de bruits divers.

Sur les figures 12, 13, 14 et 15, on a présenté le gain  $G_{AC}$  en fonction du numéro d'itération pour un rapport signal à bruit d'entrée nul et égal à

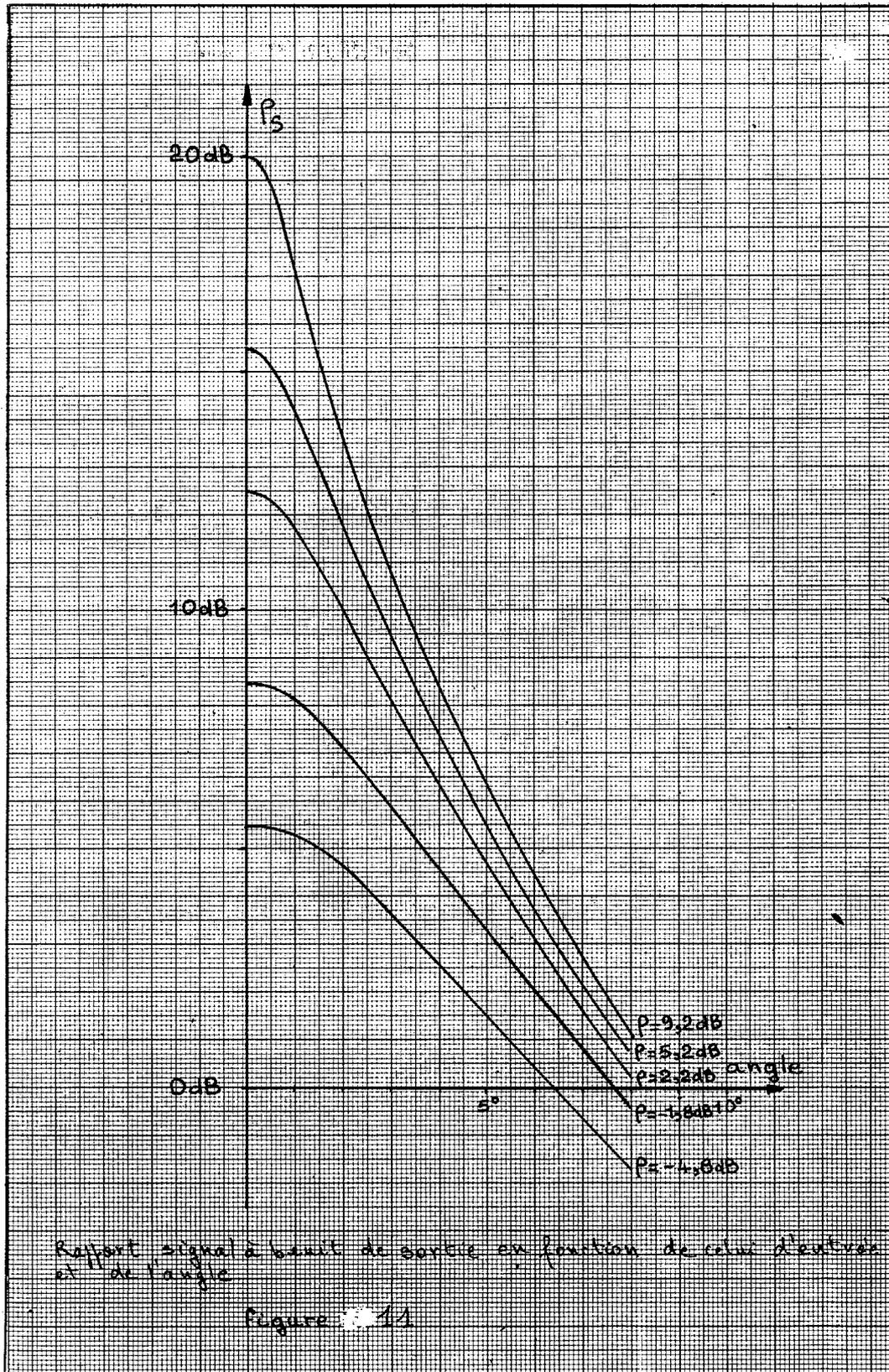


TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS





TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

une valeur, indiquée sur chaque figure, telle que le rapport signal à bruit de sortie (indiqué aussi sur chaque figure) soit de l'ordre de 8 dB. La perte de gain due au signal est de l'ordre de 0,7 dB.

Les gains obtenus varient de 6 dB à 10 dB. Les constantes de temps d'adaptation varient de 0,3 à 1 seconde. (10000 itérations = 1 seconde).

5.2.2. Champs de bruits réels.

Les bruits réels ont été enregistrés en mer alors qu'il n'y avait aucun brouilleur apparent.

A cause de la présence de très fortes impulsions de courtes durées, on a légèrement modifié l'algorithme en réévaluant à chaque itération le coefficient  $\epsilon$  par :

$$\epsilon = \frac{k_{\epsilon}}{\vec{X}_n^T \vec{X}_n}, \text{ alors qu'il était fixé à :}$$

$$\frac{k_{\epsilon}}{\vec{X}_0^T \vec{X}_0} \text{ pour les champs simulés.}$$

Les gains obtenus varient de 3 dB à 5 dB pour un rapport signal à bruit de sortie moyen (en excluant les fortes impulsions brèves) de l'ordre de 8 à 10 dB, ce qui montre que les bruits sur les différents capteurs sont corrélés malgré l'absence de brouilleur dominant.

Deux résultats typiques sont portés sur les figures 16 et 17. La première présente un cas où le bruit est stationnaire, la seconde un cas où le bruit est impulsif. Les signaux de sortie correspondants sont



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS

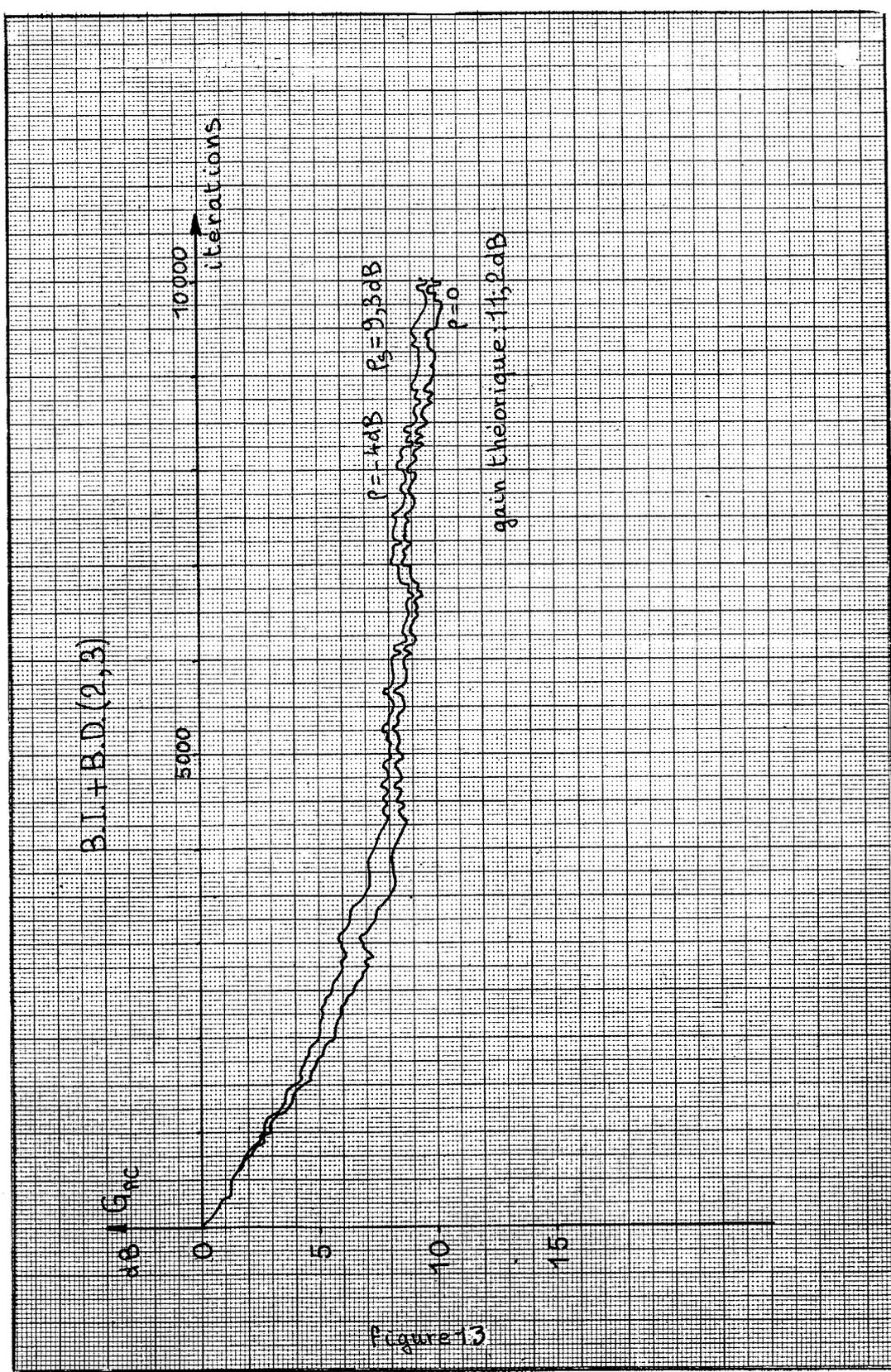
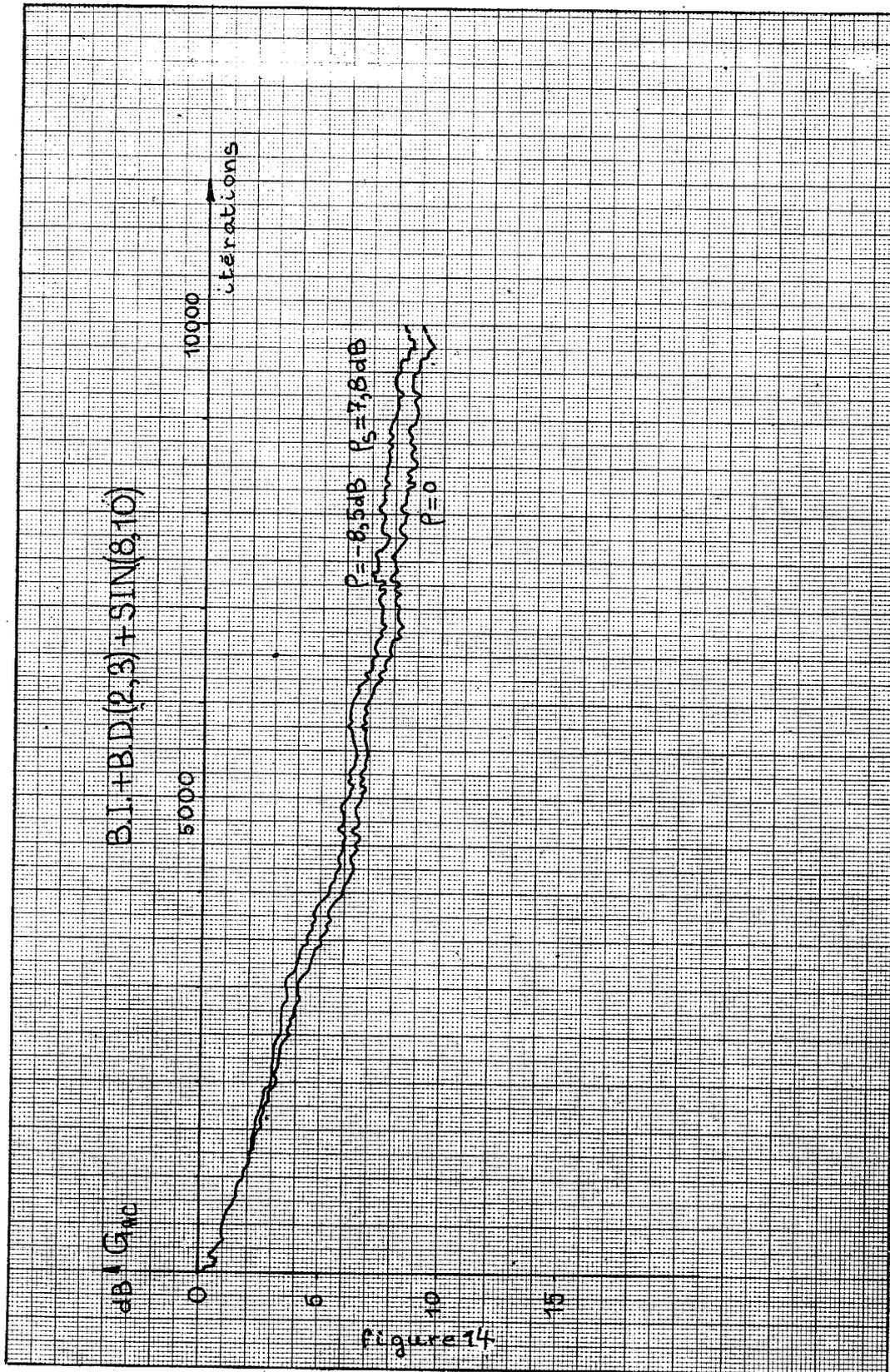


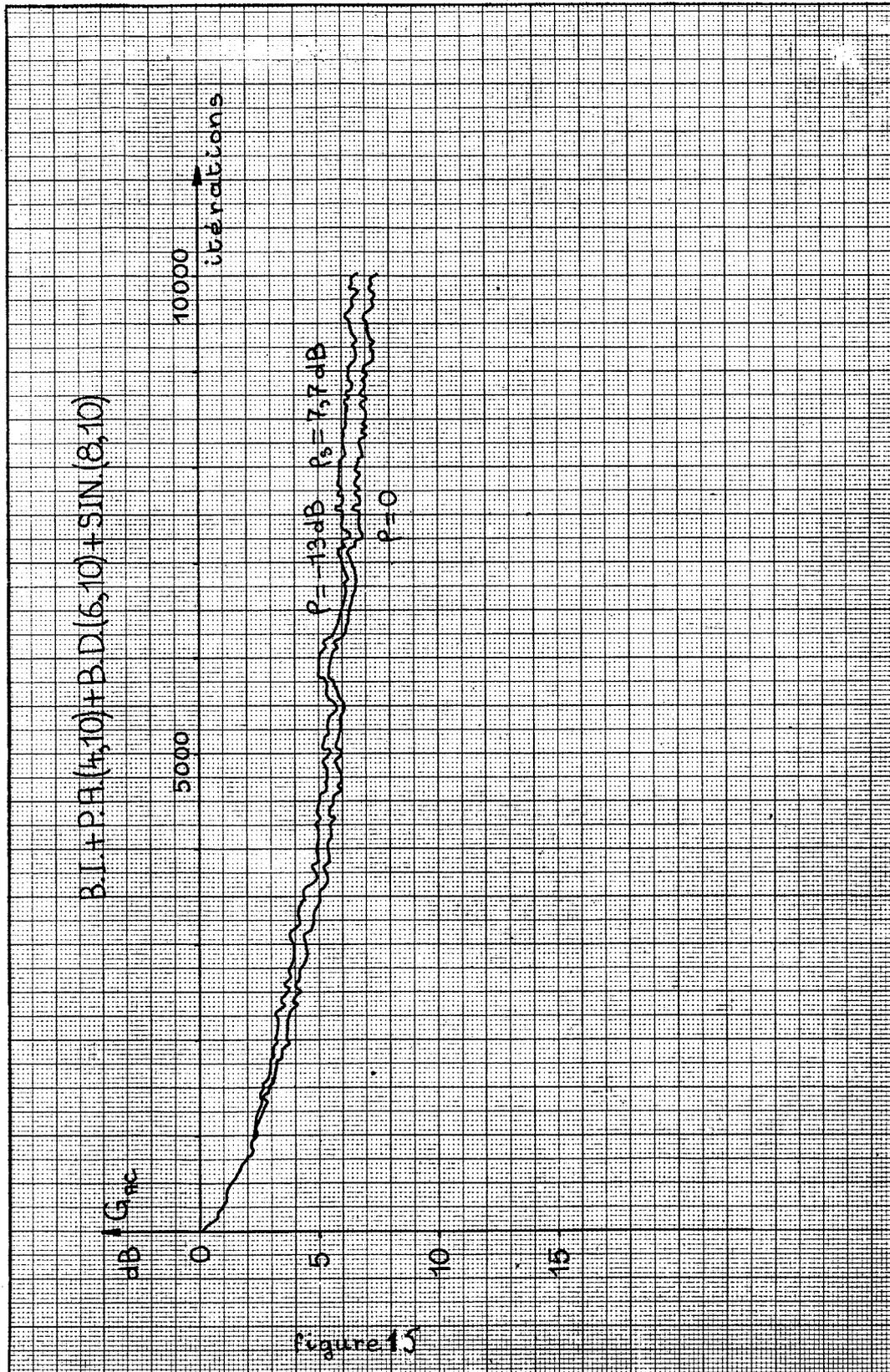
Figure 13



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS





TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS

BRUITS REELS . E2.P4.

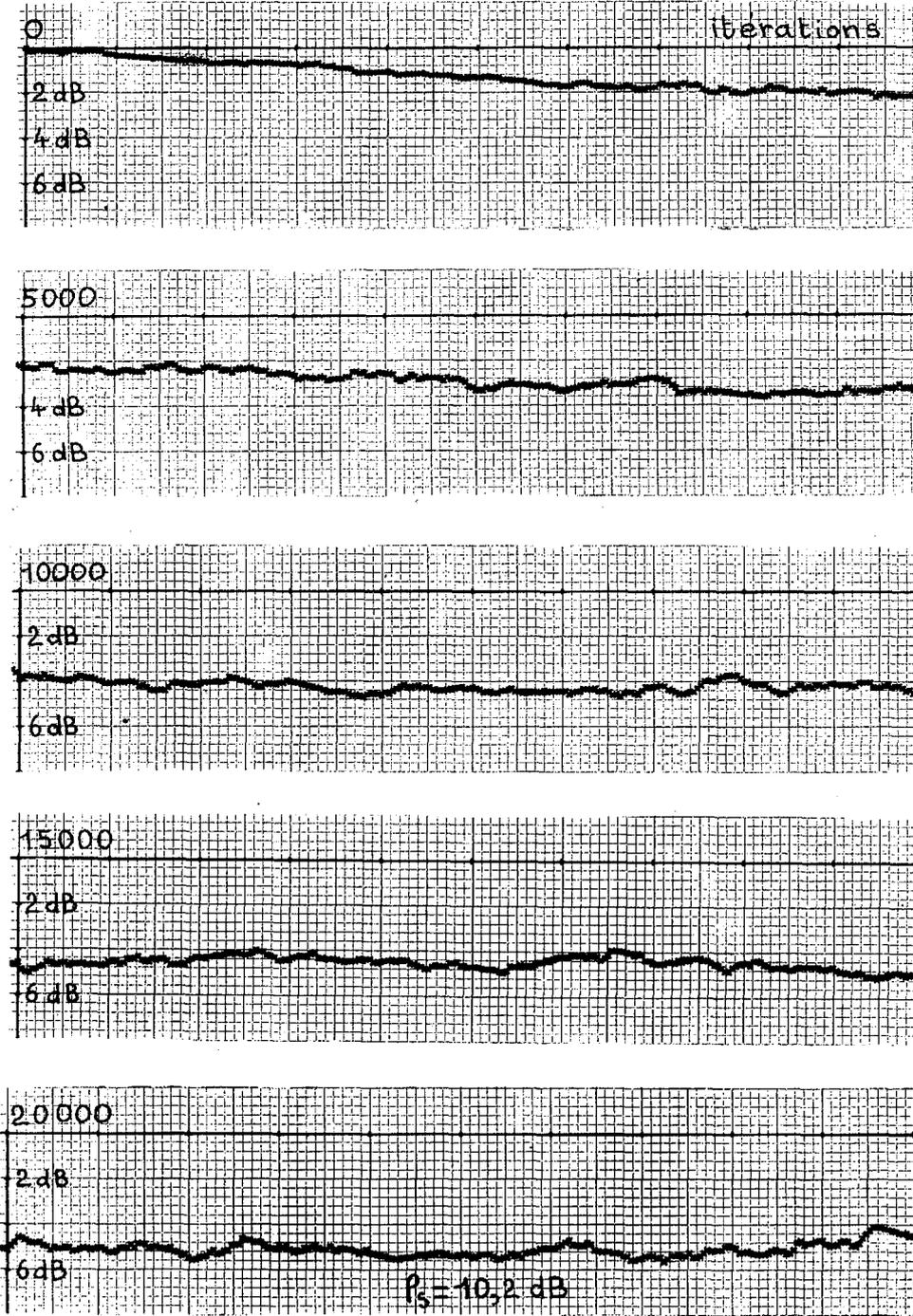


Figure 16



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS

BRUITS REELS. E1-P3.

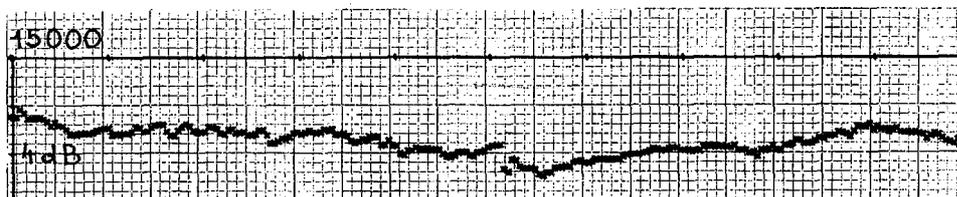
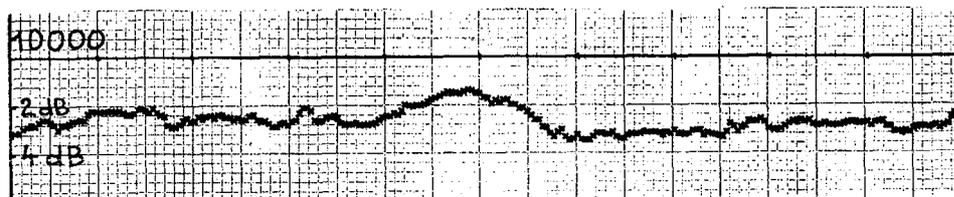
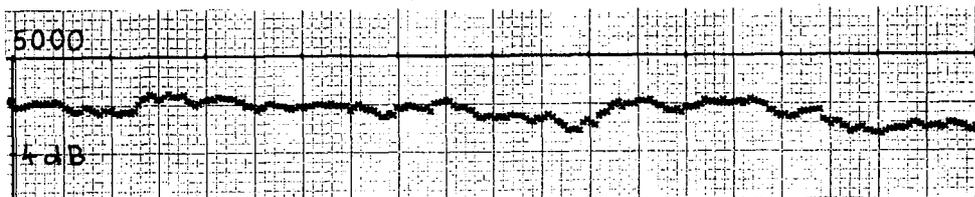
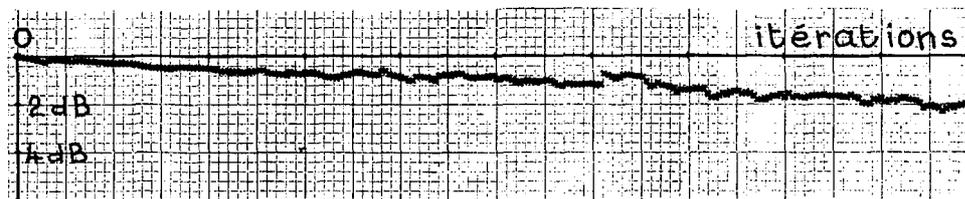


Figure 17



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS

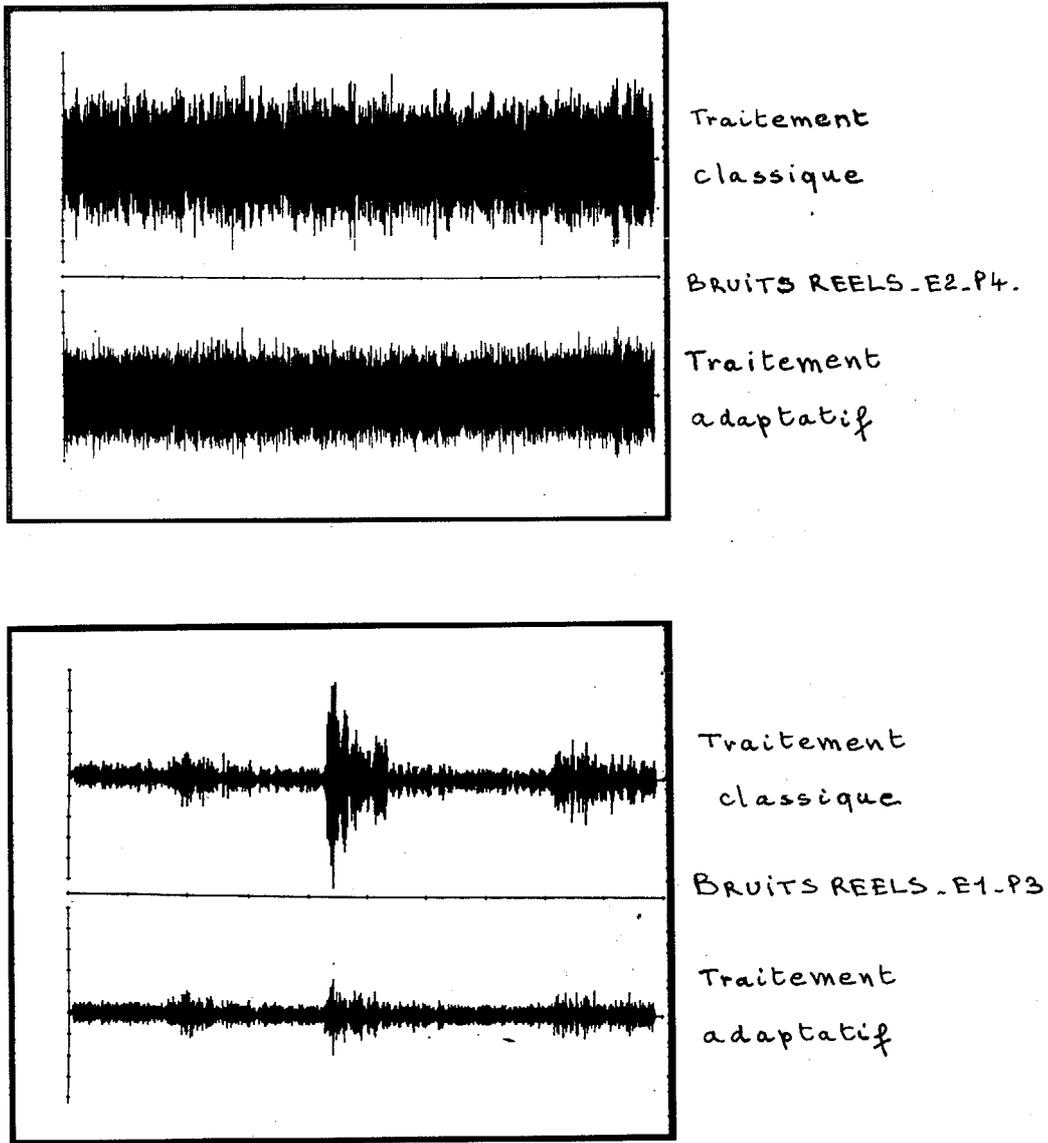


figure 18

TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

présentés sur la figure 18 (Ils comportent le signal -sinusoïde à 3000 Hz- et les bruits).

Sur les impulsions, le gain atteint des valeurs importantes (10dB). Elles sont trop courtes pour que le traitement puisse s'adapter sur elles. Le gain ne s'explique que si elles proviennent de sources de bruit localisées qui émettent en permanence et présentent de fortes non-stationnarités (bruit de coque par exemple).

Les temps d'adaptation varient de 1 à 2 secondes.

CONCLUSION.

Le traitement spatial adaptatif présenté dans cet exposé offre l'intérêt d'être à large bande, commun à tous les critères usuels de détection et d'estimation, et de ne pas éliminer le signal. On a mis cependant en évidence l'influence de la présence de ce dernier, phénomène dû à la précision limitée de l'estimation de la matrice de corrélation des signaux qui doit être effectuée sur une durée finie.

Ce traitement peut donc avantageusement remplacer le traitement spatial commun adopté jusqu'à présent, et permet de réaliser des sonars remplissant des fonctions actives aussi bien que passives avec un traitement d'antenne unique.



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

Il est surtout important pour la détection passive à large bande dont il constitue une première étape. Il est possible d'envisager dès à présent des systèmes de détection qui le suivraient. La comparaison de l'énergie reçue dans une direction avec une moyenne faite à partir de celles reçues dans des directions de part et d'autre en est un. Un autre pourrait être un système d'extraction par reconnaissance de forme, après analyse spectrale par exemple, pour lequel le traitement proposé est un prétraitement idéal, en tant que meilleur estimateur, quel que soit le signal.

-:-:-:-

TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

---

- Références -

- [ 1 ] H. MERMOZ  
"Extension de la méthode du filtrage adapté au cas de plusieurs entrées pour l'optimisation de la détection des signaux faibles. Filtrage adapté et directivité". Thèse de Doctorat (1964).  
"Antennes de détection optimales et adaptatives. Théorie et application". Collection Technique et Scientifique du C.N.E.T. (1971) (Recueil d'articles : 1963 à 1970).
- [ 2 ] H. COX  
"Optimum arrays and the Schwartz inequality"  
J.A.S.A., vol. 45, n° 1, p. 228-232 (March 1969).
- [ 3 ] F. BRYN  
"Optimum signal processing of three-dimensional arrays operating on Gaussian signal and noise"  
J.A.S.A., vol. 34, p. 289-297 (March 1962).
- [ 4 ] P.Y. ARQUES  
"Optimalisation des systèmes de détection à n entrées de signaux aléatoires comportant un traitement quadratique et une intégration forte". Ann. des Télécom., t. 20, n° 5-6, p. 119-135 (1965).
- [ 5 ] H.L. VAN TREES  
"Optimum processing for passive sonar arrays"  
Ocean Electronics Symposium, Honolulu, Hawaï, (August 1966).
- [ 6 ] H. COX  
"Interrrelated problems in estimation and detection"  
NATO Adv. Study Inst. on Signal Processing. Enschede The Netherlands (August 1968).
- [ 7 ] J.P. BURG  
"Three-dimensional filtering with an array of seismometers". Geophysics, vol. XXIX, n° 5, p. 693-713 (October 1964).
- [ 8 ] P.Y. ARQUES, O. MACCHI  
"Estimation linéaire au sens de Wiener d'un ensemble de signaux aléatoires". Ann. des Télécom., t. 25, n° 3-4, p. 93-96 (Mars-Avril 1970).



TRAITEMENT D'ANTENNE ADAPTATIF A LARGE BANDE POUR LES  
SONARS ACTIFS OU PASSIFS.

- 
- [ 9 ] E.J. KELLY, M.J. LEVIN  
"Signal parameter estimation for seismometers arrays". Lincoln'Lab. Techn. Report 339 (January 1964).
- [ 10 ] J. CAPON, R.J. GREENFIELD, R.J. KOLKER  
"Multidimensional maximum likelihood processing of a large aperture seismic array". Proc. IEEE, vol. 55 n° 2, p. 192-211 (February 1967)
- [ 11 ] A.S. HOUSEHOLDER  
"The theory of matrices in numerical analysis"  
Blaisdell, New York (1964).
- [ 12 ] G. BIENVENU, J.L. VERNET  
"Enhancement of antenna performance by adaptive processing". NATO Adv. Study Inst. on Signal Proc. Longborough. Leic. England (21 August-1 September 1972).
- [ 13 ] D.G. LUENBERGER  
"Optimisation by vector space methods".  
John Wiley and Sons, Inc. (1969).
- [ 14 ] B. WIDROW  
"Adaptive filters 1 : Fundamentals"  
Stanford University Techn. Rep. n° 6764-6 (Dec.1966).  
  
B. WIDROW, P.E. MANTEY, L.J. GRIFFITHS, B.G. GOODE  
"Adaptive antenna systems". Proc. IEEE, vol. 55,  
p. 2143-2159 (December 1967).
- [ 15 ] K.D. SENNE  
"Adaptive linear discrete-time estimation"  
Stanford University, Techn. Report n° 6778-5  
(June 1968).
- [ 16 ] P.J. JOUANNAUD  
"Filtres digitaux auto-adaptatifs : algorithmes de calcul et simulation".  
Thèse de Doctorat de 3ème cycle. Université de Paris VI (Février 1972)
- [ 17 ] O.L. FROST  
"An algorithm for linearly constrained adaptive array processing".  
Proc. of the IEEE, vol. 60, n° 8 (August 1972).

----