



TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

Nice 1^{er} au 5 juin 1971

APPLICATION AUX RADARS DE TECHNIQUES SPECIFIQUES DU SONAR

Jean MEVEL

Professeur à l'Université de RENNES I
Laboratoire de Radioélectricité
B.P. 25 A - RENNES-BEAULIEU

RESUME

Radars classiques et sonars, bien que basés tous deux sur le principe d'écho, ont été développés de façon bien différente par suite du rapport énorme des célérités des ondes électromagnétiques et du son. Cet exposé montre que des développements récents du radar gagneraient à être inspirés de techniques sonar et donne deux exemples d'application : voies préformées et traitement auto-adaptatif d'antenne.

SUMMARY

Although sonar and radar use time of return measurements to locate targets, technical realisations are quite distinct because of the great difference between sound and electromagnetic waves speed of propagation. We show here that recent problems arising in radar development would be made easier by using specific sonar techniques and we give two examples : formed beams and autoadaptative antenna treatment.



APPLICATION AUX RADARS DE TECHNIQUES SPECIFIQUES DU SONAR

Cet exposé a pour but de montrer comment des techniques initialement développées pour le sonar peuvent contribuer à résoudre des problèmes radar. Il comporte deux parties : utilisation des voies préformées et exploitation du théorème du filtre adapté à N entrées.

I - UTILISATION DES VOIES PREFORMEES

1) INTRODUCTION

Le radar et le sonar actif utilisent tous deux le principe d'écho, mais l'énorme différence des célérités du son et des ondes électromagnétiques fait que les techniques utilisées sont essentiellement distinctes. Bien que les milieux de propagation soient infiniment plus complexes dans le cas du sonar, la différence essentielle entre les deux problèmes semble être la cadence d'arrivée de l'information, ou tout au moins celle d'interrogation qui, très lente dans le cas du sonar, est surabondante pour le radar classique.

Or deux problèmes au moins se heurtent dans la détection radar à la trop faible cadence d'information : la détection lointaine des satellites et engins balistiques et la surveillance de l'espace aérien proche lorsqu'une extrême discrétion est de rigueur.

La détection lointaine et rapide des satellites et engins balistiques pose l'un des problèmes techniques les plus difficiles qui soient, [1] étant donné la valeur élevée des vitesses pouvant atteindre 10 km seconde, la faible section efficace radar et la nécessité impérative de faire la distinction entre engin et leurres. Les solutions actuelles : dispositif interférométrique à ondes continues, radar à pointage mécanique, radar à balayage électronique, ne résolvent pas complètement le problème parce que la probabilité géométrique d'interception de l'objectif par le faisceau



APPLICATION AUX RADARS DE TECHNIQUES SPECIFIQUES DU SONAR

radar défini ci-après est trop faible. Il faut donc résoudre un difficile problème de jeu, pour obtenir une probabilité convenable d'interception au cours d'une surveillance prolongée.

Bien que les distances soient très différentes, *la surveillance de l'espace aérien proche* dans des conditions de discrétion extrême présente à peu près les mêmes difficultés que le problème précédent. Pour fixer les idées, on peut considérer l'exemple du sous-marin désireux avant d'émerger de s'assurer de l'absence d'avions proches (c'est-à-dire dans un rayon de 100 à 200 km). La première information est demandée à l'écoute passive des émissions radar, mais elle est insuffisante, l'avion pouvant lui-même observer le silence radar et compter sur des dispositifs passifs (bouée sonore, magnétomètre ou récepteur radiométrique) pour détecter le sous-marin.

Dans ce qui suit, nous désirons montrer, sans toutefois nous intéresser à l'aspect reconnaissance des formes, comment une technique classique du sonar de veille, celle des faisceaux préformés, permet d'envisager la solution des deux problèmes.

2) PROBABILITE GEOMETRIQUE D'INTERCEPTION ET PROBABILITE DE DETECTION

Il importe de bien distinguer ces deux notions qui sont essentiellement différentes. Soit un aérien radar situé au point O

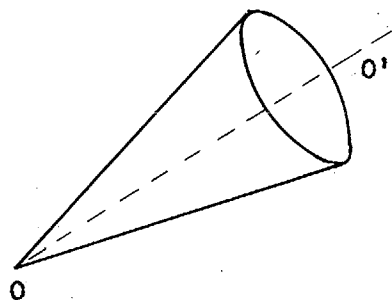


FIGURE 1

(Figure 1) et variant dans la direction OO' . Dans le cas du radar de recherche, le gain suivant l'axe OO' est toujours maximum, soit G_m . Si l'on s'écarte de l'axe, le gain diminue et si A est un facteur multiplicatif constant arbitraire inférieur à 1, le lieu des



APPLICATION AUX RADARS DE TECHNIQUES SPECIFIQUES DU SONAR

directions correspondant au gain $G = AG_m$, est un cône de sommet O entourant OO' . Soit ω l'angle solide de ce cône. Pour une émission unique et une cible ponctuelle, la *probabilité géométrique d'interception* est le rapport de l'angle solide ω du cône défini ci-dessus, à l'angle solide Ω dans lequel on sait à priori que peut se trouver la cible. Dans le cas d'un radar au sol surveillant tout l'espace par exemple, on a $\Omega = 2\pi$ et la probabilité géométrique d'interception sera $\omega/2\pi$.

Pour qu'une *cible puisse être détectée* au cours d'un balayage il faut évidemment que le faisceau de rayons émis par le radar la rencontre. Il faut de plus que la puissance qu'elle retourne au radar soit suffisante ; ceci permet de définir selon les méthodes classiques [2] la probabilité de détection une fois que l'on a choisi le critère de décision entre présence et absence de signal.

Les deux notions sont donc essentiellement différentes et complémentaires. Il est possible de concevoir des dispositifs où la probabilité géométrique d'interception est égale à 1 pour un seul balayage, mais en aucun cas la probabilité de détection ne peut se changer en certitude. D'ailleurs pour un balayage unique, les deux processus étant indépendants, la probabilité totale de détection est le produit des deux probabilités définies ci-dessus.

Au cours d'une observation prolongée, la probabilité géométrique d'interception croît suivant une loi en général fort complexe qui dépend de la forme du faisceau, de son mouvement (il peut être fixe comme dans les interféromètres) et de la loi probable de mouvement de l'objectif. Mais le temps d'observation croît et la probabilité de détection varie avec le temps parce qu'en général la distance de l'objectif au radar se modifie ainsi que le rapport signal/bruit qui en dépend en R^{-4} .

3) PRINCIPE D'UN RADAR A PROBABILITE GEOMETRIQUE TOTALE D'INTERCEPTION

La certitude géométrique d'interception nous impose d'illuminer à chaque impulsion tout l'espace à surveiller et de recevoir ensuite l'énergie provenant de tout point de cet espace. Pour fixer les idées, nous supposerons qu'un radar situé au sol a pour mission de surveiller tout l'espace aérien au-dessus du plan horizontal.

Parce qu'il s'agit d'exposer le principe d'une méthode et non de réaliser un appareillage optimum, nous supposerons que cette surveillance est effectuée à l'aide d'un petit nombre d'appareils spécialisés chacun dans un domaine limité d'élévation (Fig. 2a). Une telle séparation pourrait par exemple utiliser trois catégories d'angles d'élévation correspondant aux diagrammes de 3 aériens différents.

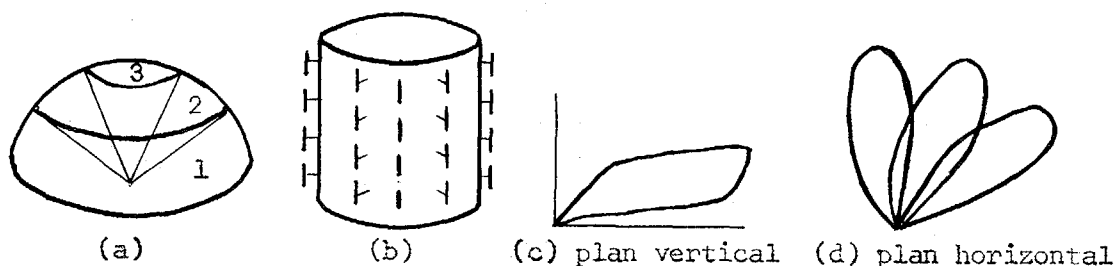


FIGURE 2

Si nous nous intéressons à la zone (1) on peut concevoir un aérien, constitué d'un rideau cylindrique de dipôles (Fig. 2b) d'axe vertical, structure tout à fait analogue à celle d'une base acoustique pour sonar panoramique [3]. En fait, chaque rangée comprendrait un assez grand nombre de dipôles élémentaires avec une excitation convenable, permettant de façonner le lobe de rayonnement dans le plan vertical (Fig. 2c).

Pour obtenir une discrimination angulaire et maintenir l'illumination géométrique totale, il faut utiliser un principe de pré-formation des voies qui consiste :

- à l'émission, à exciter les dipôles en phase
- à la réception, à combiner les rangées de dipôles avec



APPLICATION AUX RADARS DE TECHNIQUES SPECIFIQUES DU SONAR

des coefficients de pondération convenables, pour obtenir des faisceaux angulaires de forme optimale en gisement (Fig. 2d).

La figure 3 représente un schéma possible de réalisation.

La base cylindrique d'axe vertical comporte n rangées de p dipôles. Chaque rangée est traitée comme un ensemble, le nombre et la loi d'excitation des dipôles étant déterminées pour obtenir le diagramme vertical de rayonnement souhaité. A l'émission, un émetteur unique (ou un pilote unique attaquant un étage de puissance particulier à chaque groupe de dipôles) attaque en phase tous les dipôles par l'intermédiaire d'un commutateur TR.

A la réception, après transposition de fréquence, les signaux de chaque rangée de dipôles attaquent un préamplificateur dont la sortie alimente un dispositif de division de puissance avec pondération. La voie de rang i fournit ainsi l sorties, la puissance dans la sortie de rang j étant égale à la puissance d'entrée multipliée par un coefficient constant a_{ij} .

Les signaux de rang j traversent un filtre, ligne à retard en général, se réduisant à un déphaseur si l'on travaille en bande étroite, dont le rôle est de compenser le retard dû à la géométrie de la base pour la réception d'ondes planes provenant de la direction de la j^{e} voie préformée.

Ensuite, tous les signaux pondérés de rang j sont regroupés par sommation formant ainsi la voie j .

En pratique, on n'utiliserait probablement qu'un nombre limite de rangées de dipôles pour former les voies, mais il est toujours possible de considérer que la sommation s'étend à toutes les valeurs de i ($i < l < n$) en prenant égaux à zéro un certain nombre des a_{ij} .

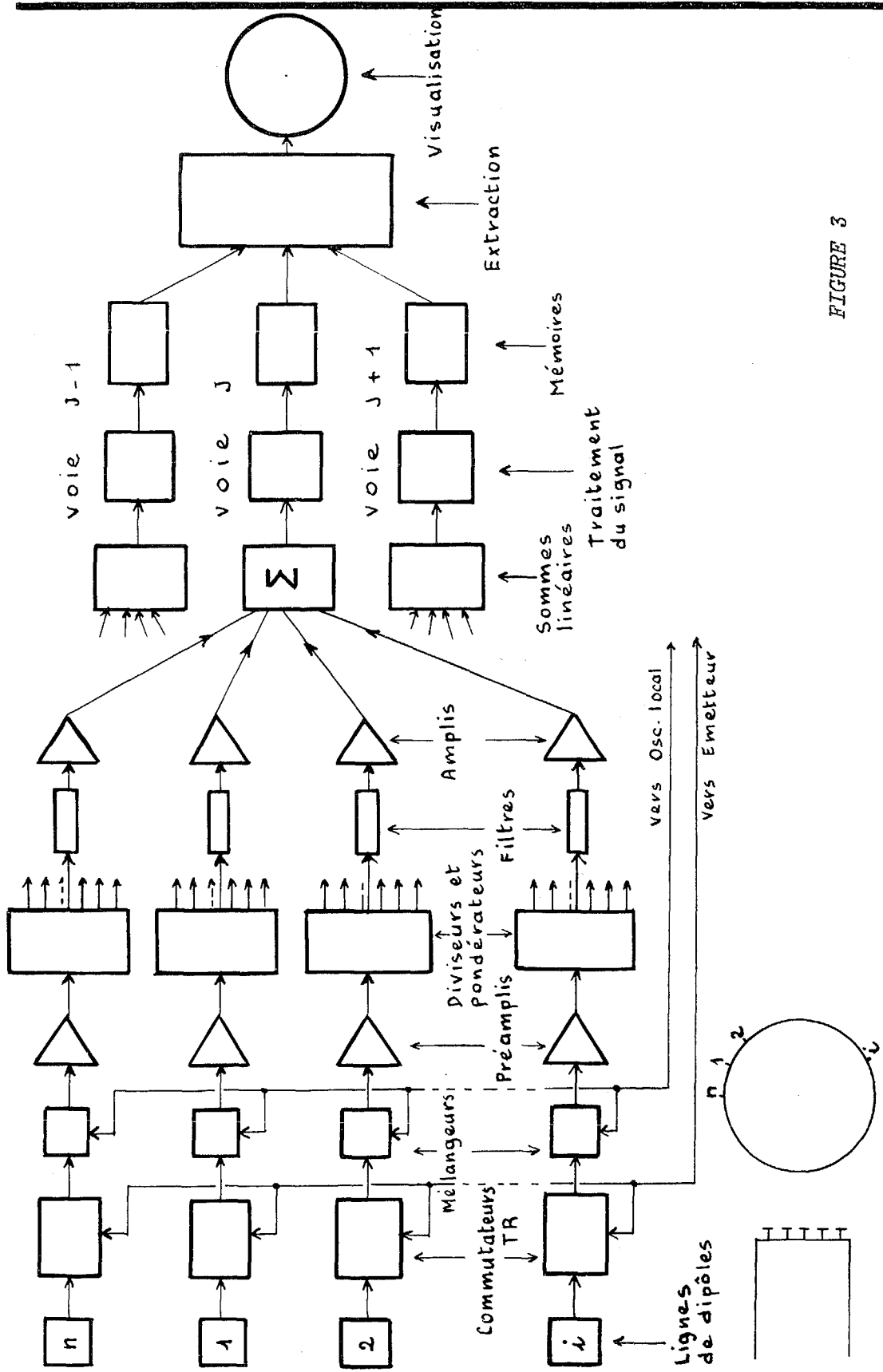


FIGURE 3



APPLICATION AUX RADARS DE TECHNIQUES SPECIFIQUES DU SONAR

La sortie de la voie préformée est ensuite mise en mémoire et traitée dans un extracteur, qui présente, sur un meuble de visualisation, la position des échos. De très nombreuses variantes sont possibles, par exemple l'interpolation monopulse entre voies, ou encore l'émission directive permettant de surveiller avec plus de certitude un secteur préférentiel.

4) PROJET D'UN RADAR POUR DETECTION LOINTAINE DES SATELLITES

Afin de préciser les conditions d'utilisation pratique de la méthode proposée, nous avons calculé dans deux cas particuliers la distance à laquelle une cible de 1 m^2 produirait un rapport signal/bruit égal à l'unité.

Première version :

Les caractéristiques recherchées sont : couverture basse, angles d'élévation de 0 à 10° . Cette donnée fixe le gain de l'aérien d'émission par rapport au radiateur isotrope, soit 11,5.

L'aérien de réception est déterminé par la précision angulaire cherchée. Nous prendrons 96 faisceaux préformés avec recouvrement à 3 db des faisceaux adjacents soit un gain de 552.

Pour obtenir une bonne surface efficace de réception, nous prenons $\lambda = 0,7 \text{ m}$ (432 MHz). La bande passante du récepteur est fixée à 100 KHz ce qui correspond à un pouvoir de résolution de $10 \text{ } \mu\text{s}$ (1,5 km).

La durée d'impulsion est de 3000 μs (zone morte de 450 km) et le récepteur utilise un facteur de compression de 300 ce qui correspond à 1200 MW de puissance crête. Le facteur de bruit est de 10 db.



APPLICATION AUX RADARS DE TECHNIQUES SPECIFIQUES DU SONAR

Dans ces conditions, la relation $R^4 = \frac{P_t G_e G_r \lambda^2 \sigma}{B N F_o} \times 1,07$
 où les grandeurs sont évaluées:

P_t en watts ; λ en cm ; σ en m^2 , B en cycles/seconde ;

donne R en miles nautiques

$$\underline{R = 830 \text{ km}}$$

Deuxième version

Elle diffère de la première par la réduction de la zone de surveillance en élévation à 5° , la longueur d'onde de 2 m et le facteur de bruit ramené à 7 dbs. La portée est alors :

$$\underline{R = 2350 \text{ km}}$$

Remarques

- Ces résultats correspondent à un balayage unique. Avec une récurrence de 20 Hz et une intégration on améliorerait sensiblement les résultats.

- La puissance moyenne d'émission correspondante, 2,4 MW est considérable, mais ne se heurte pas à des difficultés technologiques graves. Cet ordre de grandeur est voisin de celui utilisé dans les stations courantes de surveillance antimissiles.

- La réalisation de l'ensemble de réception est complexe, mais comporte un grand nombre d'éléments identiques justiciables des techniques de microcircuits ou de circuits hybrides ce qui simplifie le problème.

- Les techniques de voies préformées sont utilisées couramment en radar, mais sous une forme très simplifiée, entre autres :

- a) dans les radars d'altimétrie à faisceaux étagés, par exemple Palmier



APPLICATION AUX RADARS DE TECHNIQUES SPECIFIQUES DU SONAR

b) dans les dispositifs d'écoute de contremesures pour goniométrie instantanée.

Dans tous les dispositifs décrits dans la littérature, la formation de voies s'effectue par utilisation de plusieurs points sources dans le plan focal d'un miroir ou par emploi de plusieurs cornets ou radiateurs directifs fonctionnant individuellement.

Les radars à réseaux décrits jusqu'à présent ont pour but de former un ou plusieurs faisceaux destinés à suivre des objectifs mais ne semblent pas utiliser le principe des voies préformées.

- L'effet Doppler atteint au plus ^{à 150 MHz} 13 KHz pour un engin de vitesse radiale 10 km sec, c'est pourquoi nous pouvons le négliger dans ce projet.

5) RADAR POUR SURVEILLANCE DE L'ESPACE AERIEN PROCHE

Les principes exposés ci-dessus restent valables, les longueurs d'onde utilisées seraient voisines de 5 ou 3 cm, afin de réduire au maximum l'encombrement des aériens. Le même problème que ci-dessus se pose : nécessité de compenser l'élargissement du diagramme d'émission par une augmentation considérable de la puissance par rapport au radar classique. Il ne semble pas que ceci présente de difficultés techniques insurmontables.



APPLICATION AUX RADARS DE TECHNIQUES SPECIFIQUES DU SONAR

II - POSSIBILITES EVENTUELLES D'ELIMINATION DE BROUILLEURS

1) INTRODUCTION

L'une des caractéristiques les plus intéressantes des systèmes d'aériens comportant N capteurs avec traitement individuel du signal, est la possibilité d'éliminer dans certains cas les brouilleurs ponctuels [4]. Ce système a été expérimenté dans le cas du sonar [5], nous étudions brièvement dans ce qui suit les possibilités d'applications au radar.

2) RAPPEL DU THEOREME DU FILTRE ADAPTE A N ENTREES [6]

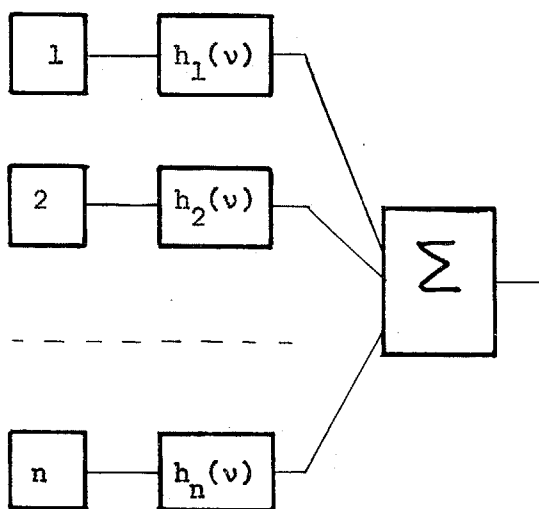


FIGURE 4

Soit un système de N capteurs (Fig. 4), dont chacun reçoit :

- un signal $S(t)$ certain et réel de spectre $S(v)$
- des signaux parasites se traduisant au niveau des capteurs par N bruits aléatoires stationnaires et stationnairement corrélés, représentés par la matrice colonne $B(t)$, ayant pour matrice de densités spectrales d'intercorrélations $\gamma_B(v)$. Le système optimal

pour la détection du signal dans le bruit, lorsque le traitement s'effectue par filtrage individuel à la sortie de chaque capteur et addition des signaux, est défini par la relation :

$$h(v) = k e^{-j2\pi vt_0} s^\dagger(v) \gamma_B^{-1}(v)$$



APPLICATION AUX RADARS DE TECHNIQUES SPECIFIQUES DU SONAR

dans laquelle:

$s(v)$ est la matrice colonne des N signaux sur les entrées

$s^\dagger(v)$ la transposée conjuguée de $s(v)$

$h(v)$ est la matrice ligne des N filtres

Cette expression est valable si la matrice est régulière.

Cas particulier : la matrice est irrégulière.

Dans le cas où les bruits sont issus de p brouilleurs ponctuels ($p < N$), la matrice $\gamma_B(v)$ n'est pas régulière sur le domaine des fréquences traitées et on ne peut appliquer le théorème du filtre adapté. Par contre on montre [4] qu'il est possible de déterminer un filtrage éliminateur du bruit dans ce domaine défini par une matrice ligne $g(v)$ tel que:

$$g(v) \gamma_B(v) = 0$$

3) CONCEPTION D'UN APPAREILLAGE D'ELIMINATION DES BROUILLEURS

A - Dans le cas général (bruits stationnaires mais d'origine quelconque), il est possible, en utilisant le théorème du filtre adapté, de déterminer la structure de $h(v)$ optimisant le rapport signal/bruit.

B - On suppose maintenant que les brouilleurs ponctuels sont tels qu'ils créent au niveau des aériens des tensions aléatoires très supérieures au niveau des signaux, ce qui est le cas dans l'utilisation normale des brouilleurs de barrage. On peut alors admettre que le bruit propre des récepteurs et le bruit ambiant de nature omnidirectionnelle sont négligeables et réduire le problème à la seule élimination des brouilleurs (en nombre $p < N$), ce qui élimine en particulier toute référence au signal.



APPLICATION AUX RADARS DE TECHNIQUES SPECIFIQUES DU SONAR

L'opération comporte :

- l'écoute passive des bruits pour déterminer les $B_i(t)$
- l'évaluation des intercorrélations

$$\Gamma_B(\tau) [ij] = E \{ B_i(t) B_j(t+\tau) \}$$

- la transformation de Fourier qui donne les densités spectrales d'intercorrélation $\gamma_B(\nu) [ij]$
- la résolution de l'équation $g(\nu) \gamma_B(\nu) = 0$
- enfin la formation des filtres $g_i(\nu)$

Cette opération doit s'effectuer pendant les instants où l'on sait qu'aucun signal n'est présent, sous peine de conduire à l'élimination simultanée des bruits et des signaux qui sont traités sur le même pied. Elle est simplifiée si, comme il est de règle en radar, les signaux sont à bande étroite, puisque les $g(\nu)$ deviennent alors des $g(\nu_0)$, soit un déphasage et une atténuation.

Remarquons que le radar à fréquence aléatoire n'échappe pas à la classification bande étroite, seulement ν_0 varie d'une impulsion à l'autre.

Toute la difficulté provient de la nécessité de résoudre le problème en un temps court. Si 0 est l'instant d'émission, T_0 la fin de réception des signaux, il faut que la mesure, le calcul et le réglage des filtres s'effectuent dans l'intervalle de temps, $|T_0, T_1|$, avec $T_1 < T$ période de récurrence. Ceci semble rendre le procédé techniquement très difficile sinon irréalisable. La figure 5 donne le processus schématique de l'élaboration des filtres.

C - Si l'on admet par hypothèse que les brouilleurs n'existent qu'en petit nombre, sont situés à l'infini et insuffisamment séparés en direction et que le niveau de bruit qu'ils produisent est très supérieur au niveau des signaux, il paraît possible de les



APPLICATION AUX RADARS DE TECHNIQUES SPECIFIQUES DU SONAR

écouter en permanence à l'aide d'un goniomètre instantané (Figure 6) muni d'un seuil tel qu'il ne reçoive pas les signaux utiles. On peut alors déduire en permanence les valeurs des bruits produits par chacun de ces brouilleurs sur les entrées i, j et terminer le calcul comme ci-dessus.

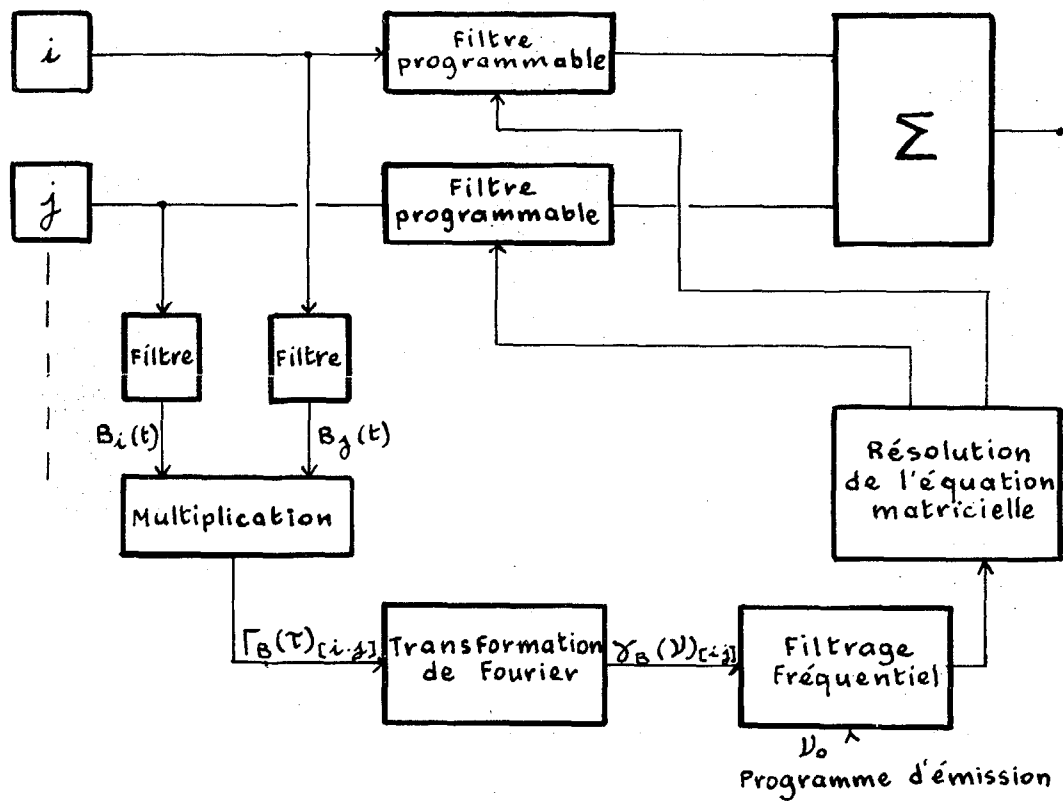


FIGURE 5

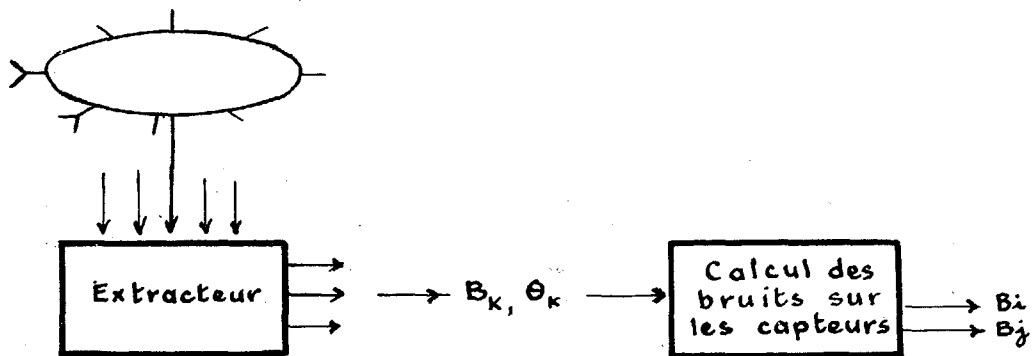


FIGURE 6



APPLICATION AUX RADARS DE TECHNIQUES SPECIFIQUES DU SONAR

4) CONCLUSION : POSSIBILITES PRATIQUES D'UN ELIMINATEUR DE BROUILLEUR

Selon les (rares) renseignements publiés [7] concernant le problème des contremesures, il apparaît que deux types de brouilleurs sont utilisés :

1) les brouilleurs de barrage produisant un bruit en général blanc de grande puissance à large bande.

2) les brouilleurs déceptifs produisent de faux échos. Ils peuvent être actifs (recopie du signal reçu avec un retard variable), ou passifs (Chaffs et leurres variés).

Le procédé indiqué ci-dessus, suppose essentiellement que le brouilleur est du type 1) : il est en effet inapplicable au type 2) puisqu'il postule la stationnarité de $B(t)$.

Il est pratiquement impossible vu la rareté des indications relevées dans la littérature, de savoir si les brouilleurs de barrage sont toujours utilisés, si d'autre part leur "temps de stationnarité" est suffisant pour qu'ils se prêtent à l'élimination par les procédés ci-dessus. Toutefois la possibilité d'application paraît intéressante.



APPLICATION AUX RADARS DE TECHNIQUES SPECIFIQUES DU SONAR

BIBLIOGRAPHIE

- [1] MERRILL SKOLNIK - "Radar Handbook" - Mc Graw-Hill, 1970, chapitre 32
- [2] MERRILL SKOLNIK - "Radar Handbook" - chapitre 2 -bibliographie très complète-

MARCUM - "A statistical theory of detection by pulsed radar and mathematical appendix" - I.R.E. Transactions , vol. IT6, pp. 59-267, April 1960.
- [3] GULEYSSE et SABATHE - "Acoustique Sous-Marine" - Dunod, 1964, p. 165.

"Aide Mémoire d'Acoustique Sous-Marine" - Laboratoire D.S.M. du Brusac, p. V-24
- [4] MERMOZ - "Directivité et traitement optimal d'antenne"
Colloque National sur le Traitement du Signal et ses applications, Nice 5-10 mai 1969, p.p. 331-353

MERMOZ - "Elimination des brouilleurs par traitement optimal d'antenne" , Ann. Télécom. , Juillet-Août 1969 24 , n° 7-8, pp. 282-293

MERMOZ - "Essai de synthèse sur les antennes de détection optimales et adaptatives" - Ann. Télécom. Juillet-Août 1970 25 , n° 7-8, pp. 269-280.
- [5] LEVASSEUR et LE DILY - "Réalisation d'un système expérimental de compensation d'intercorrélacion" - Colloque National sur le traitement du signal et ses applications , Nice 5-10 mai 1969, pp. 355-373.
- [6] MERMOZ - "Filtrage adapté et utilisation optimale d'une antenne", Cours d'été OTAN, Marine Nationale sur le Traitement du Signal, Grenoble, 14-26 septembre 1964.
- [7] SCHLESINGER - "Principles of Electronic Warfare" , Prentice Hall 1961.

-o-o-o-o-o-o-