

Antenne acoustique

à faisceau constant sur plusieurs octaves.

Application à la détection et l'estimation
de la puissance de signaux à large bande

Acoustical array with constant beamwidth over

a wide frequency range.

Application to broadband signal detection

and power estimation



Joseph LARDIES

LAMI, UPS, 38, rue des Trente-Six-Ponts, 31062 TOULOUSE CEDEX.

A soutenu en 1987 une thèse de Doctorat de l'Université Paul-Sabatier à Toulouse, en Acoustique. Ses travaux et recherches concernent le traitement d'antenne en écoute passive.



Jean-Pierre GUILHOT

LAMI, UPS, 38, rue des Trente-Six-Ponts, 31062 TOULOUSE CEDEX.

J.-P. Guilhot a obtenu le diplôme d'ingénieur ENSEEIHT en 1963. Docteur ès Sciences depuis 1974, il est professeur à l'Université Paul-Sabatier de Toulouse, responsable du Laboratoire d'Acoustique de Métrologie et d'Instrumentation et Président du groupe Métrologie et Traitement du Signal de la Société Française d'Acoustique. Ses travaux ont porté essentiellement sur les problèmes métrologiques liés à l'instrumentation acoustique ainsi que sur les méthodes récentes de traitement du signal appliqué à l'acoustique.

RÉSUMÉ

Dans cet article, on étudie la conception d'antennes acoustiques superdirectives en bout, à faisceau constant sur plusieurs octaves. Une application possible qui est la détection et l'estimation de la puissance et de la direction de signaux à large bande est examinée. Par comparaison avec quatre autres approches : le traitement conventionnel, le traitement du maximum de vraisemblance (ou de Capon), du maximum d'entropie et de Lagunas-Hernandez, on démontre l'efficacité de la technique proposée.

MOTS CLÉS

Antenne directive, large bande, faisceau constant, détection.

SUMMARY

This paper examines the detection and power estimation of signals reaching a directive broadband constant beamwidth acoustical array. The effectiveness of the technique is demonstrated by comparison with four alternative approaches: the conventional end-fire array, and spectral estimators such as the maximum likelihood (or Capon), the maximum-entropy and Lagunas-Hernandez methods.

KEY WORDS

Directive array, broadband, constant beamwidth, détection.

Principaux symboles utilisés

x , vecteur observable;
 u , vecteur direction du signal;
 v , vecteur direction d'observation;
 w , vecteur pondération;
 R , matrice de covariance du vecteur observable x ;
 R_b , matrice de covariance du bruit de fond;
 y , signal observé en sortie du traitement;
 P , puissance estimée en sortie du traitement;
 $D_i(\theta, F)$, fonction de directivité de l'antenne d'indice i ;
 $R_i(F)$, fonction de transfert du circuit compensateur d'indice i ;
 $(\)^*T$, conjugué-transposé;
 $| \ |$, module.

1. Introduction

Les antennes de réception, formées d'un certain nombre de capteurs, sont utilisées dans de très nombreux domaines : en radar, sonar, sismique, acoustique aérienne, pour détecter des signaux, estimer leur gisement et puissance. Les sorties des capteurs peuvent être traitées pour obtenir certains effets, comme par exemple la formation de voies suivant des directions bien définies, la réduction du niveau des lobes secondaires ou la conception d'antennes super-directives.

Le traitement d'antenne peut être effectué dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel. Dans le domaine temporel, lorsque les signaux sont à bande étroite, on peut utiliser à la sortie de chaque capteur un pondérateur et un déphaseur. Lorsque les signaux sont à large bande, chaque sortie peut être reliée à un filtre dont la fonction de transfert est déterminée à partir de certains critères, comme l'optimisation du gain pour chaque fréquence [15]. O. L. Frost [1], B. Widrow [2] et A. M. Vural [3] utilisent, d'une façon adaptative, un filtre digital transversal formé de L cellules, chaque cellule contenant un retard et un coefficient de pondération. Une autre approche, originale, pour la détection de signaux à large bande et l'estimation de leur direction et puissance, est proposée dans cette étude.

Les techniques faisant appel à la transformée de Fourier ont été utilisées pour remplacer le traitement temporel dans lequel les déphaseurs ou les lignes à retard peuvent être encombrants et peu maniables, par un équivalent traitement fréquentiel. Les sorties des capteurs sont échantillonnées, numérisées, puis transformées linéairement à l'aide d'une transformée de Fourier rapide, sur une tranche temporelle d'une certaine longueur, correspondant à un certain nombre d'échantillons.

Le traitement d'antenne le plus courant est le traitement conventionnel dans lequel les signaux issus des capteurs sont éventuellement retardés et sommés. Le traitement peut être amélioré en utilisant des formateurs de voies optimaux, dérivés de certains critères de performance comme la maximisation du rapport signal à bruit, l'optimisation du rapport de vraisemblance de détection ou la minimisation de la variance du bruit en sortie du traitement, sans déformation du signal. L. W. Brooks et I. S. Reed [4] ont montré que sous l'hypothèse de bruit de fond et signal gaussiens, indépendants, stationnaires et à moyenne nulle (hypothèses que nous maintiendrons par la suite), les formateurs de voies optimaux qui en résultent sont identiques.

En écoute passive, situation dans laquelle la détection du signal est essentielle, le récepteur conçu en formant le rapport de vraisemblance est le plus utilisé et sera résumé dans le prochain paragraphe, où nous montrerons les limites du détecteur optimal dans un environnement où les signaux sont à large bande, et la nécessité d'une détection sous-optimale.

Nous montrerons par la suite l'inefficacité des estimateurs spectraux du maximum de vraisemblance (ou de Capon), du maximum d'entropie et de Lagunas-Hernandez, lors de la détection de signaux faibles aux basses fréquences et exposerons une autre approche, plus efficace, permettant de détecter et d'estimer directement la puissance et la direction de signaux à large bande.

2. Nécessité d'une détection sous-optimale

Le détecteur conçu en formant le rapport de vraisemblance nous permet de décider de la présence ou de l'absence d'un signal noyé dans du bruit, à partir d'une observation donnée. On suppose que lorsque le signal est absent (hypothèse H_0), le vecteur observable

aux sorties des N capteurs formant l'antenne est :

$$(1) \quad H_0: \quad \mathbf{x} = \mathbf{b}$$

\mathbf{b} est le vecteur bruit de fond de dimension N ; sa matrice de covariance est $\mathbf{R}_b = E[\mathbf{b}\mathbf{b}^*{}^T]$.

Lorsque le signal est présent (hypothèse H_1), nous avons :

$$(2) \quad H_1: \quad \mathbf{x} = \mathbf{s} + \mathbf{b}$$

\mathbf{s} est le vecteur signal émis par la source rayonnante. Le rapport de vraisemblance est par définition [4, 19] :

$$(3) \quad l(\mathbf{x}) = \frac{\text{prob}(H_1 | \mathbf{x})}{\text{prob}(H_0 | \mathbf{x})}$$

expression dans laquelle $\text{prob}(H_1 | \mathbf{x})$ est la densité de probabilité de \mathbf{x} lorsque le signal et le bruit sont présents dans le milieu et $\text{prob}(H_0 | \mathbf{x})$ est la densité de probabilité de \mathbf{x} lorsque seul le bruit est présent. Pour former ce rapport, les densités de probabilité du signal et du bruit de fond doivent être connues.

En utilisant les hypothèses formulées dans le paragraphe précédent, on montre que ce rapport requiert la connaissance de la matrice de covariance du bruit de fond \mathbf{R}_b et du vecteur signal \mathbf{s} [19]. Dans le domaine fréquentiel, si le signal est à bande étroite de sorte qu'il n'occupe qu'une seule cellule spectrale, le bruit de fond qui est à large bande peut être estimé statistiquement à partir de cellules adjacentes. La matrice de covariance du bruit de fond peut alors être conçue. En outre, si le vecteur direction du signal \mathbf{v} est confondu avec le vecteur direction d'observation \mathbf{v} , la maximisation du rapport de vraisemblance nous permet d'obtenir le vecteur pondération du détecteur optimal [4, 19] :

$$(4) \quad \mathbf{w} = (\mathbf{v}^*{}^T \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{v})^{-1} \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{v}$$

Ce vecteur nous permet de concevoir, à l'aide d'un système quadrateur-moyenneur, l'expression $E[|\mathbf{w}^*{}^T \mathbf{x}|^2]$ qui est la puissance moyenne du signal de sortie. Ce résultat est alors comparé avec $(\mathbf{v}^*{}^T \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{v})^{-1}$ qui est la puissance moyenne du bruit de fond; si le signal est absent, ces deux expressions seront identiques. La décision sur la présence ou l'absence du signal est prise en comparant le rapport de vraisemblance maximal actuel, à un seuil qui est conçu pour nous donner la probabilité de fausse alarme requise.

La détection de signaux à large bande s'avère moins aisée, car il est alors plus difficile de distinguer le bruit de fond du signal. Dans ce cas, des cellules fréquentielles ne peuvent plus être utilisées pour nous fournir l'information nécessaire nous permettant d'estimer correctement \mathbf{R}_b . Cet article propose une méthode de détection sous-optimale, pouvant être utilisée dans cette situation là.

Le détecteur optimal requiert la connaissance de la matrice de covariance du bruit de fond formée en considérant les signaux issus des capteurs, lorsqu'on utilise l'hypothèse H_0 , c'est-à-dire lorsque le signal est absent. Malheureusement, si l'estimation de la matrice de covariance utilisée pour former \mathbf{R}_b contient une

contribution due au signal à détecter, celui-ci sera considéré comme étant du bruit de fond. En outre, le formateur de voies optimal requiert la connaissance du vecteur direction du signal, qu'on a supposé confondu avec le vecteur direction d'observation. Mais en pratique, la direction du signal n'est pas forcément connue et il est possible que nous ayons $\mathbf{u} \neq \mathbf{v}$; le signal incident sera alors considéré par le détecteur optimal comme étant une interférence, et sera éliminé. Une détection sous-optimale doit par conséquent être conçue.

On suppose que le champ acoustique est formé de deux sources discrètes, non corrélées, situées dans les directions θ_1 et θ_2 , et de bruit de fond isotrope (voir

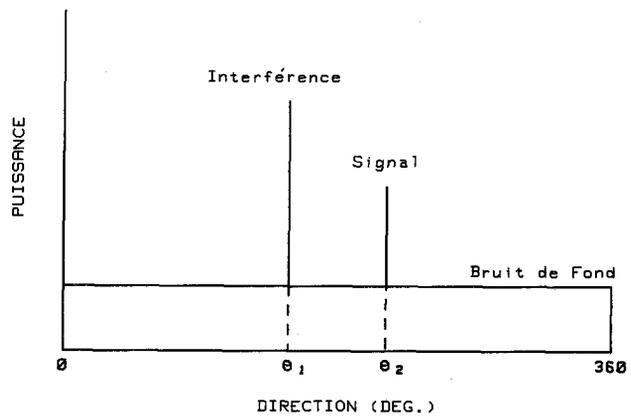


Fig. 1. — Champ de bruit.

fig. 1). En l'absence de toute information à priori, on se propose de détecter et d'estimer la direction et puissance des deux sources. En pratique, on peut disposer d'une information supplémentaire comme la position et la puissance d'une d'entre elles (celle occupant la direction θ_1 par exemple). La combinaison du bruit de fond et du signal issu de la source de direction connue représente l'hypothèse H_0 ; la sortie du récepteur fournissant alors une certaine puissance moyenne. Tout accroissement de puissance sera dû à la présence d'une source additive, celle occupant la direction θ_2 , et correspond à l'hypothèse H_1 . La détection sous-optimale se fera en étudiant la réponse de l'antenne suivant diverses directions de scrutation.

Les diverses méthodes de traitement d'antenne seront étudiées en considérant la situation suivante : on suppose qu'une source connue émet un signal de 0 dB dans la direction $\theta = 0^\circ$ et que le milieu possède un bruit de fond isotrope, « blanc », de puissance unité, conforme au modèle « sphérique ». Une source, émettant un signal plus faible (-10 dB) est placée dans la direction $\theta = 50^\circ$. Plusieurs méthodes vont être étudiées pour détecter et estimer la puissance et la direction de cette source aux basses fréquences ou pour de faibles valeurs du rapport d_1/λ ; d_1 représente la distance entre deux capteurs consécutifs d'une antenne formée de sept éléments (fig. 2) et λ la longueur d'onde du signal émis.

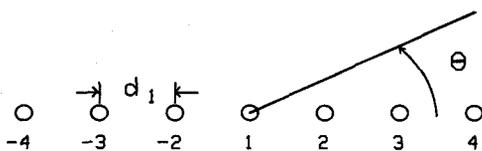


Fig. 2. - Schéma de l'antenne formée de sept éléments.

3. Les principaux estimateurs de puissance

3.1. L'ESTIMATEUR DU MAXIMUM DE VRAISEMBLANCE

La méthode d'analyse du maximum de vraisemblance (terme qui est impropre car sa dérivation ne correspond pas à l'approche usuellement utilisée pour décider de la présence, ou de l'absence, d'un signal à

méthode du maximum de vraisemblance n'est pas performante pour détecter des signaux faibles aux basses fréquences, ou pour de faibles valeurs du rapport d_1/λ . La propriété principale de ce traitement est de posséder un pouvoir de résolution meilleur que le traitement conventionnel, mais limité par le rapport signal à bruit des sources : plus il est important meilleure est la résolution; ainsi que par la fréquence basse des signaux émis.

3.2. L'ESTIMATEUR DU MAXIMUM D'ENTROPIE

La méthode du maximum d'entropie fut introduite initialement par J. P. Burg [6] en 1967, pour estimer le spectre d'un signal stationnaire. A. Van den Bos [7] a montré que cette technique est équivalente à la minimisation de l'erreur quadratique moyenne d'une prédiction linéaire.

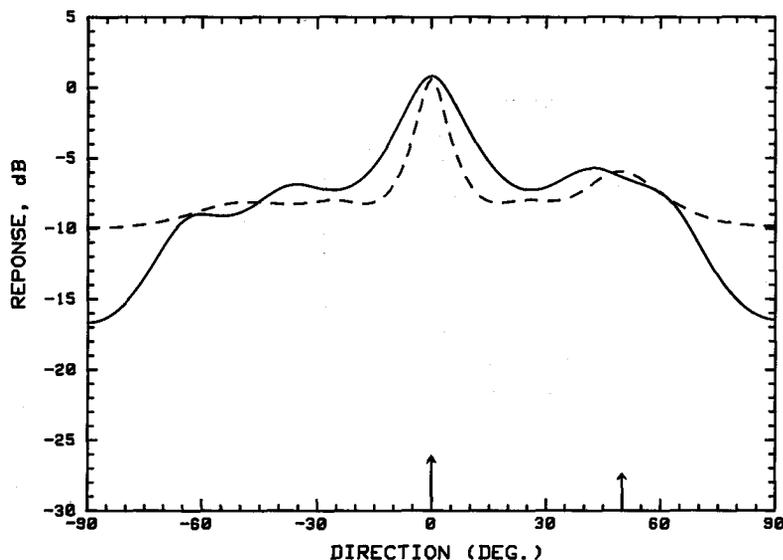


Fig. 3. - Réponse en puissance de l'antenne, en utilisant la méthode du maximum de vraisemblance. — $d_1 = 0,15 \lambda$; --- $d_1 = 0,45 \lambda$.

partir du rapport de vraisemblance), ou méthode de Capon, fut introduite en 1969 pour l'analyse spectrale de raies de fréquence [20]. Elle a été par la suite utilisée dans le traitement adaptatif d'antenne pour estimer la direction de sources rayonnantes, constituant la première méthode haute résolution utilisée dans le domaine spatial. Cette technique permet de sélectionner le vecteur pondération w qui minimise la puissance moyenne en sortie du traitement, sous la contrainte qu'un signal provenant de la direction d'observation soit parfaitement reproduit.

La puissance estimée en utilisant la méthode du maximum de vraisemblance est [5] :

$$(5) \quad P = (v^{*T} R^{-1} v)^{-1}$$

$R = E[xx^{*T}]$ est la matrice de covariance, supposée parfaitement connue, des signaux reçus sur les capteurs.

La figure 3 nous montre que le signal faible ne peut pas être détecté lorsque $d_1 = 0,15 \lambda$. Il est cependant discernable pour des fréquences plus élevées, lorsque $d_1 = 0,45 \lambda$. Ces résultats nous montrent que la

On désire estimer le signal x_1 à la sortie du capteur 1, à partir d'une combinaison linéaire pondérée des signaux issus des sorties des autres $(N-1)$ senseurs restants. Nous considérons l'estimation :

$$(6) \quad \hat{x}_1 = \sum_{i=2}^N w_i x_i$$

Les coefficients de pondération w_i sont obtenus en minimisant l'erreur quadratique moyenne entre notre observation x_1 et notre estimation \hat{x}_1 . Ils sont déterminés à partir de la matrice de covariance R' , en utilisant la relation suivante :

$$(7) \quad [1, -w_2, -w_3, \dots, -w_N] = [P_e, 0, 0, \dots, 0] R'^{-1}$$

où P_e est la puissance moyenne minimale de l'erreur de prédiction. La puissance estimée par la méthode

du maximum d'entropie se met sous la forme :

$$(8) \quad P = \frac{P_e}{\left| 1 - \sum_{k=1}^{N-1} w_{k+1} \exp(-j2\pi FT_k) \right|^2}$$

T_k est le retard entre le signal reçu sur le capteur k et celui reçu sur un point de référence fixe et arbitraire.

En se plaçant dans la situation exposée précédemment, on remarque qu'aux basses fréquences, ou pour de faibles valeurs du rapport d_1/λ , toute information est distordue rendant impossible la détection des deux

de très haute résolution. Pour cela, il modifie cette seconde technique pour obtenir à partir du filtre conçu par la méthode du maximum de vraisemblance non plus l'estimation de la puissance moyenne du signal [relation (5)], mais l'estimation de la densité spectrale de puissance du signal. Il montre que cette estimation se met sous la forme :

$$(9) \quad P = (\mathbf{v}^* \mathbf{T} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}) (\mathbf{v}^* \mathbf{T} \mathbf{R}^{-2} \mathbf{v})^{-1}$$

Cette technique présente les mêmes inconvénients que les deux précédentes, ne pouvant pas détecter les deux signaux lorsque $d_1 = 0,15\lambda$ (fig. 5) : les signaux étant

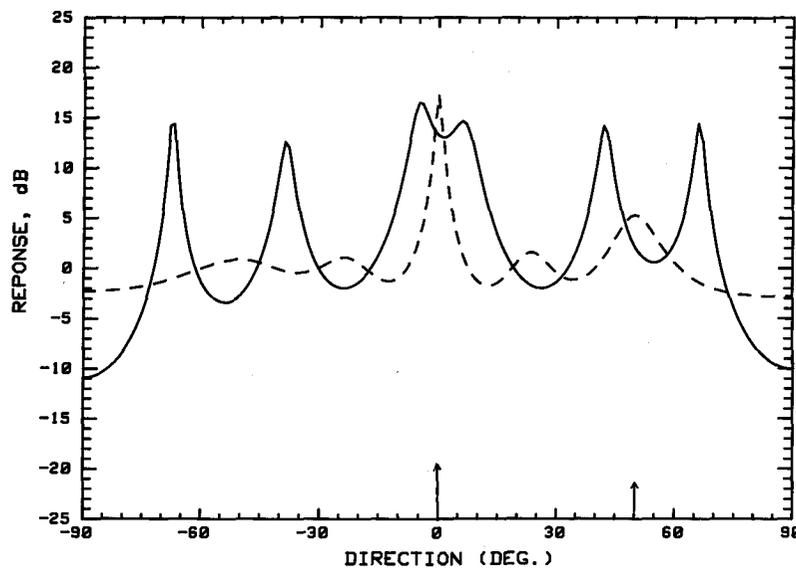


Fig. 4. — Réponse en puissance de l'antenne, en utilisant la méthode du maximum d'entropie. — $d_1 = 0,15\lambda$; --- $d_1 = 0,45\lambda$.

signaux, comme l'indique la figure 4. Cependant, la méthode donne des résultats convenables pour des valeurs importantes du rapport d_1/λ ($d_1 = 0,45\lambda$), permettant de déterminer la direction des deux sources, malgré la présence de certains lobes secondaires d'ambiguïté (figure 4 en trait discontinu).

La méthode du maximum d'entropie, aux hautes fréquences, ou pour des valeurs du rapport d_1/λ de l'ordre de 0,5, est plus performante du point de vue pouvoir séparateur que la méthode du maximum de vraisemblance. Elle est cependant limitée par le rapport signal à bruit des sources, ainsi que par la fréquence basse des signaux émis. Cette méthode, comme la précédente, ne nous permet pas de déterminer directement la puissance des sources rayonnantes.

3. 4. L'ESTIMATEUR DE LAGUNAS-HERNANDEZ

En 1984, Lagunas-Hernandez [8] proposa une nouvelle technique pour l'analyse spectrale de signaux, présentant un juste milieu entre la méthode haute résolution fournie par l'estimateur du maximum d'entropie, qui malheureusement fait apparaître des lobes secondaires d'ambiguïté à des fréquences élevées, et la méthode du maximum de vraisemblance, qui ne fait pas apparaître de lobes secondaires mais n'est pas

détectables à des fréquences plus élevées, pour $d_1 = 0,45\lambda$.

Aucune des trois méthodes présentées n'est performante pour détecter des signaux faibles aux basses fréquences (lorsque $d_1 = 0,15\lambda$). Une autre approche, donnant de meilleurs résultats, fondée sur le concept d'antennes à faisceau en bout (end-fire) constant sur plusieurs octaves va être exposée.

4. Antenne à faisceau constant sur plusieurs octaves

4. 1. ANTENNE CONVENTIONNELLE A FAISCEAU CONSTANT SUR UNE OCTAVE

On considère une première antenne : antenne 1 (voir fig. 6) formée de sept capteurs équidistants, numérotés 1, 2, 4, 6, 8, 10 et 11 à diagramme de directivité en bout, conçu en plaçant aux sorties des capteurs des retards représentés par les coefficients w_k , obtenus avec des lignes à retard analogiques. La distance entre deux capteurs consécutifs pour cette première antenne est $d_1 = 0,15\lambda_1$, expression dans laquelle $\lambda_1 = c/F_1$ est la plus importante longueur

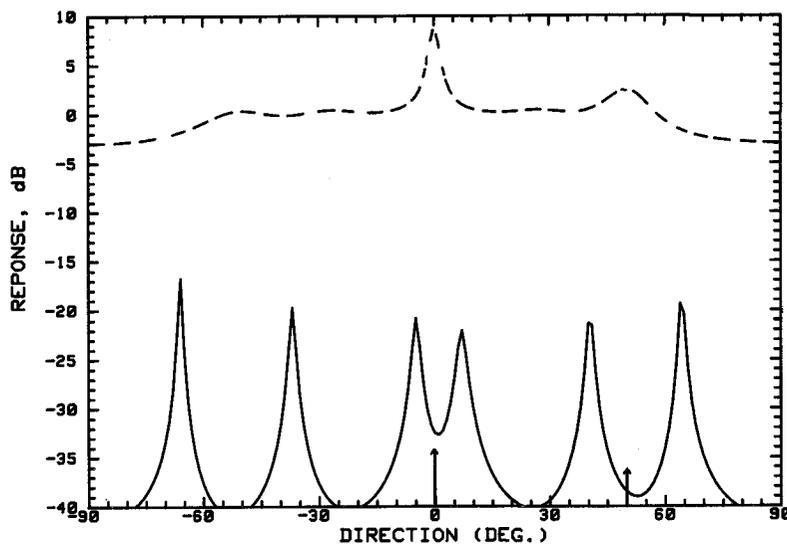


Fig. 5. — Réponse en puissance de l'antenne, en utilisant la méthode de Lagunas-Hernandez. — $d_1 = 0,15 \lambda$; --- $d_1 = 0,45 \lambda$.

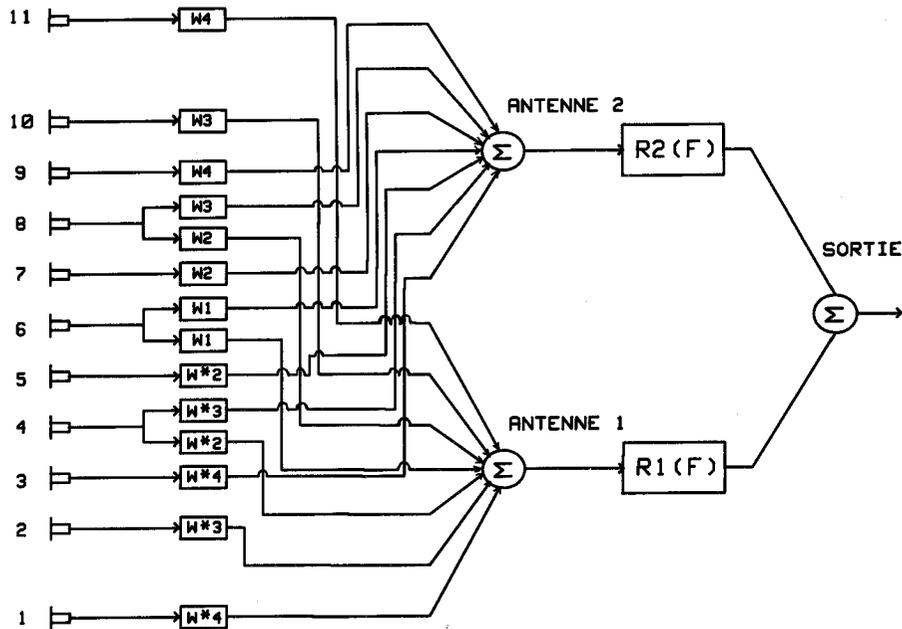


Fig. 6. — Schéma-bloc du réseau de deux antennes travaillant sur une octave.

d'onde d'intérêt et F_1 la plus basse fréquence. Des contraintes expérimentales (longueur d'antenne, grandeur de chambre sourde) nous ont fait choisir la fréquence $F_1 = 353$ Hz.

En prenant le centre du récepteur comme origine des phases et des distances, la fonction de directivité $D_1(\theta, F)$ de cette première antenne est réelle. Une deuxième antenne : antenne 2, de mi-longueur par rapport à la première est obtenue en utilisant trois senseurs redondants et en ajoutant quatre autres. Les capteurs formant ce deuxième groupement sont numérotés : 3, 4, 5, 6, 7, 8 et 9. La distance entre deux capteurs consécutifs, pour cette deuxième antenne, est $d_2 = d_1/2 = 0,15 \lambda_2$ ($\lambda_2 = c/F_2$ est la plus basse longueur d'onde d'intérêt et $F_2 = 2F_1$ la plus haute fréquence considérée). La fonction de directivité de cette deuxième antenne $D_2(\theta, F)$ est aussi réelle. A la fréquence F_1 , le premier groupement possède le même

diagramme de directivité que le deuxième, à la fréquence F_2 . Mais entre ces deux fréquences, le lobe principal du système de réception subit évidemment des variations. La largeur du faisceau de directivité sera maintenue constante sur une octave, de F_1 à $F_2 = 2F_1$ en combinant avec des filtres compensateurs les sorties des deux groupements. La fonction de directivité du réseau des deux antennes filtrées est :

$$(10) D_t^a(\theta, F) = D_1(\theta, F) R_1(F) + D_2(\theta, F) R_2(F)$$

L'expression $|D_t^a(\theta, F)|$ est la norme de la fonction caractéristique du réseau [22]; elle nous permet de concevoir les diagrammes de directivité. $R_1(F)$ et $R_2(F)$ sont les fonctions de transfert des circuits compensateurs requis pour maintenir le faisceau principal constant sur une octave. Ces fonctions sont déterminées à partir de deux équations issues de $|D_t^a(\theta, F)|$,

équations qui sont obtenues en considérant deux valeurs de la norme de la fonction caractéristique du réseau, suivant deux directions particulières. Ces valeurs sont les mêmes que celles obtenues à partir des fonctions de directivité des deux antennes individuelles à leur fréquence « propre » F_1 et F_2 , et suivant les mêmes directions.

La première valeur angulaire, fixe, choisie est $\theta=0^\circ$. Elle permet de caractériser la réponse du réseau sur son axe. Suivant cette direction, la valeur des fonctions de directivité des deux antennes individuelles aux fréquences F_1 et F_2 est égale à 1 (fonctions de directivité normalisées pour F_1 et F_2). On impose, donc, que la réponse en fréquence du système total de réception sur son axe soit plate et égale à l'unité, sur l'octave considérée. La première contrainte s'écrit :

$$(11) \quad |D_1(0^\circ, F) R_1(F) + D_2(0^\circ, F) R_2(F)| = 1.$$

La deuxième direction, fixe, choisie, correspond à l'angle de Cramer-Rao noté $\theta=\theta_3$, et mesure la largeur ou mi-ouverture du lobe principal à mi-puissance ou à -3 dB. Suivant cette direction, la valeur de la fonction de directivité de l'antenne 1 à la fréquence F_1 , de l'antenne 2 à la fréquence F_2 et de la norme de la fonction caractéristique du réseau sur toute l'octave est égale à $1/\sqrt{2}$. Cette deuxième contrainte s'écrit :

$$(12) \quad |D_1(\theta_3, F) R_1(F) + D_2(\theta_3, F) R_2(F)| = 1/\sqrt{2}.$$

Les équations (11) et (12) se mettent sous la forme complexe :

$$(13) \quad D_1(0^\circ, F) R_1(F) + D_2(0^\circ, F) R_2(F) = \exp(j\Phi_1(F))$$

$$(14) \quad D_1(\theta_3, F) R_1(F) + D_2(\theta_3, F) R_2(F) = (1/\sqrt{2}) \exp(j\Psi_1(F))$$

$\Phi_1(F)$ et $\Psi_1(F)$ sont deux fonctions réelles arbitraires.

La résolution de ces deux équations nous permet de déterminer les fonctions de transfert requises :

$$(15) \quad R_1(F) = \frac{D_2(\theta_3, F) \exp(j\Phi_1(F)) - (1/\sqrt{2}) D_2(0^\circ, F) \exp(j\Psi_1(F))}{D_2(\theta_3, F) D_1(0^\circ, F) - D_2(0^\circ, F) D_1(\theta_3, F)}$$

$$(16) \quad R_2(F) = \frac{(1/\sqrt{2}) D_1(0^\circ, F) \exp(j\Psi_1(F)) - D_1(\theta_3, F) \exp(j\Phi_1(F))}{D_2(\theta_3, F) D_1(0^\circ, F) - D_2(0^\circ, F) D_1(\theta_3, F)}$$

Ces fonctions de transfert conduisent à la conception de deux filtres réalisables, qui placés aux sorties des deux antennes nous permettent d'obtenir un réseau à largeur de faisceau constante sur une octave [9, 23].

La figure 7 nous montre les variations du diagramme de directivité du réseau de deux antennes convenablement filtrées. La largeur du lobe principal est constante pour diverses valeurs de la fréquence, appartenant à l'octave centrée à 500 Hz ($F_1 = 353$ Hz et $F_2 = 707$ Hz).

Cependant, le réseau conventionnel de deux antennes de sept capteurs chacune ne peut pas être utilisé pour détecter le signal de -10 dB à 50° aux basses fréquences (pour F_1), même en l'absence de bruit de fond, comme l'indique la figure 8. La présence du signal fort ainsi que la faible directivité du réseau ne nous permettent pas de discerner le signal faible. Ceci nous amène à concevoir des réseaux d'antennes en bout superdirectives et à large bande.

4.2. ANTENNE SUPERDIRECTIVE A FAISCEAU CONSTANT SUR UNE OCTAVE

Les antennes dites superdirectives permettent d'obtenir, grâce à des coefficients de pondération complexes, une directivité très supérieure à celle de l'antenne conventionnelle [24].

La première approche théorique sur la conception de telles antennes fut proposée par Schelkunoff [10], qui exploita la correspondance entre les nuls du diagramme de directivité d'une antenne linéaire et les racines d'un polynôme complexe, situées sur le cercle de rayon unité, dans le plan complexe. En plaçant convenablement les zéros de ce polynôme sur le cercle, on détermine l'amplitude et la phase des coefficients de pondération w_i ($w_i = A_i \exp(ji\alpha)$), nécessaires pour obtenir un groupement superdirectif. Le tableau nous donne la valeur de ces coefficients, pour une antenne linéaire formée de sept capteurs équidistants de $d_1 = 0,15\lambda$. Cette antenne est seulement d'un intérêt académique, puisque une variation de 0,5% de l'amplitude de l'élément central conduit à la destruction du diagramme de directivité comme le montrent les figures 9 et 10.

R. H. Duhamel [11] proposa une méthode utilisant les polynômes de Tchébyscheff pour obtenir des antennes superdirectives avec contrôle du niveau des lobes secondaires. Le diagramme de directivité obtenu est optimal du fait qu'il possède une largeur de faisceau minimale pour un niveau de lobes secondaires imposé, et réciproquement, il a le niveau de lobes secondaires le plus bas possible, pour une largeur de faisceau spécifiée. Les coefficients de pondération (voir tableau) sont obtenus en exploitant la correspondance qui lie la fonction de directivité à un polynôme de Tchébyscheff. Les figures 9 et 10 nous montrent la

déformation du diagramme, lorsqu'on considère une variation de 0,5% de l'amplitude de l'élément central. Cette antenne est donc trop sensible aux faibles variations d'amplitude (et de phase) des coefficients, pour qu'elle puisse être réalisée pratiquement.

L'optimisation du gain d'une antenne dans une direction donnée, (dans notre étude la direction confondue avec l'alignement des capteurs) conduit à la conception d'antennes superdirectives et a été étudiée par D. K. Cheng [12]. Il considère le gain comme étant le

ANTENNE ACOUSTIQUE A FAISCEAU CONSTANT SUR PLUSIEURS OCTAVES

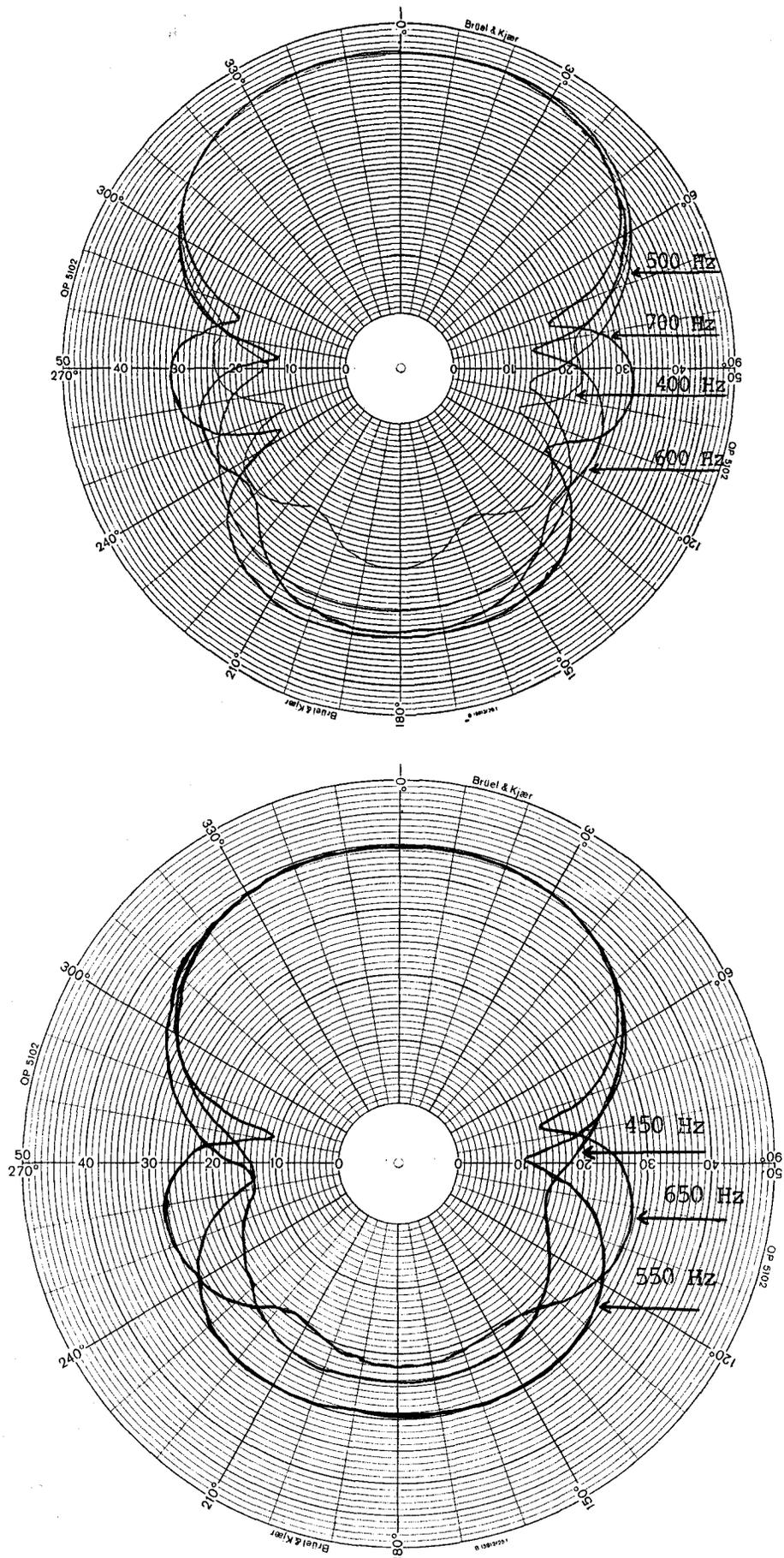


Fig. 7. — Variations du diagramme de directivité du réseau de deux antennes conventionnelles en bout, filtrées.

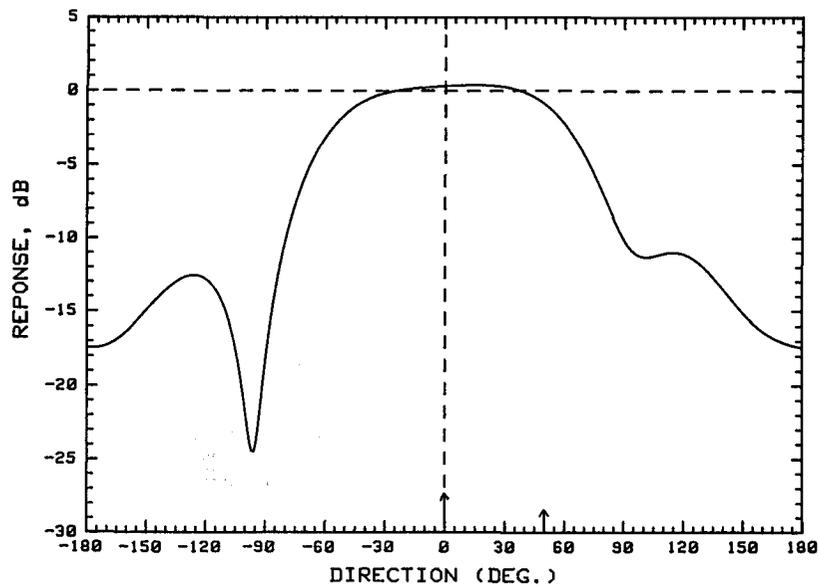


Fig. 8. — Réponse en puissance du réseau de deux antennes conventionnelles en bout, filtrées (pour $F=353$ Hz ou $d_1=0,15 \lambda$).

TABEAU

Caractéristiques des diverses pondérations et des diagrammes de directivité résultants ($d_1=0,15 \lambda$; sept capteurs)

Diagramme	Mi-largeur du lobe principal à -3 dB (°)	Déphasage électrique progressif α (°)	Coefficient (A_i)			
			A_1	A_2	A_3	A_4
Schelkunoff	17,88	9	-15,321	11,833	-5,176	1
Duhamel	13,87	3,48	-14,031	10,928	-4,907	1
Cheng	13,88	3,09	-14,344	11,151	-4,975	1
Dawoud	22,03	54	-6,076	5,134	-2,953	1

Diagramme	Niveau du premier lobe secondaire (dB)	Coefficient d'efficacité η (%)
Schelkunoff	-30	0,092
Duhamel	-20	0,025
Cheng	-17	0,026
Dawoud	-20	11,77

rapport de deux formes quadratiques hermitiennes et applique les propriétés mathématiques liées à ce rapport pour déterminer la valeur du gain maximal suivant une certaine direction, et les coefficients de pondération correspondants. Ce groupement, comme les deux précédents, possède des coefficients importants, de signes alternés et dont une variation infime rend instable le diagramme de directivité. Pour ces raisons, de nombreux auteurs comme D. K. Cheng et M. M. Dawoud [12, 13] ont défini le coefficient de rendement ou d'efficacité comme étant un critère de performance des antennes superdirectives.

Le coefficient d'efficacité, ou de rendement, d'une antenne est le rapport entre l'amplitude du signal de sortie dans la direction de directivité maximale et l'amplitude qui serait obtenue si tous les éléments

possédaient un déphasage électrique progressif égal au déphasage géométrique qui existe entre capteurs. Le coefficient d'efficacité est un excellent indicateur sur la sensibilité du diagramme de directivité aux faibles variations d'amplitude, ou de phase, des coefficients de pondération. Ses valeurs pour les trois antennes superdirectives étudiées précédemment, sont données dans le tableau. Ces trois pondérations conduisent à de trop faibles coefficients d'efficacité pour qu'elles puissent être appliquées aux sorties des capteurs formant l'antenne.

C'est M. M. Dawoud [13, 14] qui a levé le doute qui s'était longuement installé dans l'esprit des chercheurs sur la réalisation d'antennes superdirectives. Il détermine les coefficients de pondération qui conduisent à des groupements superdirectifs, ayant

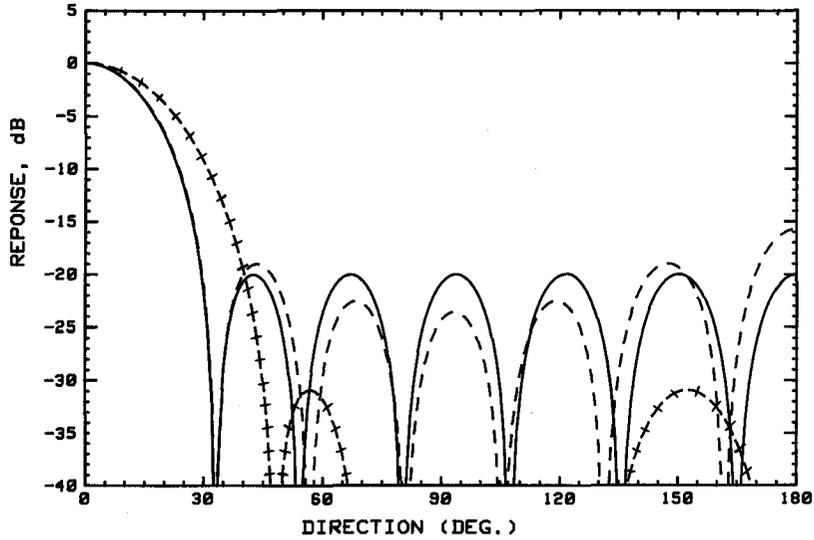


Fig. 9. — Diagrammes de directivité obtenus en utilisant les pondérations du tableau. ——— Duhamel; - - - Cheng; + + + Schelkunoff.

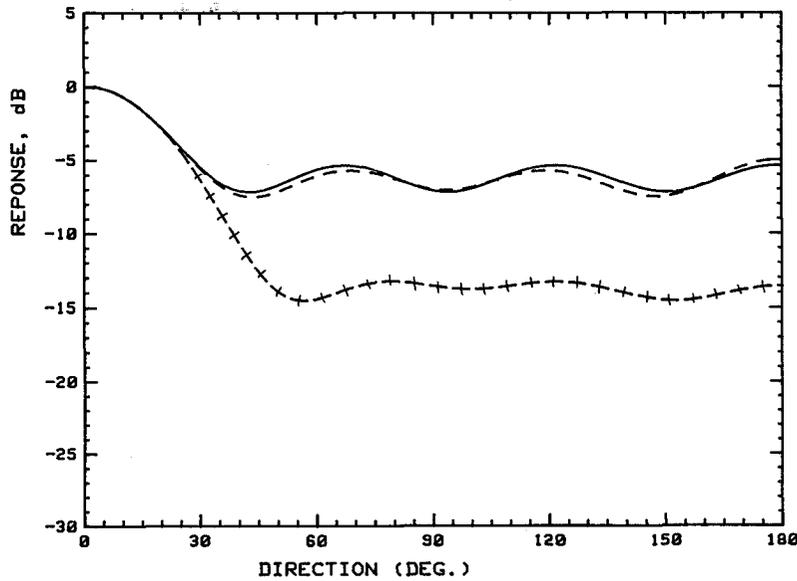


Fig. 10. — Effet d'une variation de 0,5% de l'amplitude de l'élément central, sur les diagrammes de directivité précédents. ——— Duhamel; - - - Cheng; + + + Schelkunoff.

un important coefficient d'efficacité et qui sont réalisables. La procédure pour obtenir les pondérations w_i diffère de celle exposée par Duhamel, par le fait qu'il relie la fonction de directivité à la somme ou à la différence de deux polynômes de Tchébyscheff dont les coefficients sont ajustés de façon à obtenir un important coefficient de rendement, et par conséquent pouvoir concevoir des antennes directives et réalisables. Par cette technique, le polynôme considéré en utilisant une antenne formée de sept capteurs équidistants de $d_1 = 0,15 \lambda$ est :

$$(17) \quad F(x) = 4x^3 + 3x^2 - 3x - 1$$

expression dans laquelle

$$(18) \quad x = a \cos(2\pi(d_1/\lambda) \cos \theta - \alpha) + b$$

Les coefficients a , b et α qui est le déphasage électrique progressif entre éléments, sont obtenus en se fixant le

domaine « visible » de x . Les coefficients de pondération w_i sont déterminés à partir de l'équivalence qui lie le polynôme $F(x)$ et la fonction de directivité de l'antenne.

La figure 11 nous montre l'effet d'une variation de 2% de l'amplitude de l'élément central sur le diagramme de directivité. Celui-ci, contrairement aux trois précédents, est assez insensible à une telle variation. La figure 12 nous permet de comparer le diagramme de directivité de l'antenne conventionnelle en bout, et celui conçu en considérant l'antenne superdirective ayant un important coefficient de rendement ($\eta = 11,7\%$). Le niveau des lobes secondaires est bas : la rejection est de -20 dB et le faisceau principal étroit : la mi-ouverture à -3 dB est de $22,03^\circ$.

La figure 13 nous montre qu'en appliquant la méthode décrite dans le paragraphe 4.1, et en considérant les coefficients de pondération précédents, on

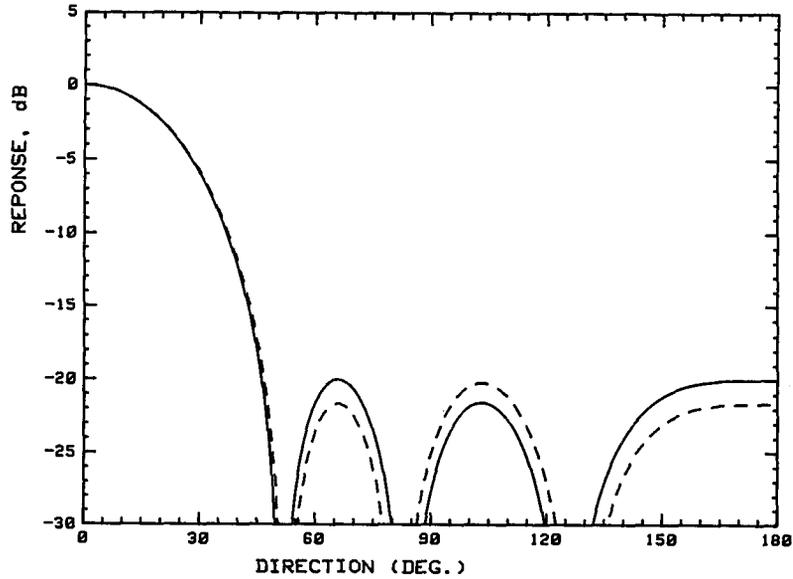


Fig. 11. — — — Diagramme de directivité obtenu en utilisant la pondération de Dawoud (sept capteurs, $d_1 = 0,15 \lambda$). - - - Effet sur le diagramme d'une variation de 2% de l'amplitude de l'élément central.

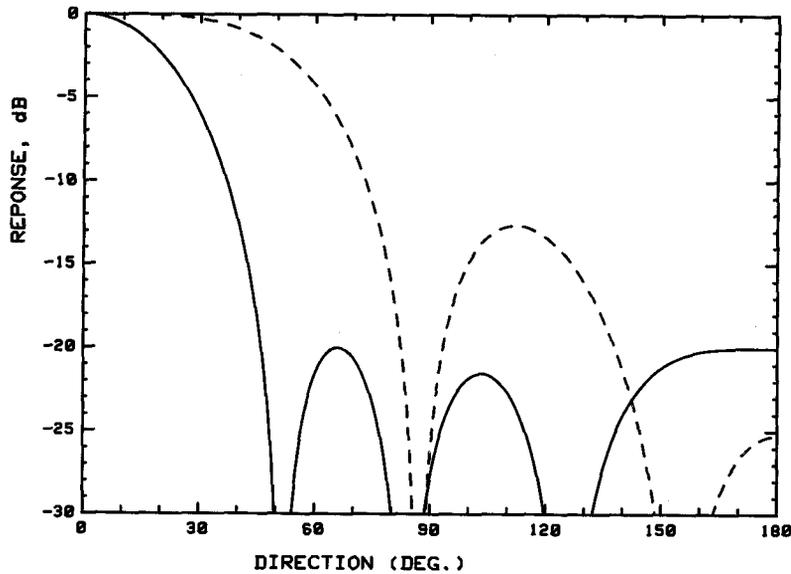


Fig. 12. — Comparaison du diagramme de l'antenne superdirective ayant un coefficient de rendement de 11,7% et du diagramme de l'antenne conventionnelle (sept capteurs, $d_1 = 0,15 \lambda$). — — — Antenne superdirective; - - - Antenne conventionnelle.

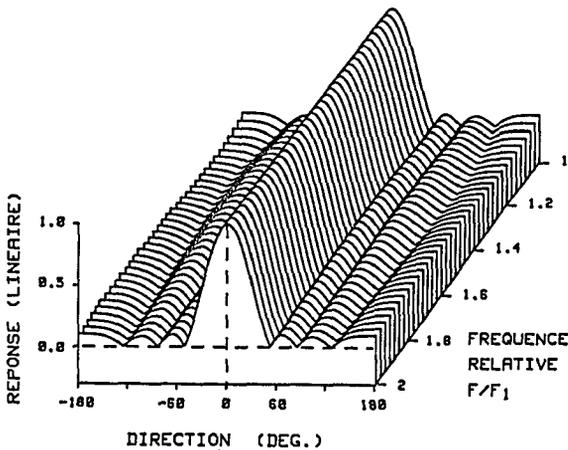


Fig. 13. — Variations du diagramme de directivité sur une octave, du réseau de deux antennes superdirectives filtrées.

peut concevoir une antenne superdirective sur une largeur de bande d'une octave. Par la suite, les antennes seront pondérées avec ces coefficients.

4.3. ANTENNE SUPERDIRECTIVE A FAISCEAU CONSTANT SUR DEUX OCTAVES

On peut sans difficulté étendre la méthode exposée dans le paragraphe 4.1, pour concevoir des réseaux d'antennes en bout directifs, à faisceau constant sur deux octaves, suivant le schéma-bloc indiqué sur la figure 14.

On considère un premier réseau : réseau 1 formé de deux antennes superdirectives (antenne 1 et antenne 2) de sept capteurs chacune (avec les éléments redondants seulement onze senseurs sont nécessaires). Ce réseau, convenablement filtré avec les circuits dont les fonctions de transfert sont $R_1(F)$ et $R_2(F)$, possède un faisceau de directivité constant sur une octave

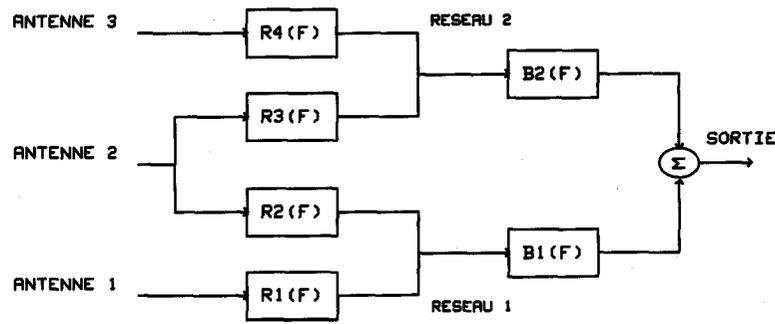


Fig. 14. — Schéma-bloc de deux réseaux d'antennes travaillant sur deux octaves.

de F_1 à $F_2=2F_1$. La fonction de directivité de ce réseau est $D_t^a(\theta, F)$.

Un deuxième réseau : réseau 2 est conçu en utilisant l'antenne 2 (antenne redondante) et en formant une troisième antenne superdirective de sept capteurs, et de mi-longueur par rapport à la deuxième (en fait, dû à la redondance des éléments, il suffit d'ajouter quatre senseurs pondérés). La fonction de directivité de cette troisième antenne est $D_3(\theta, F)$. Ce deuxième réseau est convenablement filtré, avec les circuits dont les fonctions de transfert sont $R_3(F)$ et $R_4(F)$, pour maintenir le faisceau principal constant sur une octave, de F_2 à $F_3=2F_2=4F_1$. La fonction de directivité de ce deuxième réseau est :

$$(19) \quad D_t^b(\theta, F) = D_2(\theta, F) R_3(F) + D_3(\theta, F) R_4(F).$$

Le même principe qui nous a permis de déterminer $R_1(F)$ et $R_2(F)$ est utilisé pour obtenir $R_3(F)$ et $R_4(F)$.

Nous avons :

$$(20) \quad R_3(F) = \frac{D_3(\theta_3, F) \exp(j\Phi_2(F)) - (1/\sqrt{2}) D_3(0^0, F) \exp(j\Psi_2(F))}{D_2(0^0, F) D_3(\theta_3, F) - D_3(0^0, F) D_2(\theta_3, F)}$$

$$(21) \quad R_4(F) = \frac{(1/\sqrt{2}) D_2(0^0, F) \exp(j\Psi_2(F)) - D_2(\theta_3, F) \exp(j\Phi_2(F))}{D_2(0^0, F) D_3(\theta_3, F) - D_3(0^0, F) D_2(\theta_3, F)}$$

$D_3(0^0, F)$ et $D_3(\theta_3, F)$ sont les valeurs de la fonction de directivité de l'antenne 3 pour $\theta=0^0$ et $\theta=\theta_3=22,03^0$; $\Phi_2(F)$ et $\Psi_2(F)$ sont deux fonctions réelles arbitraires [nous prendrons $\Phi_1(F) = \Psi_1(F) = \Phi_2(F) = \Psi_2(F)$].

Pour maintenir la largeur du faisceau, du système total de réception, constante sur deux octaves, de F_1 à $4F_1$, on combine les sorties des deux réseaux superdirectifs avec deux filtres compensateurs, dont les fonctions de transfert requises sont $B_1(F)$ et $B_2(F)$. La fonction de directivité du système total de réception est :

$$(22) \quad D_t(\theta, F) = D_t^a(\theta, F) B_1(F) + D_t^b(\theta, F) B_2(F)$$

La résolution de ces deux équations conduit aux fonctions de transfert requises

$$(27) \quad B_1(F) = \frac{D_t^b(\theta_3, F) \exp(j\Phi_3(F)) - (1/\sqrt{2}) D_t^b(0^0, F) \exp(j\Psi_3(F))}{D_t^a(0^0, F) D_t^b(\theta_3, F) - D_t^b(0^0, F) D_t^a(\theta_3, F)}$$

$$(28) \quad B_2(F) = \frac{(1/\sqrt{2}) D_t^a(0^0, F) \exp(j\Psi_3(F)) - D_t^a(\theta_3, F) \exp(j\Phi_3(F))}{D_t^a(0^0, F) D_t^b(\theta_3, F) - D_t^b(0^0, F) D_t^a(\theta_3, F)}$$

La même démarche qui nous a permis de déterminer $R_1(F)$ et $R_2(F)$ dans le paragraphe 4. 1, est appliquée pour déterminer $B_1(F)$ et $B_2(F)$. Deux équations sont issues de la norme de la fonction caractéristique du réseau total : $|D_t(\theta, F)|$, en considérant deux positions angulaires : $\theta=0^0$ et $\theta=\theta_3=22,03^0$, et les valeurs correspondantes qui sont 1 et $1/\sqrt{2}$. Ceci se traduit par

$$(23) \quad |D_t^a(0^0, F) B_1(F) + D_t^b(0^0, F) B_2(F)| = 1$$

$$(24) \quad |D_t^a(\theta_3, F) B_1(F) + D_t^b(\theta_3, F) B_2(F)| = 1/\sqrt{2}$$

Soit encore :

$$(25) \quad D_t^a(0^0, F) B_1(F) + D_t^b(0^0, F) B_2(F) = \exp(j\Phi_3(F))$$

$$(26) \quad D_t^a(\theta_3, F) B_1(F) + D_t^b(\theta_3, F) B_2(F) = (1/\sqrt{2}) \exp(j\Psi_3(F)).$$

$\Phi_3(F)$ et $\Psi_3(F)$ sont deux fonctions réelles arbitraires. La figure 15 nous montre les variations du diagramme de directivité du réseau de deux réseaux d'antennes directives, filtrées avec les circuits dont les fonctions de transfert requises $B_1(F)$ et $B_2(F)$ ont été déterminées précédemment. La largeur du faisceau principal est constante sur deux octaves. La réponse en fréquence de ce système de réception est égale à l'unité sur une largeur de bande de deux octaves, ce qui est une conséquence de la contrainte fournie par l'équation (23).

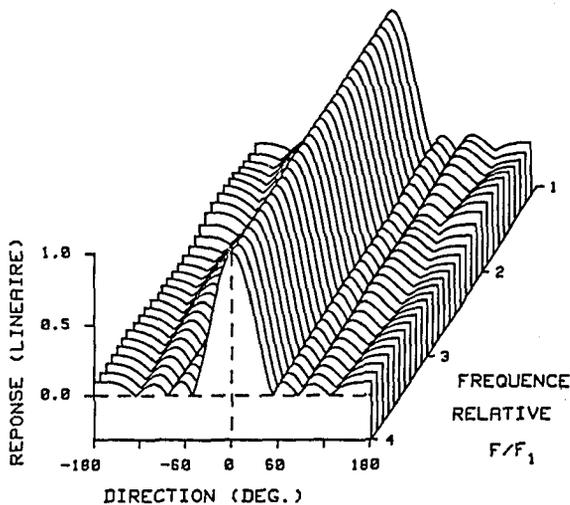


Fig. 15. — Variations du diagramme de directivité sur deux octaves, du système de deux réseaux d'antennes superdirectives filtrées.

5. Détection du signal faible

Soient $x_1(\theta, F)$ et $x_2(\theta, F)$ les vecteurs signaux aux sorties des capteurs de la première et de la deuxième antenne et w le vecteur pondération qui nous permet d'obtenir un diagramme superdirectif, ayant un important coefficient de rendement (coefficients de

dérée), en se plaçant dans la situation décrite dans le paragraphe 2, et en ne considérant pas le bruit de fond. Étant donné que le diagramme de directivité est fixe (courbe en pointillés), la comparaison des deux diagrammes et les anomalies qui en résultent, nous indiquent sans ambiguïté la présence du signal faible d'environ -10 dB à environ 50° . Ce résultat est de loin supérieur à ceux obtenus précédemment, en utilisant les méthodes adaptatives du maximum de vraisemblance, du maximum d'entropie, de Lagunas-Hernandez ou bien l'antenne conventionnelle. Si nous considérons une autre fréquence, comprise entre F_1 et $F_2 = 2F_1$, des résultats tout à fait similaires sont obtenus. Ceci est dû au fait que la directivité du réseau est constante sur l'octave.

Si du bruit de fond conforme au modèle « sphérique » est considéré, le diagramme de la figure 16 subit un même biais suivant toutes les directions, n'entraînant aucune ambiguïté sur la détection du signal faible, comme le montre la figure 17. Ceci est dû au fait que la puissance à la sortie du système est la somme de deux contributions de puissance qui se différencient : celle du bruit de fond isotrope et celle des deux signaux présents dans le milieu.

6. Conclusion

Dans cet article, on s'est intéressé au problème de la détection de signaux à large bande et basse fréquence,

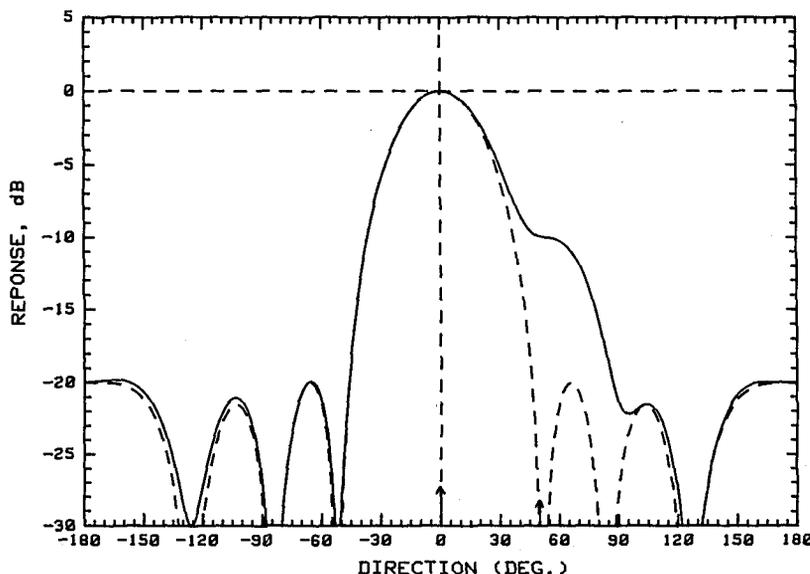


Fig. 16. — Réponse en puissance du réseau de deux antennes super-directives filtrées, sans considération du bruit de fond (pour $F = 353$ Hz ou $d_1 = 0,15 \lambda$). - - - un signal; — les deux signaux.

Dawoud du tableau). Le signal observé à la sortie du réseau de deux antennes directives filtrées est :

$$(29) \quad y(\theta, F) = w^*T x_1(\theta, F) R_1(F) + w^*T x_2(\theta, F) R_2(F).$$

La puissance moyenne estimée à la sortie de ce réseau est $P(\theta, F) = E[|y(\theta, F)|^2]$. La figure 6 nous montre la réponse en puissance de ce système lorsque $d_1 = 0,15 \lambda$ (ou pour F_1 , la plus basse fréquence consi-

sensibilisant les capteurs d'une antenne acoustique. Cinq traitements d'antenne ont été étudiés.

Nous avons montré que les estimateurs adaptatifs obtenus par les méthodes du maximum de vraisemblance, du maximum d'entropie ou de Lagunas-Hernandez donnent des résultats satisfaisants sur l'estimation de la direction des sources, pour des valeurs relativement importantes du rapport d_1/λ ($d_1 = 0,45 \lambda$). Mais lorsque $d_1 = 0,15 \lambda$, c'est-à-

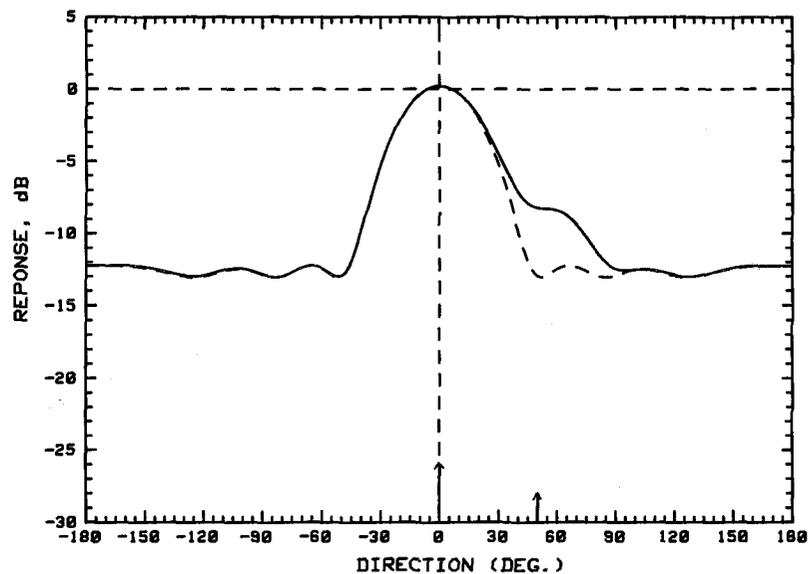


Fig. 17. — Réponse en puissance du réseau de deux antennes super-directives filtrées, avec considération du bruit de fond (pour $F=353$ Hz ou $d_1=0,15 \lambda$). - - - un signal; — les deux signaux.

dire lorsqu'on considère des fréquences plus basses, ils ne sont plus opérationnels dans la situation décrite dans le paragraphe 2. Le traitement conventionnel ne peut pas non plus être utilisé : sa faible directivité, ainsi que la présence du signal fort, ne nous permettent pas de discerner le deuxième signal.

Une autre méthode plus performante pour la détection de signaux à large bande et basse fréquence, et pour l'estimation directe de leur puissance et direction a été étudiée. Cette technique combine des réseaux d'antennes directives qui ont été convenablement filtrées. Les fonctions de transfert des filtres sont déterminées en imposant des contraintes au diagramme de directivité, ce qui permet d'obtenir des réseaux d'antennes à large bande et faisceau de directivité constant sur plusieurs octaves. Par comparaison de diagrammes, la méthode permet de détecter un signal qui ne pouvait pas être détecté par quatre autres techniques.

Manuscrit reçu le 27 avril 1987.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] O. L. FROST, An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing, *Proc. IEEE*, 60, n° 8, August 1972, p. 926-935.
- [2] B. WIDROW, P. E. MANTEY, L. J. GRIFFITHS et B. B. GOODE, Adaptive Antenna Systems, *Proc. IEEE*, 55, n° 12, December 1967, p. 2143-2159.
- [3] A. M. VURAL, A Comparative Study of Adaptive Array Processors, *Proc. of ICASSP 1977 Conf.*, p. 695-700.
- [4] L. W. BROOKS et I. S. REED, Equivalence of the Likelihood Ratio Processor, the Maximum Signal-to-Noise Ratio Filter and the Wiener Filter, *IEEE Trans. on AES*, n° 9, September 1972, p. 690-692.
- [5] J. W. R. GRIFFITHS, Adaptive Array Processing. A tutorial, *Proc. IEE*, 130, n° 1, February 1983, p. 3-10.
- [6] J. P. BURG, Maximum Entropy Spectral Analysis, *37th Annual International Meeting, Soc. of Explor. Geophys.*, 1967.
- [7] A. VAN DEN BOS, Alternative Interpretation of Maximum-Entropy Spectral Analysis, *IEEE Trans. on IT*, 17, n° 4, 1971, p. 493-495.
- [8] M. A. LAGUNAS-HERNANDEZ et A. GASULL-LLAMPALLAS, An Improved Maximum Likelihood Method for Power Spectral Density Estimation, *IEEE Trans. on ASSP*, 32, n° 1, February 1984, p. 170-173.
- [9] J. LARDIES et J. P. FLENNER, End-fire Line Array and Cophasal Concentric Rings Array with Constant Beamwidth over a wide Frequency Range, *Vth International Conference on Antennas and Propagation, ICAP 87*, York, UK, 30 March-2 April 1987, p. 189-193.
- [10] S. A. SCHELKUNOFF, A Mathematical Theory of Linear Arrays, *Bell System Technical Journal*, n° 22, January 1943, p. 88-107.
- [11] R. H. DUHAMEL, Optimum Patterns for End-Fire Arrays, *Proc. IRE*, 41, May 1953, p. 652-659.
- [12] D. K. CHENG, Optimization Techniques for Antenna Arrays, *Proc. IEEE*, 59, n° 12, December 1970, p. 1664-1674.
- [13] M. M. DAWOUD et A. P. ANDERSON, Design of Superdirective Arrays with High Radiation Efficiency, *IEEE Trans. on AP*, 26, n° 6, November 1978, p. 819-823.
- [14] M. M. DAWOUD et A. P. ANDERSON, Realization of Superdirectivity from Active and Passive Array Antennas, *International Conference on Antennas and Propagation*, 28-30 November 1978, London, UK, p. 25-29.
- [15] J. LARDIES et J. P. FLENNER, Détection et Estimation de la Puissance de Signaux à Large Bande par l'intermédiaire d'une Antenne Acoustique, *X° Colloque d'Acoustique Aéronautique et Navale*, 19-21 novembre 1986, Marseille.
- [16] H. A. D'ASSUMPCAO, Some New Signal Processors for Arrays of Sensors, *IEEE Trans. on IT*, 26, n° 4, July 1980, p. 441-453.
- [17] D. J. EDELBUTE, J. M. FISK et G. L. KINNISON, Criteria for Optimum Signal-Detection Theory for Arrays, *JASA*, 41, n° 1, 1967, p. 199-205.

- [18] D. H. JOHNSON, The Application of Spectral Estimation Methods to Bearing Estimation, *Proc. IEEE*, 70, n° 9, September 1982, p. 1018-1028.
- [19] R. A. MONZINGO et T. W. MILLER, *Introduction to Adaptive Arrays*, J. Wiley, 1980.
- [20] J. CAPON, High-Resolution Frequency-Wavenumber Spectrum Analysis, *Proc. IEEE*, 57, n° 8, August 1969, p. 1408-1418.
- [21] H. MERMOZ, *Antennes de Détection Optimales et Adaptatives*, Collection Technique et Scientifique du CNET, 1971.
- [22] C. BRAS, *Propagation. Les Antennes. Bases théoriques*, École Normale Supérieure des Techniques Avancées, 1970.
- [23] J. LARDIES et J. P. GUILHOT, Octave Bandwidth Constant Beamwidth Acoustical End-Fire Line Array, *Review of Scientific Instruments*, 58, n° 9, September 1987, p. 1727-1731.
- [24] S. DRABOWITCH et C. ANCONNA, *Antennes 2. Applications*, École Supérieure d'Électricité, Masson, 1978.