



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11) **EP 0 903 960 B1**

(12) **FASCICULE DE BREVET EUROPEEN**

(45) Date de publication et mention
de la délivrance du brevet:
29.10.2003 Bulletin 2003/44

(51) Int Cl.7: **H04R 3/00**

(21) Numéro de dépôt: **98460031.2**

(22) Date de dépôt: **13.08.1998**

(54) **Antenne formée d'une pluralité de capteurs acoustiques**

Antenne gebildet durch eine Vielzahl von akustischen Detektoren

Antenna formed by a plurality of acoustic detectors

(84) Etats contractants désignés:
DE GB IT

(30) Priorité: **10.09.1997 FR 9711458**

(43) Date de publication de la demande:
24.03.1999 Bulletin 1999/12

(73) Titulaire: **FRANCE TELECOM**
75015 Paris (FR)

(72) Inventeurs:

- **Tager, Wolfgang**
22300 Lannion (FR)
- **Le Tourneur, Grégoire**
22700 St. Quay-Perros (FR)

(74) Mandataire: **Maillet, Alain et al**
SCP Le Guen & Maillet,
5, Place Newquay,
B.P. 70250
35802 Dinard Cedex (FR)

(56) Documents cités:

EP-A- 0 652 686 **US-A- 4 536 887**

- **VON RAINER ZELINSKI: "MIKROFON-ARRAYS MIT SUPERDIREKTIVEN EINGESCHAFTEN ZUR SPRACHSIGNALÜBERTRAGUNG" FREQUENZ, no. 50, septembre 1996, pages 198-204, XP000678040**
- **MAN MOHAN SONDHI, GARY W. ELKO: "ADAPTIVE OPTIMIZATION OF MICROPHONE ARRAYS UNDER A NON LINEAR CONSTRAINT" ICASSP 86 PROCEEDINGS, vol. 2, avril 1986, pages 981-984, XP002067510 TOKYO**
- **F. KHALIL, J. P. JULLIEN, A. GILLOIRE: "MICROPHONE ARRAY FOR SOUND PICKUP IN TELECONFERENCE SYSTEM" JOURNAL OF AUDIO ENG. SOC., vol. 42, no. 9, septembre 1994, pages 691-700, XP000699730 U.S.A.**

EP 0 903 960 B1

Il est rappelé que: Dans un délai de neuf mois à compter de la date de publication de la mention de la délivrance du brevet européen, toute personne peut faire opposition au brevet européen délivré, auprès de l'Office européen des brevets. L'opposition doit être formée par écrit et motivée. Elle n'est réputée formée qu'après paiement de la taxe d'opposition. (Art. 99(1) Convention sur le brevet européen).

Description

[0001] La présente invention concerne une antenne acoustique formée d'une pluralité de transducteurs acoustiques discrets, en particulier une antenne acoustique de réception, c'est-à-dire formée d'une pluralité de capteurs acoustiques ou microphones. Etant donné le principe de réciprocité, l'invention s'applique également à une antenne acoustique d'émission.

[0002] L'objet principal d'une antenne acoustique de réception est de réduire tous les défauts de la réception tout en conservant l'information utile, c'est-à-dire l'information émise par le locuteur ou par la source utile.

[0003] Ci-après, pour mieux apprécier les difficultés que l'invention a pour objet de surmonter, on va développer une étude théorique classique des réseaux d'antennes acoustiques, en prenant le cas d'une antenne à géométrie arbitraire, composée de capteurs acoustiques qui ont des diagrammes de directivité arbitraires.

[0004] Les signaux acoustiques reçus sur les capteurs de l'antenne sont détériorés par: (1) d'autres émetteurs; (2) une propagation multi-trajets; (3) dans quelques cas, un écho; (4) le bruit électronique des capteurs et amplificateurs; et (5) éventuellement, le bruit de quantification pour un traitement numérique.

[0005] On suppose un modèle linéaire et additif c'est-à-dire que les dégradations non linéaires ne sont pas prises en compte. Dans la suite, les perturbations (1) à (3) seront dites "spatialement cohérentes" ou simplement "cohérentes" tandis que les perturbations (4) et (5) sont dites "incohérentes".

[0006] La performance d'une antenne vis-à-vis d'une perturbation cohérente est donnée par son diagramme de directivité. Le locuteur est supposé situé en champ proche, ce qui veut dire qu'au lieu de s'intéresser à une direction, on s'intéresse plutôt à un point dans l'espace. On suppose que les sources de perturbations cohérentes sont en champ lointain.

[0007] On a retenu une formule qui exprime l'amélioration du rapport signal à perturbations cohérentes, sous l'hypothèse d'un champ diffus en comparaison avec un capteur omnidirectionnel placé à l'endroit du capteur le plus proche de l'antenne. Les réflexions sont traitées comme des sources images. Il suffit donc de connaître la loi de propagation en champ libre ainsi que le diagramme de directivité de chaque capteur.

[0008] Un modèle typique pour la propagation est:

$$x_m(t) = \sum_p x_{p,m}(t) + b_m(t) = \sum_p \frac{u_{p,m}}{d_{p,m}} s_p \left(t - \frac{d_{p,m}}{c} \right) + b_m(t)$$

où

x_m signal du capteur m, aussi nommé observation
 t temps
 $u_{p,m}$ directivité du capteur m dans la direction de la source p
 s_p signal émis par la source p
 $d_{p,m}$ distance source p - capteur m
 c vitesse de propagation
 $b_m(t)$ bruit incohérent (bruit électrique et de quantification) sur le capteur m

[0009] Pour simplifier le calcul, on passe dans le domaine fréquentiel :

$$X_m(f) = \sum_p \frac{u_{p,m}}{d_{p,m}} S_p(f) e^{-j \frac{2\pi f}{c} d_{p,m}} + B_m(f)$$

où

X, S, B observation, signal émis et bruit dans le domaine fréquentiel
 f fréquence

[0010] Le traitement d'antenne peut être vu comme un produit scalaire dans le domaine fréquentiel. Le signal à la

sortie du traitement s'exprime sous la forme :

$$Y(f) = \sum_m w_m(f) X_m(f)$$

[0011] Supposons que la source utile soit la source $p=1$. Un traitement d'antenne classique consiste à remettre le signal en phase, à éventuellement pondérer les capteurs pour établir un compromis entre ouverture du lobe principal et le niveau des lobes secondaires, et à calculer cette somme. On peut l'exprimer par un jeu de coefficients :

$$w_m(f) = g_m(f) e^{j \frac{2\pi f}{c} d_{1,m}}$$

avec $g_m(f)$ réel et positif

[0012] A la sortie, on a donc :

$$Y(f) = S_1(f) \sum_m g_m(f) \frac{u_{1,m}}{d_{1,m}} + \sum_{p \geq 2} S_p(f) \sum_m g_m(f) \frac{u_{p,m}}{d_{p,m}} e^{j \frac{2\pi f}{c} (d_{1,p} - d_{1,m})} + \sum_m B_m(f) g_m(f) e^{j \frac{2\pi f}{c} d_{1,m}}$$

[0013] Les trois termes de la somme ci-dessus correspondent respectivement au signal utile, aux perturbations cohérentes et au bruit incohérent. Cette équation peut être utilisée pour un traitement linéaire arbitraire si on permet des valeurs complexes pour $g_m(f)$. Pour obtenir le facteur de directivité, on doit faire varier la position d'une source perturbatrice, soit $p=2$, et calculer la moyenne du résidu du signal perturbateur. On introduit d'abord un facteur d'amplitude dont le dernier terme sert à obtenir un facteur indépendant de la distance si elle est suffisamment grande

$$\alpha_{p,m} = \frac{u_{p,m}}{d_{p,m}} \min_m \{d_{p,m}\} \quad (1)$$

et on obtient, avec $\lambda = \frac{c}{f}$:

le gain complexe du signal utile :

$$G_1 = \sum_m g_m(f) \alpha_{1,m}$$

le gain complexe du signal perturbateur cohérent :

$$G_2 = \sum_m g_m(f) \alpha_{2,m} e^{j 2\pi \frac{d_{1,m} - d_{2,m}}{\lambda}} \quad (2)$$

le facteur de directivité :

$$F = \frac{|G_1|^2}{\text{moyenne}(|G_2|^2)} = \frac{\left| \sum_m g_m(f) \alpha_{1,m} \right|^2}{\frac{1}{4\pi} \int_{\varphi} \int_{\theta} \left| \sum_m g_m(f) \alpha_{2,m} e^{j2\pi \frac{d_{1,m} - d_{2,m}}{\lambda}} \right|^2 \sin \theta d\varphi d\theta} \quad (3)$$

[0014] Avec les notations vectorielles suivantes :

$$g(f) = (g_1(f), \dots, g_M(f)) \quad a_1(f) = (\alpha_{1,1}, \dots, \alpha_{1,M})$$

et

$$d_2(f) = \left(\alpha_{2,1} e^{j2\pi \frac{d_{1,1} - d_{2,1}}{\lambda}}, \dots, \alpha_{2,M} e^{j2\pi \frac{d_{1,M} - d_{2,M}}{\lambda}} \right)^T$$

on obtient :

$$F = 4\pi \frac{g(f) a_1^H(f) a_1(f) g^H(f)}{g(f) \int_{\varphi} \int_{\theta} d_2(f) d_2^H(f) \sin \theta d\varphi d\theta g^H(f)} \quad (4)$$

et, finalement, avec les matrices $A(f) = \alpha_1^H(f) \alpha_1(f)$ et

$$D(f) = \frac{1}{4\pi} \int_{\varphi} \int_{\theta} d_2(f) d_2^H(f) \sin \theta d\varphi d\theta$$

on a :

$$F(f) = \frac{g(f) A(f) g^H(f)}{g(f) D(f) g^H(f)} \quad (5)$$

[0015] Comme déjà indiqué, ces équations sont basées sur un modèle de propagation qui est très bien adapté en champ libre sans obstacles. Pour adapter le calcul à une situation dans laquelle le modèle ne s'avère pas suffisamment précis, on peut remplacer le modèle de propagation par des mesures. Dans ce cas, les vecteurs $d_2(f)$ représentent des vecteurs de propagations mesurés.

[0016] On peut généraliser ce résultat en introduisant une pondération $U(f, \varphi, \theta)$ de l'erreur quadratique de l'intégrale selon la direction :

$$D_U(f) = \frac{1}{4\pi} \int_{\varphi} \int_{\theta} U(f, \varphi, \theta) d_2(f) d_2^H(f) \sin \theta d\varphi d\theta$$

et

$$F_U(f) = \frac{g(f)A(f)g^H(f)}{g(f)D_U(f)g^H(f)}$$

[0017] On suppose que le bruit incohérent est non corrélé d'un capteur à l'autre et que sa puissance est égale à σ_b^2 pour tous les capteurs. La réduction du bruit incohérent s'écrit dans ce cas :

$$R(f) = \frac{\sigma_b^2(f)}{E \left[\left| \sum_m B_m(f) g_m(f) e^{j \frac{2\pi f}{c} d_{1,m}} \right|^2 \right]} = \frac{1}{\sum_m |g_m(f)|^2} = \frac{1}{g(f)g^H(f)} \quad (6)$$

[0018] De cette étude, on peut déduire le traitement classique retard-pondération-sommation en focalisant en champ lointain. Pour une antenne rectiligne à espacement uniforme d des capteurs, le gain complexe du signal perturbateur cohérent G_2 devient :

$$G_2 = \sum_m g_m(f) \alpha_{2,m} e^{j 2\pi \frac{d_{1,m} - d_{2,m}}{\lambda}}$$

et on peut tracer le diagramme de directivité $\Omega_{f,\varphi_0}(\varphi)$ pour une fréquence donnée en faisant varier φ :

$$\Omega_{f,\varphi_0}(\varphi) = 10 \log_{10} \left(\left| \sum_m g_m(f) e^{j 2\pi \frac{md}{\lambda} \sin(\varphi_0 - \varphi)} \right|^2 \right)$$

[0019] Ce traitement classique a fait depuis 1946 l'objet de nombreuses études. On connaît la méthode de C.L. Dolph décrite dans la revue technique "Proceedings of the I.R.E. on Waves and Electrons", Vol 34, n° 6, juin 1946, pp. 335-348. Dans cette méthode, on espace les capteurs de façon équidistante et on règle leurs sensibilités conformément aux coefficients des polynômes de Tchebycheff de manière à obtenir une réponse comportant un lobe principal d'un niveau donné et plusieurs lobes secondaires de niveaux inférieurs, pratiquement égaux. Comme on n'utilise que des fractions des sensibilités des capteurs, le réseau produit une réponse qui a un rapport signal/bruit inférieur à celui qu'il serait si on utilisait la pleine sensibilité de chaque capteur. D'autre part, si la distance entre les capteurs est trop grande ou trop petite comparée à la longueur d'onde, les performances de l'antenne chutent.

[0020] Plus récemment, le document FR-A-2 472 326 décrit une méthode d'optimisation d'une géométrie linéaire d'antenne acoustique, avec sommation classique des signaux des capteurs. On peut considérer qu'il s'agit d'une antenne linéaire retard-somme à espacement variable. Cette antenne ne fonctionne bien qu'aux alentours d'une fréquence en bande étroite et l'antenne est relativement grande par rapport à la longueur d'onde.

[0021] Encore plus récemment, le document FR-A-2 722 637 décrit une géométrie d'antenne dans laquelle les capteurs sont répartis dans un plan horizontal sur une ligne concave vers un locuteur. On somme les signaux des capteurs en phase. L'antenne est décomposée en sous-antennes caractérisées chacune par un espacement spécifique entre capteurs et chacune affectée à une partie de la bande de fréquence. En basses fréquences, on rencontre toujours des difficultés.

[0022] Les traitements classiques de ce type ont été étudiés par d'autres chercheurs qui ont choisi différents coefficients de pondération pour modifier l'ouverture du lobe principal et le niveau des lobes secondaires du diagramme de directivité. A noter que, dans ces traitements, on n'exploite pas les diagrammes de directivité des capteurs.

[0023] Quand l'antenne doit recevoir des signaux acoustiques à large bande, c'est-à-dire comprenant des fréquences aussi basses que 20 Hz, on rencontre, avec les traitements classiques, deux difficultés : un nombre obligatoirement élevé des capteurs de l'antenne et une grande dimension de l'antenne. Les traitements classiques entraînent donc une solution chère et encombrante.

[0024] On a proposé, en variante, un traitement d'antenne dite "superdirective" dans lequel le facteur de directivité est optimisé. On pourra, à ce sujet, se reporter à l'ouvrage "Antenna Handbook" édité par Y.T. Lo et S.W. Lee en 1993,

Vol. II, chapitre 11 intitulé "Array Theory" et notamment aux pages 11-61 à 11-79 de ce chapitre 11. D'après la présente étude exposée ci-dessus, la maximisation du facteur de directivité (relation 5) pour une source en champ lointain (les α sont tous égaux à 1) s'exprime en partant des relations 4 et 5 par:

$$g^{opt}(f) = \arg \max \frac{g(f)D(f)g^H(f)}{g(f)A(f)g^H(f)} \quad (7)$$

et, en fixant une fonction de transfert égale à l'unité dans la direction du signal utile, par la contrainte:

$$g(f)\alpha_1^H(f) = 1 \quad (8)$$

[0025] Par ce traitement, on peut réduire la distance entre capteurs qui devient plus petite comparée à la longueur d'onde. On obtient ainsi une bonne sélectivité spatiale avec une antenne de petite dimension. Les inconvénients de cette antenne superdirective sont la faible robustesse, c'est-à-dire une décroissance rapide des performances si l'optimisation n'est pas parfaite ou si l'on s'écarte des conditions optimales d'utilisation; l'amplification du bruit incohérent; et la chute des performances quand l'information ne provient pas de la direction "end-fire".

[0026] Parmi les travaux récents relatifs aux antennes acoustiques "end-fire", on peut citer l'article intitulé "Practical supergain" par H. Cox et al, paru dans "IEEE Transactions on Acoustic Speech and Signal Processing", VoL ASSP-34, n° 3, juin 1986, pp. 393-398. Cette antenne superdirective est toujours optimisée pour viser en champ lointain, car on n'exploite pas le module. De plus, il n'y a pas de contraintes linéaires possibles et la directivité des capteurs n'entre toujours pas en ligne de compte. La pondération n'est soumise qu'à une contrainte sur le gain par rapport au bruit blanc non corrélé.

[0027] On a encore essayé d'améliorer les performances en utilisant des algorithmes adaptatifs qui permettent d'estimer le champ et de suivre son évolution. Les résultats sont satisfaisants si les trois conditions suivantes sont remplies : (1) le nombre de sources doit être petit par rapport au nombre de capteurs ; (2) le bruit d'ambiance est plus énergétique que les trajets indirects de la source utile ; et (3) la variation du champ n'est pas trop rapide. Si la première condition n'est pas remplie, il est difficile d'analyser le champ à cause des ambiguïtés. La deuxième condition est nécessaire pour ne pas confondre le signal perturbateur à minimiser avec le signal utile. La troisième condition est nécessaire pour que l'algorithme puisse suivre avec un pas d'adaptation assez petit pour éviter un comportement instable.

[0028] Partant de ces traitements de base, tous valables en champ lointain : traitements classiques, superdirectif, à algorithmes adaptatifs, on a cherché à développer un traitement de formation de lobe par retard-pondération-sommation en focalisant en champ proche. Au lieu d'égaliser les retards pour une direction, on égalise les retards pour un point en champ proche. Mais, alors que les traitements connus, mentionnés précédemment, sont bien compris, car le diagramme de directivité peut être exprimé par la transformée de Fourier de la pondération, peu de résultats satisfaisants ont été publiés pour la focalisation en champ proche.

[0029] Dans l'article intitulé "Near-Field Beamforming for Microphone Arrays" par J.G. Ryan et R.A. Goubran, paru dans "Proceedings of IEEE ICASSP", 1997, pp. 363-366, on tient compte du terme $1/R$ pour l'affaiblissement et donc on exploite le module des signaux. On utilise encore une géométrie rectiligne d'antennes classiques uniformément espacées. Mais on n'intègre pas le diagramme de directivité des capteurs. De plus, comme on le verra par la suite, on optimise une fonction qui dépend des signaux à traiter et on n'intègre pas de contraintes linéaires supplémentaires.

[0030] En effet, les traitements mentionnés jusqu'ici ne résolvent pas certaines difficultés car, d'une part, les signaux sonores à traiter appartiennent à un spectre de fréquences à large bande, occupant plusieurs octaves, par exemple de 100 à 8000 Hz et, d'autre part, il existe des sources sonores en champ proche pour lesquelles n'est pas vérifiée l'hypothèse de propagation des ondes sonores par ondes planes. En particulier, une petite antenne classique ne peut être sélective en basses fréquences.

[0031] Un objet de la présente invention consiste à prévoir un traitement d'antenne qui permet d'améliorer les traitements classiques existants, en partant d'un traitement du genre superdirectif dans lequel le module est traité pour ne pas apporter de distorsion du signal utile provenant d'une source acoustique en champ proche et qui respecte un certain nombre de contraintes.

[0032] Un autre objet de l'invention consiste à prévoir une antenne composée d'une pluralité de capteurs acoustiques dont les signaux de sortie sont traités, le signal de sortie du traitement étant supérieur en qualité au signal de sortie d'une antenne de l'état de la technique quand la source acoustique utile se trouve en champ proche.

[0033] Un autre objet de l'invention consiste à prévoir, une antenne dont le traitement apporte une meilleure sélectivité en basses fréquences.

[0034] Un autre objet de l'invention consiste à prévoir une antenne ayant:

- un facteur de directivité élevé,
- un signal utile peu distordu, et
- une réduction élevée du bruit incohérent.

[0035] Suivant une caractéristique de la présente invention, il est prévu une antenne formée d'une pluralité de capteurs acoustiques dont les signaux de sortie des capteurs sont soumis à un traitement du genre superdirectif, avec une contrainte en ce qui concerne le module et une contrainte non linéaire qui fixe la réduction du bruit incohérent, la formulation théorique de ces contraintes étant la suivante:

$$g(f)\alpha_1^H(f) = e^{j^2\pi f\tau} \quad (9)$$

et

$$g(f)g^H(f) < \frac{1}{R_{\min}} \quad (10)$$

la première contrainte signifiant que la fonction de transfert totale est un retard pur τ , et la seconde contrainte signifiant qu'une limite est fixée pour la réduction du bruit incohérent.

[0036] Suivant une autre caractéristique, le traitement de ladite antenne est encore soumis à une autre contrainte signifiant, par exemple, la présence d'un ou de plusieurs zéros du diagramme de directivité dans une ou des directions données, c'est-à-dire:

$$C(f)g^H(f) = p(f) \quad (11)$$

où $C(f)$ est une matrice de vecteurs de propagation,
et

$p(f)$ est un vecteur de gain complexe pour chaque vecteur de propagation.

[0037] Suivant une autre caractéristique, ledit traitement est concrétisé par un opérateur mathématique dans un organigramme dit superdirectif-module-phase ou SDMP dont les données d'entrée sont les données de géométrie de l'antenne et de modèle de propagation, les données de pondération et les données relatives aux contraintes mentionnées ci-dessus, et dont les données de sorties sont, dans le domaine fréquentiel, les coefficients d'une pluralité de filtres numériques aussi nombreux que les capteurs acoustiques.

[0038] Suivant une autre caractéristique, il est prévu une antenne formée d'une pluralité de capteurs acoustiques dont une première partie placée en face d'une source utile proche se compose de capteurs alignés dans une première rangée et une seconde partie placée derrière la première rangée par rapport à la source utile proche se compose de capteurs alignés dans au moins une deuxième rangée.

[0039] Suivant une autre caractéristique, la direction commune des rangées de capteurs dans les première et seconde parties sont transversales à la direction moyenne des ondes acoustiques utiles.

[0040] Suivant une autre caractéristique, la direction commune des rangées de capteurs dans les première et seconde parties sont légèrement obliques par rapport à la direction moyenne des ondes acoustiques utiles.

[0041] Suivant une autre caractéristique, les capteurs de la première partie sont répartis symétriquement d'une manière logarithmique autour du capteur médian.

[0042] Suivant une autre caractéristique, les capteurs de la première partie sont sélectivement affectés à plusieurs sous-antennes, chaque sous-antenne étant associée à une bande déterminée de fréquences et les capteurs sélectivement affectés à cette sous-antenne délivrant des signaux de sortie qui sont traités par un traitement classique, les bandes de fréquences étant jointives et leur ensemble ne descendant pas au-dessous de pratiquement 1 kHz, chaque traitement consistant en un filtrage spécifique et les signaux de sortie de chaque filtre spécifique étant sommés.

[0043] Suivant une autre caractéristique, dans l'antenne, chaque signal de sortie d'un capteur est filtré par un filtre qui réalise, à la fois, l'algorithme SDMP pour les basses fréquences, la découpe en bandes de fréquences selon la méthode d'antenne logarithmique, et la formation de voie classique pour les fréquences non traitées par l'algorithme SDMP.

[0044] Suivant une autre caractéristique, on utilise un modèle de propagation.

[0045] Suivant une autre caractéristique, on utilise une mesure des vecteurs de propagation.

[0046] Les caractéristiques de la présente invention mentionnées ci-dessus, ainsi que d'autres, apparaîtront plus

clairement à la lecture de la description ci-après d'exemples de réalisation, ladite description étant faite en relation avec les dessins joints, parmi lesquels:

la Fig. 1 est un schéma illustrant le traitement des signaux de sortie des capteurs acoustiques d'une antenne quelconque de l'invention,
 la Fig. 2 est une vue schématique d'un premier exemple d'antenne suivant l'invention,
 les Figs. 3 et 4 représentent respectivement deux diagrammes de modules et deux diagrammes de différence de phase concernant les filtres utilisés dans l'antenne de la Fig. 2,
 la Fig. 5 est un schéma synoptique d'un circuit de traitement des signaux de sortie des capteurs de l'antenne de la Fig. 2,
 la Fig. 6 représente schématiquement trois courbes de réponse en fonction de la fréquence qui sont obtenues suivant trois hypothèses différentes,
 la Fig. 7 est une vue schématique d'un deuxième exemple de réalisation d'une antenne en U suivant l'invention,
 la Fig. 8 est le schéma synoptique d'un circuit de traitement des signaux de sortie des capteurs de l'antenne de la Fig. 7,
 la Fig. 9 est une vue schématique d'un troisième exemple de réalisation d'une antenne en Pi suivant l'invention, et
 la Fig. 10 est une vue schématique d'un quatrième exemple de réalisation d'une antenne en T suivant l'invention.

[0047] La Fig. 1 montre symboliquement l'organigramme SDMP 10 qui reçoit des données d'entrée d'un ensemble 11 contenant les données numériques relatives à l'implantation topographique des capteurs de l'antenne ainsi que de la source utile, d'un ensemble 12 contenant les données relatives aux contraintes linéaires, d'un ensemble 13 contenant les données relatives à la pondération spatiale, d'un ensemble 14 contenant les données relatives aux contraintes sur la réduction choisie du bruit incohérent, et d'un ensemble 15 contenant les données relatives aux définitions des sous-antennes. L'organigramme 10 délivre des données de sortie à un ensemble 16, les données de sortie étant relatives à un jeu des coefficients de M filtres numériques dans le domaine fréquentiel, M étant égal au nombre de capteurs de l'antenne.

[0048] Un énoncé de l'organigramme SDMP de l'invention qui concrétise l'opérateur mathématique mentionné ci-dessus est indiqué dans l'annexe à la fin de la présente description. Cet organigramme est décrit en langage MATLAB, bien connu de l'homme du métier.

[0049] Disposant du jeu de M filtres dans le domaine fréquentiel, on peut procéder soit à un filtrage dans le domaine fréquentiel avec multiplication, soit transformer par un algorithme classique de conception de filtres, par exemple l'algorithme du type "moindre carrés généralisés", pour obtenir un jeu de filtres dans le domaine temporel, puis de procéder à un filtrage dans le domaine temporel avec convolution.

[0050] A la Fig. 2, l'antenne est formée de deux capteurs acoustiques ou microphones 21 et 22 placés l'un derrière l'autre par rapport à un locuteur ou source acoustique utile 23. Les capteurs 21 et 22 et la source utile 23 sont alignés. La distance d entre les capteurs est, par exemple, de 30 cm et est égale à la distance du capteur 21 à la source 23. Cette antenne, très simple, symbolise ainsi une prise de son en champ proche. De plus, toujours dans un but de simplicité, on suppose que les deux capteurs ont un diagramme de directivité omnidirectionnel.

[0051] Les sorties des capteurs 21 et 22 sont respectivement reliées aux entrées de filtres passe-bas 24 et 25 dont les sorties sont reliées aux entrées d'un sommateur 26 qui délivre le signal de sortie de l'antenne en 27.

[0052] Avec un traitement classique - "égalisation du retard dû à la propagation, puis sommation" - aux très basses fréquences, les perturbations cohérentes provenant de toutes les directions sont sommées en phase, ce qui quadruple la puissance, soit avec la formule (2) ci-dessus:

$$|G_2|^2 = (1+1)^2 = 4$$

[0053] Le signal utile s'ajoute aussi en phase, mais l'amplitude du signal sur le capteur 2 est deux fois plus petite que sur le capteur 1, ce qui entraîne une amplification de la puissance du signal utile égale à:

$$|G_1|^2 = (1 + 0,5)^2 = 2,25$$

et un facteur de directivité - formule (3) ci-dessus - égal à:

$$F(f=0)|_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{2,25}{4} \right) dB = -2,5 dB$$

[0054] Si on effectue une soustraction, au lieu d'une sommation comme dans le traitement classique, on a:

$$|G_2|^2 = (1-1)^2 = 0$$

un signal utile:

$$|G_1|^2 = (1-0,5)^2 = 2,25$$

[0055] Ainsi, le facteur de directivité tend vers l'infini si la fréquence tend vers zéro. En contrepartie, le traitement est moins robuste, car le signal utile est faible à la sortie. L'amplification du signal amplifie tout ce qui n'est identique sur les deux capteurs 1 et 2, c'est-à-dire le bruit incohérent qui s'ajoute en puissance:

$$I^2 + I^2 = 2$$

ce qui signifie une amplification du bruit incohérent par rapport au signal utile égale à:

$$\frac{1}{R}|_{dB} = 10 \log_{10} \frac{2}{0,25} = 9 dB$$

[0056] Cette amplification reste petite comparée au facteur de directivité infini. Il apparaît que le traitement de l'invention permet de trouver un compromis entre le facteur de directivité et l'amplification du bruit incohérent.

[0057] On a examiné trois traitements suivant l'invention dans des cas hypothétiques différents:

- avec l'hypothèse (a), il n'y a pas de contrainte pour l'amplification du bruit incohérent,
- avec l'hypothèse (b), on accepte une amplification du bruit incohérent compris entre 0 et 5 dB, et
- avec l'hypothèse (c), on prend une réduction du bruit incohérent égale à la solution classique, c'est-à-dire

$$\left(10 \log_{10} \left(\frac{2,25}{2} \right) dB = 0,51 dB \right).$$

[0058] Dans l'hypothèse (a), on utilise des filtres passe-bas 24 et 25 dont les diagrammes des modules en fonction de la fréquence sont respectivement indiqués à la Fig. 3. On peut voir que pour $f=0$, les amplitudes des deux modules sont égaux, ce que justifie les égalités ci-dessus. Au-delà de 400 Hz, les amplitudes décroissent sensiblement de -4 dB pour atteindre -12 dB pour le filtre 24 et -18 dB pour le filtre 25.

[0059] Toujours dans l'hypothèse (a), pour mettre en évidence les composantes du signal utile les diagrammes de différences de phase en fonction de la fréquence, Fig. 4, en tenant compte du fait des retards, indiquent que les réponses des filtres 24 et 25 sont en opposition de phase pour $f=0$, mais sont pratiquement de même valeur au-delà de 400 Hz.

[0060] Le schéma synoptique de la Fig. 5 montre un exemple de réalisation d'un traitement - filtrage, sommation - à la sortie des capteurs 21 et 22 dans le domaine temporel. Les sorties des capteurs 21 et 22 sont respectivement reliées aux entrées d'amplificateurs microphoniques 28 et 29 dont les sorties sont respectivement reliées aux entrées de convertisseurs analogiques-numériques 30 et 31 dont les sorties sont respectivement reliées aux entrées de mémoires 32 et 33 constituées de registres à décalage comportant, par exemple, trente-deux cellules chacun. La sortie latérale d'une cellule de la mémoire 30, associée au capteur 24, est reliée à une entrée de porte 34.1.n dont la seconde entrée reçoit un signal de coefficient h.l.n. La sortie latérale d'une cellule de la mémoire 31, associée au capteur 25,

est reliée à une entrée de porte 34.2.n dont la seconde entrée reçoit un signal de coefficient h.2.n. Les paramètres n mentionnés ci-dessus varient discrètement de un à trente-deux suivant le rang de la cellule dans le registre à décalage. Les sorties des portes 34.1.n et 34.2.n sont reliées aux entrées correspondantes d'un sommateur numérique 26 dont la sortie délivre en 27 le signal de l'antenne.

[0061] A la Fig. 6, la variation du facteur de directivité en fonction de la fréquence, dans l'hypothèse (a), est indiquée par la courbe al, qui décroît de 25 dB jusqu'à 5 dB au-dessous de 100 Hz, montre que l'on améliore les performances en basses fréquences par rapport à celles d'une antenne classique indiquée par la courbe ld. La courbe 2a indique la variation de la réduction.

[0062] Toujours à la Fig. 6, dans l'hypothèse (b) où on accepte une amplification du bruit incohérent compris entre 0 et 5 dB, la courbe 1b montre que l'on améliore les performances en basses fréquences jusqu'à 5 dB, c'est-à-dire là où les solutions classiques ne fonctionnent pas bien. La courbe 2b correspond à la variation de la réduction minimale imposée.

[0063] Enfin, dans l'hypothèse (c) où on a pris une réduction du bruit incohérent égale à la solution classique, la courbe 1c montre que l'on peut gagner entre 2 dB pour les basses fréquences et 0,6 dB pour les hautes. La droite 2c identique à la droite 2d correspond à la variation de la réduction minimale imposée.

[0064] On constate, dans ces trois hypothèses, que l'antenne est d'autant moins directive que la réduction du bruit incohérent est plus forte, que l'algorithme de l'invention donne de meilleurs résultats que la solution classique 1d et 2d en comparant les courbes 1c et 1d, et que le facteur de directivité peut être élevé pour les basses fréquences.

[0065] On peut donc choisir un compromis entre réduction du bruit incohérent et facteur de directivité.

[0066] A la Fig. 7, on a représenté, en face d'une source utile 100, schématiquement une antenne en U comprenant treize capteurs 101 à 113 qui dans l'exemple décrit sont des capteurs à diagramme de directivité en cardioïde dirigé vers l'avant, c'est-à-dire la région contenant la source 100 par rapport à l'antenne. Les neuf premiers capteurs 101 à 109 sont alignés symétriquement autour du capteur 105 sur une première droite D1, les deux capteurs suivants 110 et 111 sont disposés sur une deuxième droite D2 et les deux derniers capteurs 112 et 113 sur une troisième droite D3. Les droites D1, D2 et D3 sont parallèles et perpendiculaires à une droite D4 passant par le capteur 105 et sur laquelle est installée la source utile 100. A titre d'exemple, la distance de la source 100 à la droite D1 est de 60 cm et les droites D2 et D3 sont respectivement placées derrière la droite D1 à 15 et 30 cm. Les capteurs 110 et 112 sont alignés derrière le capteur 101 et les capteurs 111 et 113 sont alignés derrière le capteur 109 de manière à former les jambes du U.

[0067] Sur la droite D1, les intervalles entre les capteurs 105, 104, 103, 102 et 101 varient en croissant d'une manière logarithmique et d'une manière symétrique aux intervalles entre les capteurs 105, 106, 107, 108 et 109.

[0068] Entre 105 et 104, l'intervalle est de 2,5 cm; entre 104 et 103, il est de 2,5 cm; entre 103 et 102, de 5 cm; et entre 102 et 101, de 10 cm. Le capteur 110 est placé 15 cm derrière le capteur 101, comme 111 derrière 109, et le capteur 112 est placé 15 cm derrière le capteur 110, comme 113 derrière 112.

[0069] Le schéma synoptique de la Fig. 8 illustre la réalisation fréquentielle du filtrage des signaux de sortie des capteurs 101 à 113 de la Fig. 7. Le capteur 101 alimente un amplificateur A01 suivi d'un convertisseur analogique-numérique B01 suivi d'un circuit C01 fonctionnant suivant l'algorithme de transformation de Fourier Rapide (TFR avec zéro padding) relié à l'entrée série d'un filtre D01 dont la sortie est reliée à une entrée correspondante d'un additionneur SOM. L'entrée parallèle du filtre D01 reçoit le jeu de coefficients calculé par l'organigramme SDMP pour ce filtre.

[0070] A la Fig. 8, on a fait figurer le capteur 113 qui alimente un amplificateur A13 suivi d'un convertisseur analogique-numérique B13 suivi d'un circuit c13, fonctionnant comme le circuit C01, relié à l'entrée série d'un filtre D13 dont la sortie est reliée à une entrée correspondante de l'additionneur SOM. L'entrée parallèle du filtre D13 reçoit également un jeu de coefficients calculé par l'organigramme SDMP.

[0071] La sortie de l'additionneur SOM est reliée à un circuit E fonctionnant suivant un algorithme de Transformation de Fourier Rapide Inverse (TFRI avec Overlap Add) suivi d'un convertisseur numérique analogique F qui délivre le signal de sortie de l'antenne.

[0072] En pratique, l'algorithme peut être réalisé en temps réel en utilisant un DSP (Texas Instruments C50).

[0073] Pratiquement, pour le traitement, on divise l'antenne de la Fig. 7 en quatre sous-antennes, dont les trois premières, dans lesquelles interviennent les capteurs 101 à 109 de la droite D1, sont utilisées pour couvrir trois octaves en hautes fréquences et la quatrième dans laquelle interviennent tous les capteurs 101 à 113 est utilisée pour couvrir les basses fréquences de 0 à 1 kHz.

[0074] Comme mentionné ci-dessus, sur la droite D1, les capteurs 101 à 109 sont distribués symétriquement d'une manière logarithmique, ce qui permet d'une manière connue en soi de réduire le nombre de capteurs, ici à neuf. Un nombre de cinq capteurs par bande d'octave s'avère suffisant. On utilise les capteurs 103 à 107, constituant la première sous-antenne, pour la bande 4 à 7 kHz; les capteurs 102, 103, 105, 107 et 108, constituant la deuxième sous-antenne, pour la bande 2 à 4 kHz; et les capteurs 101, 102, 105, 108 et 109, constituant la troisième sous-antenne, pour la bande 1 à 2 kHz.

[0075] Dans la quatrième sous-antenne, le traitement fait intervenir tous les capteurs 101 à 113 en utilisant l'algorithme de l'invention, c'est-à-dire en tenant compte des différences de modules et des différences de phase sur les

capteurs 110 à 113, d'une manière similaire au traitement mentionné ci-dessus pour l'antenne de la Fig. 2.

[0076] Ainsi le traitement suivant l'invention est utile pour une large bande de fréquences, par exemple pour la parole une bande allant de 20 Hz à 7 kHz.

[0077] A la Fig. 9, une variante de l'antenne de la Fig. 6 comporte, en face d'une source utile 200, treize capteurs 201 à 213 à diagramme de directivité en cardioïde. Les neuf premiers capteurs 201 à 209 sont alignés symétriquement autour du capteur 205 sur une première droite D1, les deux capteurs suivant 210 et 211 sont disposés sur une deuxième droite D2 et les deux derniers capteurs 212 et 213 sur une troisième droite D3. Les droites D1 à D3 sont parallèles et perpendiculaires à une droite D4 passant par le capteur 205 et la source utile 200. Dans l'exemple montré, les distances mutuelles entre les droites D1 à D3 et la source 200 sont identiques à celles mentionnées à propos de l'antenne de la Fig. 6.

[0078] Sur la droite D1, les distances mutuelles entre les capteurs 201 à 209 sont identiques à celles qui existent entre les capteurs 101 à 109.

[0079] Les capteurs 210 et 212 sont alignés derrière le milieu du segment 201-202 et les capteurs 211 et 213 alignés derrière le milieu du segment 208-209. En profondeur, leurs distances mutuelles sont les mêmes qu'à la Fig. 7. Les décalages des capteurs 210 à 213 vers le centre de l'antenne lui valent la désignation d'antenne en Pi.

[0080] Les signaux de sortie de l'antenne en Pi sont traités suivant l'organigramme superdirectif-module-phase de l'invention.

[0081] A la Fig. 10, une autre variante de l'antenne de la Fig. 6 comporte en face d'une source utile 300, treize capteurs 301 à 313 à diagramme de directivité en cardioïde. Les neuf premiers capteurs 301 à 309 ont, sur la droite D1, la même disposition que les neuf premiers capteurs de la Fig. 6.

[0082] Les quatre derniers capteurs 310 à 313 sont successivement alignés suivant la même droite D4 de la Fig. 6, derrière 305 de manière à former, avec les capteurs 301 à 309, une antenne en T. La distance entre les capteurs 310 et 305 est égale à 10 cm, comme entre les capteurs 311 et 310, entre 312 et 311, et entre 313 et 312.

[0083] Les signaux de sortie de l'antenne en T sont traités suivant l'organigramme superdirectif-module-phase de l'invention.

[0084] Dans des variantes, au lieu de donner aux antennes en U, en Pi ou en T, décrites ci-dessus en relation avec les Figs. 7, 8 ou 9, une structure droite, on peut leur donner une structure oblique, c'est-à-dire que les droites D1, D2, D3 ne sont plus perpendiculaires à la droite D4, mais font avec elle un certain angle, la position de la source utile étant toujours alignée avec la droite D4.

[0085] A la Fig. 1, on a représenté un ensemble 11 qui contient les données numériques relatives à l'implantation topographique des capteurs de l'antenne ainsi que de la source utile. Cet ensemble 11 contient encore des données relatives au modèle de propagation et/ou, comme il a été mentionné ci-dessus, des mesures des réponses impulsionnelles.

[0086] Ci-après, est indiqué, comme on l'a déjà mentionné, un organigramme SDMP écrit en langage MATLAB.

Organigramme

%%%%%%%%%% exemple de l'utilisation de l'algorithme SDMP %%%%%%%%%%%%%%

%

% ce fichier contient deux parties :

%

% la partie SDMP contient

%

% la geometrie du probleme (antenne, position locuteur, position brouilleur)

% les contraintes lineaires pour le locuteur et le brouilleur

% la contrainte non-lineaire pour la reduction du bruit incoherent

%

```
% a la fin de la partie SDMP, on appelle l'algorithme makeG
```

%

% la partie antenne classique est un algo de formation de lobe retard-ponderation-somme

%%%%%%%%%% partie antenne SDMP %%%%%%%%%%%

definition de la geometrie de l'antenne et position locuteur et d'un brouilleur

FichierGeometrie='g3.geo'; % contient position, orientation et facteur cardio des micros

am=1:13; % capteurs utilises

```
M=length(am);
```

```
PointFocalisation=[0.6 0]; % position locuteur en metres => contrainte de retard pur
```

```
PointBrouilleur=[10 10 0];    % position brouilleur => zero dans le diagramme exige
```

%%%%%%%%%% propagation

```
ModelePropagation='ModeleProp'; % il faut appeler cette fonction pour obtenir
```

% retard et affaiblissement

```
[retfoc afffoc]=eval([ModelePropagation '(FichierGeometrie,am,PointFocalisation,1)']);
```

```
% pour locuteur
```

```
retfoc=retfoc-min(retfoc); % enlever retard fixe supplementaire
```

```
FacteurNormalisation=max(afffoc); % normaliser affaiblissement
```

```
afffoc=afffoc/FacteurNormalisation;
```

```
[retbr affbr]=eval([ModelePropagation '(FichierGeometrie,am,PointBrouilleur,0)']);
```

```
% idem pour brouilleur
```

```
affbr=affbr/FacteurNormalisation;
```

```
retbr=retbr-min(retbr);
```

```
%%%%%%%%%%%% frequences pour lesquelles les filtres sont calcules avec algo SDMP
```

```
VecteurFrequences=[0:25:900];
```

```
NbFrequences=length(VecteurFrequences);
```

```
FrequenceEchantillonnage=16000;
```

```
SousAntenne=repmat(am,NbFrequences,1);
```

```
%%%%%%%%%%%% contrainte reduction du bruit incoherent (en fonction de la frequence)
```

```
FrequenceTransition=sum(VecteurFrequences<700); % pour transition sdmp-
```

```
% >antenne classique
```

```
ReductionBruitIncoherent= [-2*ones(1,FrequenceTransition) linspace(-
```

```
2,5,NbFrequences-FrequenceTransition)];
```

```
%%%%%%%%%%%% contraintes pour locuteur et brouilleur
```

```
PrefixMatriceContraintes='Cm'; % Cm1, Cm2, ... (pour toutes les
```

```
% frequences dans VecteurFrequences)
```

```
PrefixVecteurContraintes='Cv'; % Cv1, Cv2, ...
```

```
fc=0;
```

```
for f=VecteurFrequences
```

```

    fc=fc+1;
5    Contrainte1=(afffoc(am).*exp(2i*pi*f*retfoc(am))); % conjugué du vecteur de
                                                % propagation
    Contrainte2=(affbr(am).*exp(2i*pi*f*retbr(am))); % idem pour brouilleur
10    eval(['global Cm' int2str(fc)]);
    eval(['global Cv' int2str(fc)]);
    eval(['Cm' int2str(fc) '=[Contrainte1,Contrainte2];']);
15    eval(['Cv' int2str(fc) '=[1;0];']);
end

20
%%%%%% definition du pas pour approximer l'integration par une somme
dphi=pi/25;
25 dtheta=pi/6;

%%%%%% appel de l'algorithme SDMP
30 G = makeG(FichierGeometrie,ModelePropagation,VecteurFrequences,
    FrequenceEchantillonnage, SousAntenne, ReductionBruitIncoherent,
    PrefixMatriceContraintes, PrefixVecteurContraintes, dphi, dtheta)
35

fr=VecteurFrequences; % on y ajoute plus tard les frequences de la partie classique

40

%%%%%% partie antenne classique %%%%%%%%%%%
45
% conception d'une antenne classique pour les hautes frequences
% appliquee aux 9 micros devant (3 sous-antennes de 5)

50
% definition sous-antennes
antmic(1,:)= [1 2 5 8 9]; % bande 950-1800Hz
55

```

```

antmic(2,:)= [2 3 5 7 8];      % bande 1800-3600Hz
antmic(3,:)= [3:7];           % bande 3600-8000Hz

% definition frequences limites des sous-bandes
fmin=[950 1800 3600];         % limites inf.
fmax=[1800 3600 8000];        % limites sup.
larg=fmax-fmin;               % largeurs des bandes

% pondération pour ouverture du lobe principal plus ou moins constante
fen1=[.6;.9;1;.9;.6];
fen2=hamming(5);

nbpoints=50;                  % points par bande
fc=length(fr);                % ponderations de 1:fc déjà calculées par algo superdir.
for bande=1:3
    bande
    am=antmic(bande,:);
    [tau0,aff0]=ModeleProp(FichierGeometrie,am,PointFocalisation,1);
    tau0=tau0-min(tau0);

    ctr=0;
    for f=fmin(bande)+larg(bande)/nbpoints:larg(bande)/nbpoints:fmax(bande)
        fc=fc+1;
        fr(fc)=f;
        f

    % pondération pour ouverture lobe principal plus ou moins constante
    liss=1-ctr/nbpoints;
    b=liss*fen1+(1-liss)*fen2;

```

```

    b=b/sum(b);

5
    cp=b.*exp(2i*pi*f*(tau0/FrequenceEchantillonnage));
    G(fc,am)=cp.';
10
    ctr=ctr+1;
    end
end

15

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% calcul %%%%%%%%%%%%%%%

20

function G = makeG(FichierGeometrie,ModelePropagation,VecteurFrequences,
    FrequenceEchantillonnage, SousAntenne, ReductionBruitIncoherent,
25
    PrefixMatriceContraintes, PrefixVecteurContraintes, dphi, dtheta)
%
30
% FichierGeometrie est un fichier qui contient la geometrie de l'antenne tel que
% ModelePropagation puisse calculer le retard et l'affaiblissement dus a la propagation
% VecteurFrequences (1,NombreFrequences) : Contient les frequences pour lesquelles
35
% les filtres sont calcules
% SousAntenne : (NombreCapteurs,NombreFrequences) Decrit quels capteurs sont
% utilises a chaque frequence
40
% ReductionBruitIncoherent : Reduction du bruit incoherent minimale exigee
% PrefixMatriceContraintes : Prefix pour obtenir les matrices de Contraintes lineaires
% PrefixVecteurContraintes : Prefix pour obtenir les vecteurs de Contraintes lineaires
45
%
% G (NombreCapteurs,NombreFrequences) : filtre dans le domaine frequentiel

50

[xm,ym,zm,mictype,xo,yo,zo,mcardio]=liregeo(FichierGeometrie); % lecture de la
% geometrie

55

```



```

M=length(xm); % nombre de capteurs
5 G=zeros(M,length(VecteurFrequencies));

fc=0;
10 pr=0:dphi:(2*pi-eps); % vecteur des angles phi (azimut)
tr=(dtheta/2):dtheta:(pi-dtheta/2+eps); % vecteur des angles theta (elevation)
15 sr=-[logspace(-7,7,800)]; % vecteur pour trouver parametre pour RBI

%%%%%%%%%%%% calcul des filtres frequency par frequency
20 for f=VecteurFrequencies
    f % affichage frequency
    fc=fc+1
    eval(['global Cm' int2str(fc)]); % matrice de contrainte pour cette frequency
    eval(['global Cv' int2str(fc)]); % vecteur de contrainte pour cette frequency

30 [am,Msa]=getam(SousAntenne,fc); % sous-antenne pour cette frequency
    r=1e4; % 10km = champ lointain
    fac=2i*pi*f;

35

    D=zeros(Msa);

40

    %%%%%%%%%%%%% integration sur toutes les directions
    for theta=tr
        st=sin(theta);
45
        for phi=pr
            p=r*[cos(phi)*st sin(phi)*st cos(theta)]; % point en champ lointain
50 [ret(am),aff(am)]=eval([ModelePropagation '(FichierGeometrie,am,p,0)']);
            aff=aff*r;

55

```

```

d2=aff(am).*exp(-fac*ret(am));

5
D=D+d2'*d2*st;

end
10
end

D=D*dphi*dtheta+eps*eye(size(D)); % +eps*eye pour eviter conditionnement
15
% extreme

Cm=eval([PrefixMatriceContraintes int2str(fc)]);
Cv=eval([PrefixVecteurContraintes int2str(fc)]);
20

%%%% boucle pour trouver parametre sens qui assure une reduction bruit
%%%% incoherent suffisante

sc=0;
RBI=-Inf;
30
while sc<=length(sr)-1 & RBI<ReductionBruitIncoherent(fc)
    sc=sc+1;
    sens=sr(sc);
35
    ..

    KiC=(D-sens*eye(Msa))\Cm;
    b=KiC/(Cm'*KiC)*Cv;
40
    RBI=10*log10(1/(b'*b));

end
45
if sc==length(sr)
    b=Cm*inv(Cm'*Cm)*Cv
50
    'attention : Reduction Bruit Incoherent impossible'
end

```

55

```

    G(am,fc)=b;    % stocker resultat b pour la frequence examinee dans une matrice G
5  end

10  %%%%%%%%%%%%%%% lecture de géométrie %%%%%%%%%%%%%%%

15  function [xm,ym,zm,mictype,xo,yo,zo,mcardio]=liregeo(geoname)
    %
    % function [xm,ym,zm,mictype,xo,yo,zo,mcardio]=liregeo(geoname)
20  %
    % sert a charger une geometrie d'antenne stockee dans geoname :
    %
25  % xm,ym,zm :      Positions des capteurs
    % mictype :  Type de microphone ('omni','cardio',...)
    % xo,yo,zo :  Orientation des microphones
30  % mcardio :  facteur cardio si cardio

    str=['/users/cmc/tager/geometries/' geoname];    % nom complet du fichier
35  fid=fopen(str);
    if fid<0
40      error('fichier non trouve')
    end

45  % lire type de micro (chaine de char terminee avec 0)
    Maxlength=100;
    i=0;
50  while i<Maxlength
        i=i+1;
55        mictype(i)=fread(fid,1,'char');

```

```

    if mictype(i)==0
5       break;
    end
end
10 mictype=setstr(mictype(1:i-1));

    % lire nombre de capteurs
15 M=fread(fid,1,'short');

    % lire positions
20 xm=fread(fid,M,'float');
    ym=fread(fid,M,'float');
25 zm=fread(fid,M,'float');

    % lire orientations
30 xo=fread(fid,M,'float');
    yo=fread(fid,M,'float');
    zo=fread(fid,M,'float');
35

    % lire facteurs cardio
40 mcardio=fread(fid,M,'float');

    fclose(fid);
45

    %%%%%%%%%%%%%%% modèle de propagation %%%%%%%%%%%%%%%
50

    function [ret,aff]=ModeleProp(FichierGeometrie,am,p,always)
    %
55

```

```

% modele de propagation d'onde sonore
% retard=distance/vitesse
5 % affaiblissement=affaiblissement_capteur * affaiblissement_distance

10 global GeometrieLue xm ym zm mcardio OM

% lire geometrie si pas encore connue
15 if ~exist('GeometrieLue') | always
    [xm,ym,zm,mictype,xo,yo,zo,mcardio]=liregeo(FichierGeometrie)
    OM=[xo;yo;z0];
20    GeometrieLue=1
end

25 tau=[];affaib=[];
c=340; % celerite du son
30 M=length(xm); % nombre de capteurs

for m=am
35    vec_m_p=p-[xm(m) ym(m) zm(m)]; % vecteur source - micro m
    dist=norm(vec_m_p); % distance
    cosangl=vec_m_p*OM(:,m)/(dist*norm(OM(:,m)));
40    ret(m,1)=dist/c; % retard
    aff(m,1)=(1+mcardio*cosangl)/(dist*(1+mcardio)); % affaibl.
end

45
ret=ret(am);
50 aff=aff(am);

```

Cet organigramme SDMP est écrit en langage MATLAB.

Revendications

1. Antenne formée d'une pluralité de capteurs acoustiques **caractérisée en ce que** les signaux de sortie des capteurs sont soumis à un traitement du genre superdirectif, avec une contrainte en ce qui concerne le module et une contrainte non linéaire qui fixe la réduction du bruit incohérent, la formulation théorique de ces contraintes étant la suivante:

$$g(f)\alpha_1^H(f) = e^{-j^2\pi f\tau} \quad (9)$$

et

$$g(f)g^H(f) < \frac{1}{R_{\min}} \quad (10)$$

la première contrainte signifiant que la fonction de transfert totale est un retard pur τ , et la seconde contrainte signifiant qu'une limite est fixée pour la réduction du bruit incohérent.

2. Antenne suivant la revendication 1, **caractérisé en ce que** ledit traitement est encore soumis à une autre contrainte signifiant la présence d'un ou de plusieurs zéros du diagramme de directivité dans une ou des directions données, c'est-à-dire:

$$C(f)g^H(f) = p(f) \quad (11)$$

où $C(f)$ est une matrice de vecteurs de propagation, et $p(f)$ est un vecteur de gain complexe pour chaque vecteur de propagation.

3. Antenne suivant la revendication 1 ou 2, **caractérisée en ce que** ledit traitement est concrétisé par un opérateur mathématique dans un organigramme dit superdirectif-module-phase ou SDMP dont les données d'entrée sont les données de géométrie de l'antenne et de modèle de propagation, les données de pondération et les données relatives aux contraintes mentionnées ci-dessus, et dont les données de sorties sont, dans le domaine fréquentiel, les coefficients d'une pluralité de filtres numériques aussi nombreux que les capteurs acoustiques.

4. Antenne suivant une revendication 1 à 3, **caractérisée en ce qu'elle** est formée d'une pluralité de capteurs acoustiques dont une première partie placée en face d'une source utile proche se compose de capteurs alignés dans une première rangée et une seconde partie placée derrière la première rangée par rapport à la source utile proche se compose de capteurs alignés dans au moins une deuxième rangée.

5. Antenne suivant la revendication 4, **caractérisée en ce que** la direction commune des rangées de capteurs dans les première et seconde parties sont transversales à la direction moyenne des ondes acoustiques utiles.

6. Antenne suivant la revendication 4, **caractérisée en ce que** la direction commune des rangées de capteurs dans les première et seconde parties sont légèrement obliques par rapport à la direction moyenne des ondes acoustiques utiles.

7. Antenne suivant une des revendications de 4 à 6, **caractérisée en ce que** les capteurs de la première partie sont répartis symétriquement d'une manière logarithmique autour du capteur médian.

8. Antenne suivant la revendication 7, **caractérisée en ce que** les capteurs de la première partie sont sélectivement affectés à plusieurs sous-antennes, chaque sous-antenne étant associée à une bande déterminée de fréquences et les capteurs sélectivement affectés à cette sous-antenne délivrant des signaux de sortie qui sont traités par un traitement classique, les bandes de fréquences étant jointives et leur ensemble ne descendant pas au-dessous de pratiquement 1 kHz, chaque traitement consistant en un filtrage spécifique et les signaux de sortie de chaque filtre spécifique étant sommés.

9. Antenne suivant la revendication 8, **caractérisée en ce que** chaque signal de sortie d'un capteur est filtré par un filtre qui réalise, à la fois, l'algorithme SDMP pour les basses fréquences, la découpe en bandes de fréquences selon la méthode d'antenne logarithmique, et la formation de voie classique pour les fréquences non traitées selon l'algorithme SDMP.

10. Antenne suivant l'une quelconque des revendications 1 à 9, **caractérisée en ce qu'on** utilise un modèle de propagation.

11. Antenne suivant l'une quelconque des revendications 1 à 9, **caractérisée en ce qu'on** utilise une mesure des vecteurs de propagation.

Patentansprüche

1. Antenne gebildet durch eine Vielzahl von akustischen Detektoren, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Ausgangssignale der Detektoren einer Verarbeitung des Optimalgewinntyps unterworfen werden, mit einer Auflage, was das Modul betrifft, und einer nicht linearen Auflage, die die Dämpfung des inkohärenten Rauschens festlegt, wobei die theoretische Formulierung dieser Auflagen die folgende ist:

$$g(f)\alpha_1^H(f) = e^{-j^2\pi f\tau} \quad (9)$$

und

$$g(f)g^H(f) < \frac{1}{R_{\min}} \quad (10)$$

wobei die erste Auflage bedeutet, dass die gesamte Übertragungsfunktion eine reine τ -Verzögerung ist und die zweite Auflage bedeutet, dass für die Dämpfung inkohärenten Rauschens eine Grenze festgelegt ist.

2. Antenne nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Verarbeitung noch einer weiteren Auflage unterworfen wird, die die Präsenz einer oder mehrerer Nullen des Optimalgewinndiagramms in eine oder bestimmte Richtungen bedeutet, das heißt:

$$C(f)g^H(f) = p(f) \quad (11)$$

wobei $C(f)$ eine Matrix von Ausbreitungsvektoren ist und $p(f)$ ein komplexer Verstärkungsvektor für jeden Ausbreitungsvektor ist.

3. Antenne nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Verarbeitung durch einen mathematischen Operator in einem so genannten Optimalgewinn-Modul-Phase-Organigramm oder SDMP konkretisiert wird, dessen Eingangsdaten die Geometriedaten der Antenne und des Ausbreitungsmodells, die Gewichtsdaten und die Daten in Zusammenhang mit den oben genannten Auflagen sind, und dessen Ausgangsdaten im Frequenzbereich die Koeffizienten einer Vielzahl digitaler Filter sind, die so zahlreich wie die akustischen Detektoren sind.

4. Antenne nach einem der Ansprüche 1 bis 3, **dadurch gekennzeichnet, dass** sie aus einer Mehrzahl von akustischen Detektoren gebildet ist, von welchen ein erster Teil, gegenüber einer nahen Nutzquelle angeordnet aus Detektoren besteht, die in einer ersten Reihe ausgerichtet sind, und ein zweiter Teil hinter der ersten Reihe in Bezug auf die nahe Nutzquelle angeordnet aus Detektoren besteht, die in mindestens einer zweiten Reihe ausgerichtet sind.

5. Antenne nach Anspruch 4, **dadurch gekennzeichnet, dass** die gemeinsame Richtung der Reihen Detektoren im ersten und zweiten Teil quer zur mittleren Richtung der akustischen Nutzwellen ist.

6. Antenne nach Anspruch 4, **dadurch gekennzeichnet, dass** die gemeinsame Richtung der Reihen Detektoren im

ersten und zweiten Teil in Bezug auf die mittlere Richtung der akustischen Nutzwellen leicht schräg ist.

7. Antenne nach einem der Ansprüche 4 bis 6, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Detektoren des ersten Teils symmetrisch auf logarithmische Art um den mittleren Detektor verteilt sind.

8. Antenne nach Anspruch 7, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Detektoren des ersten Teils selektiv mehreren Unterantennen zugewiesen sind, wobei jede Unterantenne mit einem bestimmten Band Frequenzen assoziiert ist und die selektiv dieser Unterantenne zugewiesenen Detektoren Ausgangssignale abgeben, die durch eine herkömmliche Verarbeitung behandelt werden, wobei die Frequenzbänder aneinander stoßend sind und ihre Einheit nicht unter praktisch 1 kHz sinkt, wobei jede Verarbeitung aus einer spezifischen Filterung besteht und die Ausgangssignale jedes spezifischen Filters summiert werden.

9. Antenne nach Anspruch 8, **dadurch gekennzeichnet, dass** jedes Ausgangssignal eines Detektors von einem Filter gefiltert wird, das gleichzeitig den SDMP-Algorithmus für die niedrigen Frequenzen, das Teilen in Frequenzbänder nach der Methode der logarithmischen Antenne und die klassische Bildung des Kanals für Frequenzen durchführt, die nicht nach dem SDMP-Algorithmus verarbeitet werden.

10. Antenne nach einem der Ansprüche 1 bis 9, **dadurch gekennzeichnet, dass** man ein Ausbreitungsmodell verwendet.

11. Antenne nach einem der Ansprüche 1 bis 9, **dadurch gekennzeichnet, dass** man eine Messung der Ausbreitungsvektoren verwendet.

Claims

1. Antenna formed by a plurality of acoustic sensors, **characterised in that** the output signals of the sensors are subjected to processing of the super-directive type, with a constraint concerning the modulus and a non-linear constraint which establishes the reduction of the incoherent noise, the theoretical formulation of these constraints being as follows:

$$g(f)\alpha_1^H(f)=e^{-2\pi f\tau} \quad (9)$$

and

$$g(f)g^H(f) < \frac{1}{R_{\min}} \quad (10)$$

the first constraint signifying that the total transfer function is a pure delay τ , and the second constraint signifying that a limit is established for reduction of the incoherent noise.

2. Antenna according to claim 1, **characterised in that** the said processing is also subjected to another constraint signifying the presence of one or a plurality of zeros of the directivity diagram in one or more given directions, i.e.:

$$C(f)g^H(f)=p(f) \quad (11)$$

wherein $C(f)$ is a matrix of propagation vectors,
and
 $p(f)$ is a complex gain vector for each propagation vector.

3. Antenna according to claim 1 or claim 2, **characterised in that** the said processing is put into concrete form by a mathematical operator in a flowchart which is known as super-directive-modulus-phase or SDMP, the input data of which are the data of the antenna geometry and propagation model, the weighting data and the data relating to the aforementioned constraints, the output data of which, in the frequential field, are the coefficients of a plurality

of digital filters of the same number as the acoustic sensors.

4. Antenna according to one of claims 1 to 3, **characterised in that** it is formed by a plurality of acoustic sensors, a first part of which, which is placed opposite a near useful source, consists of sensors which are aligned in a first row, and a second part, which is placed behind the first row, relative to the near useful source, consists of sensors which are aligned in at least one second row.
5. Antenna according to claim 4, **characterised in that** the common direction of the rows of sensors in the first and second parts is transverse relative to the mean direction of the useful acoustic waves.
6. Antenna according to claim 4, **characterised in that** the common direction of the rows of sensors in the first and second parts is slightly oblique relative to the mean direction of the useful acoustic waves.
7. Antenna according to any one of claims 4 to 6, **characterised in that** the sensors of the first part are distributed symmetrically in a logarithmic manner around the median sensor.
8. Antenna according to claim 7, **characterised in that** the sensors of the first part are allocated selectively to a plurality of sub-antennae, each sub-antenna being associated with a predetermined band of frequencies, and the sensors which are allocated selectively to this sub-antenna emitting output signals which are processed by conventional processing, the frequency bands being contiguous and their assembly not dropping below 1 kHz in practice, each processing operation consisting of specific filtering and the output signals of each specific filter being summed up.
9. Antenna according to claim 8, **characterised in that** each output signal of a sensor is filtered by a filter which carries out the SDMP algorithm for the low frequencies, as well as dividing up into frequency bands according to the logarithmic antenna method, and the formation of the conventional path for the frequencies which are not processed according to the SDMP algorithm.
10. Antenna according to any one of claims 1 to 9, **characterised in that** a propagation model is used.
11. Antenna according to any one of claims 1 to 9, **characterised in that** a propagation vector measurement is used.

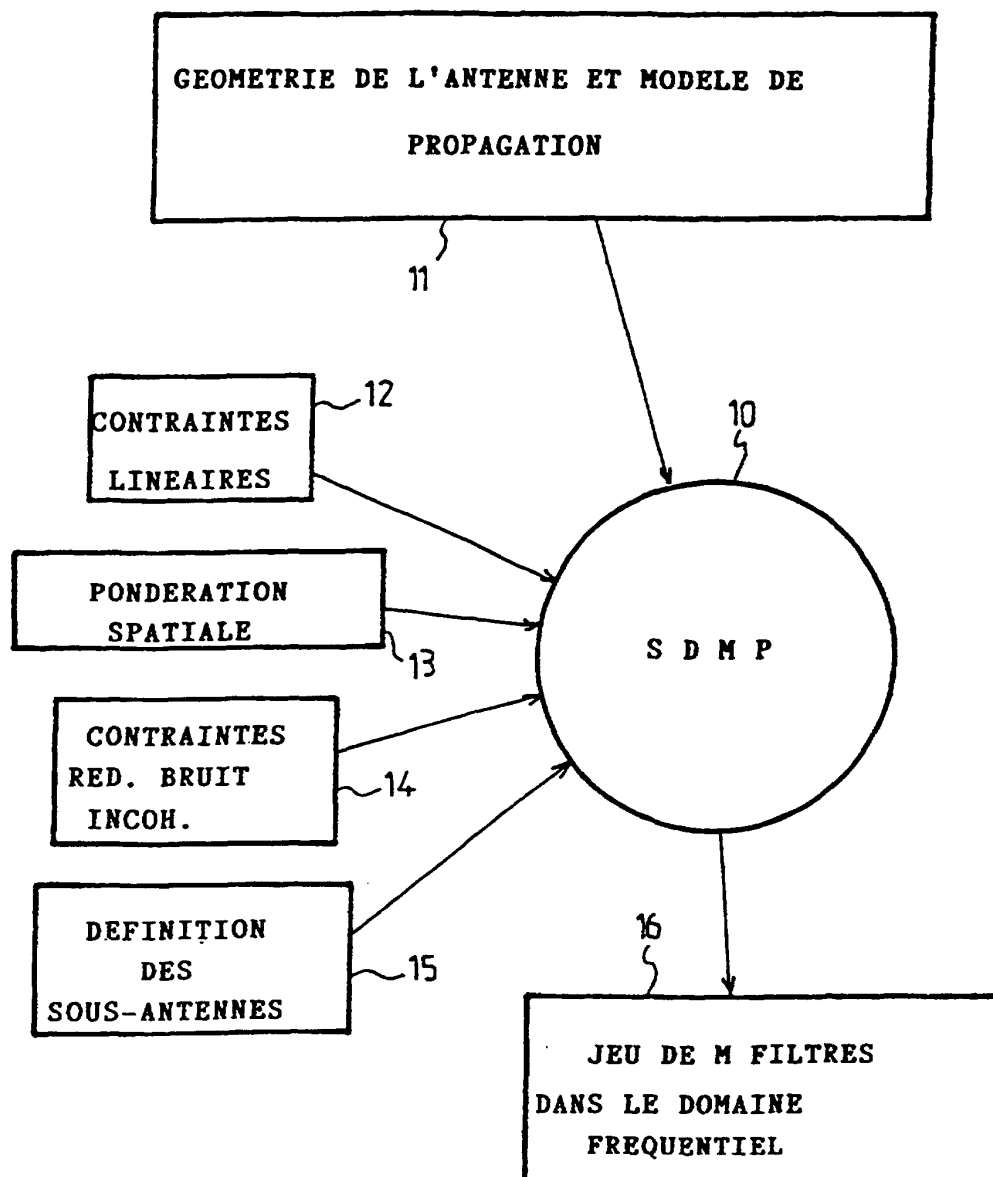


FIG.1

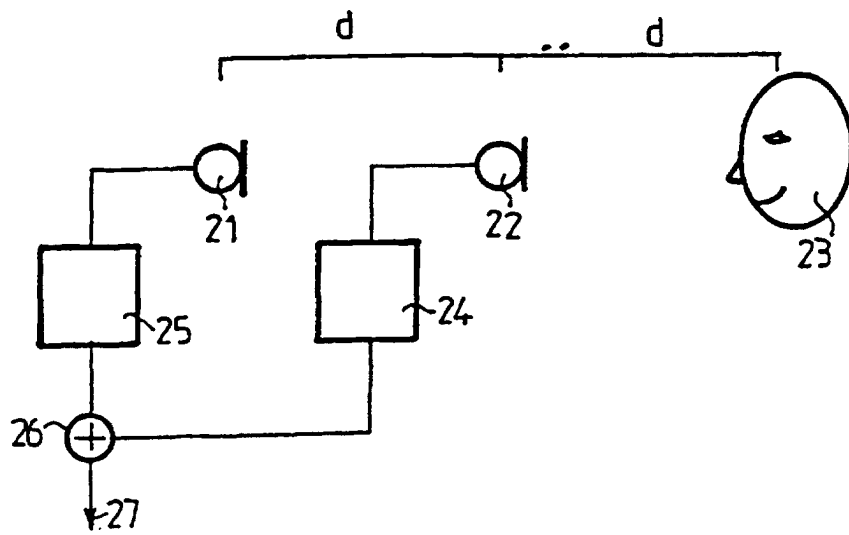


FIG. 2

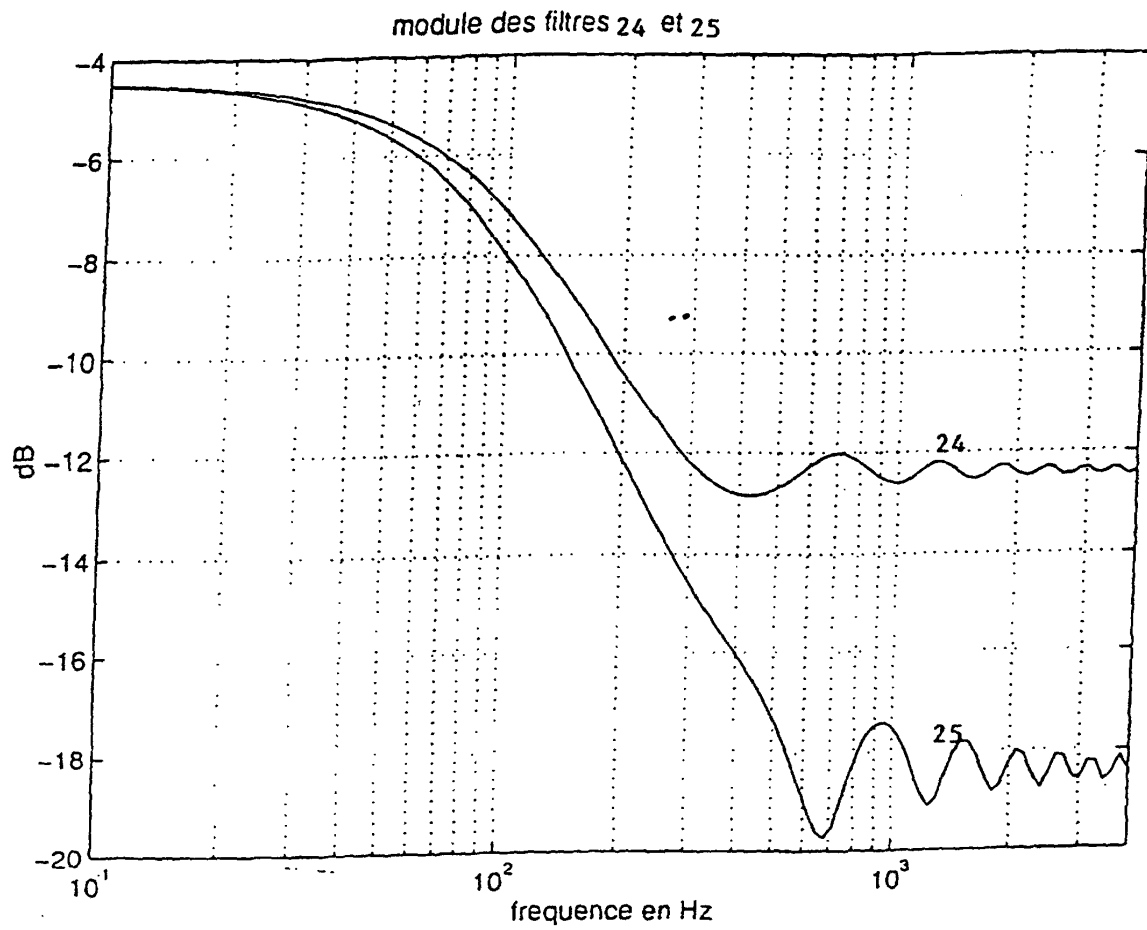


FIG.3

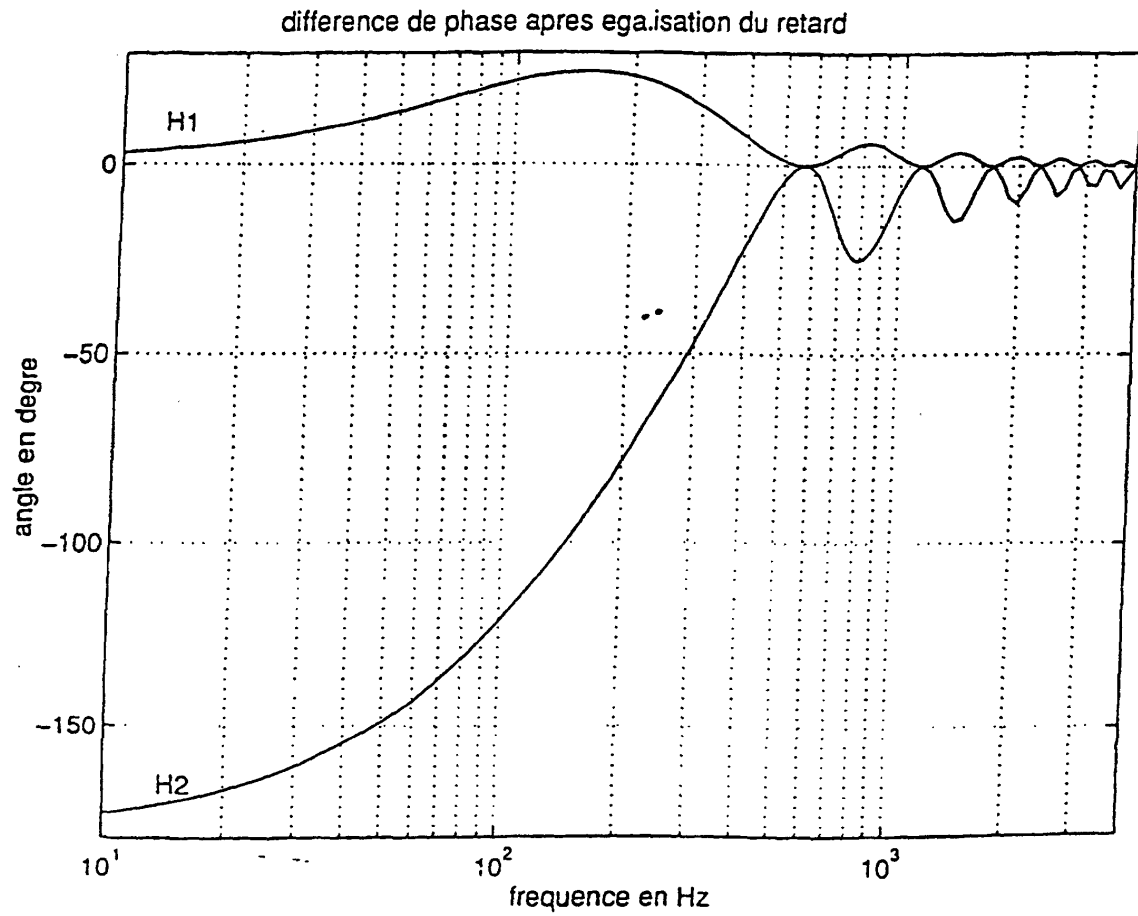
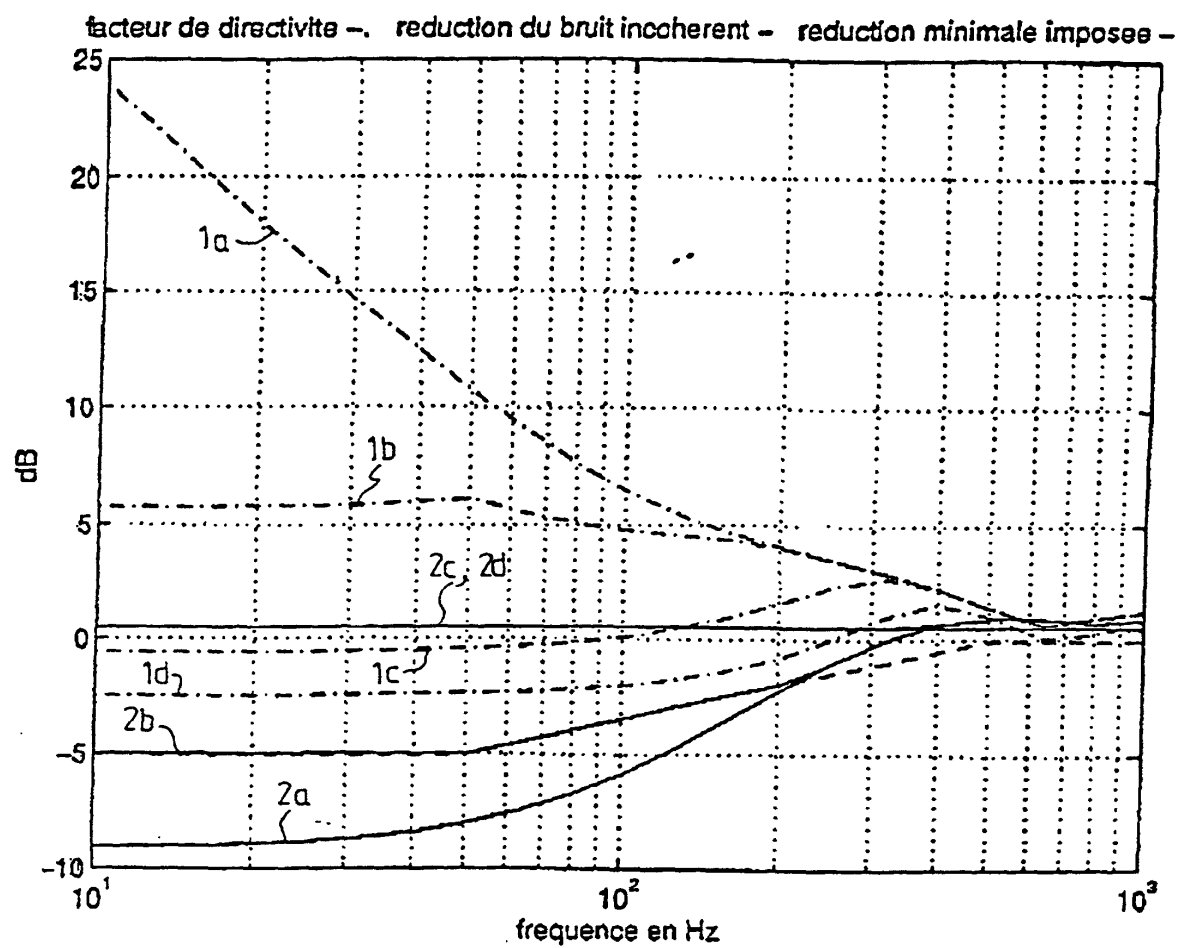


FIG.4

FIG. 5

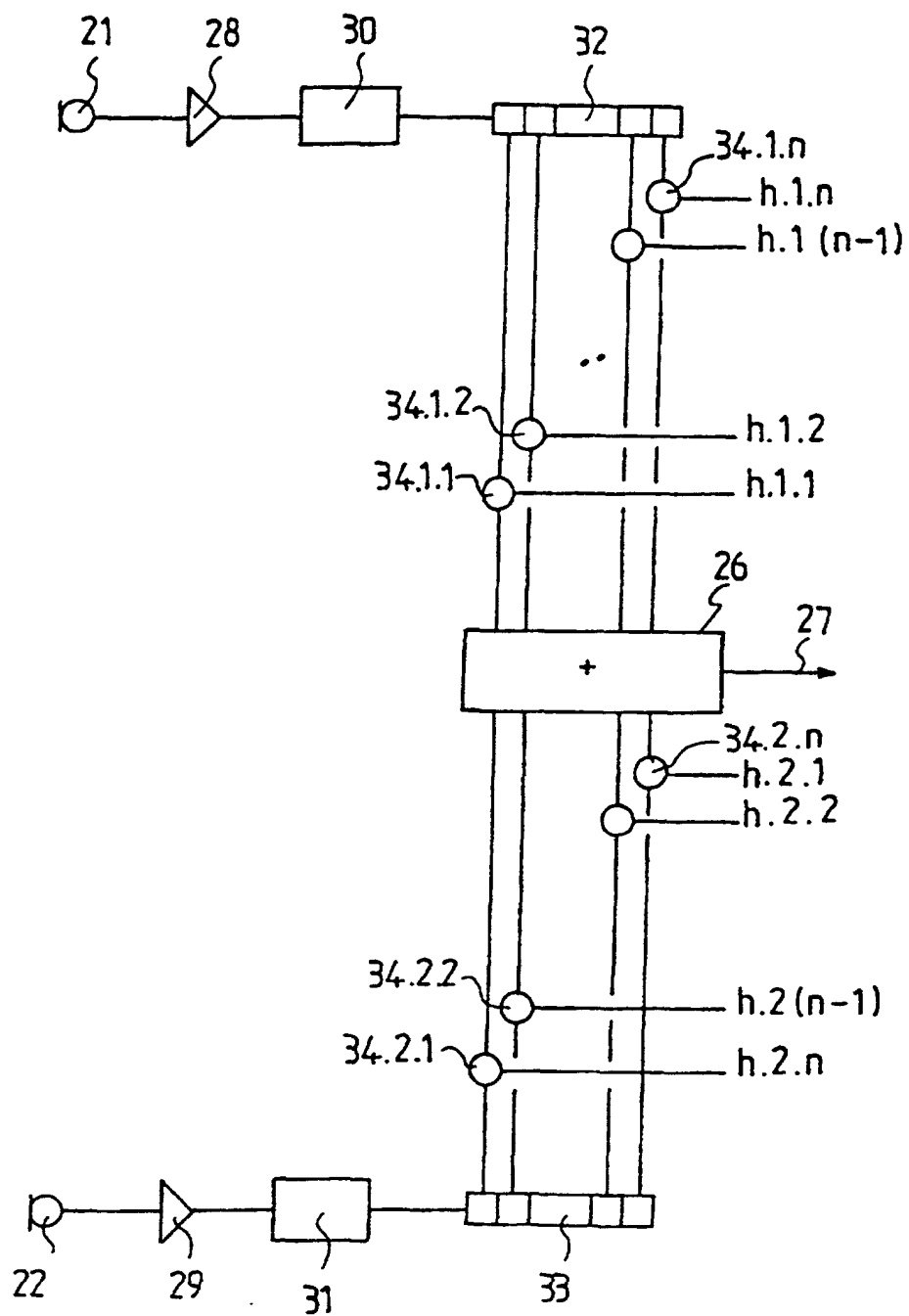
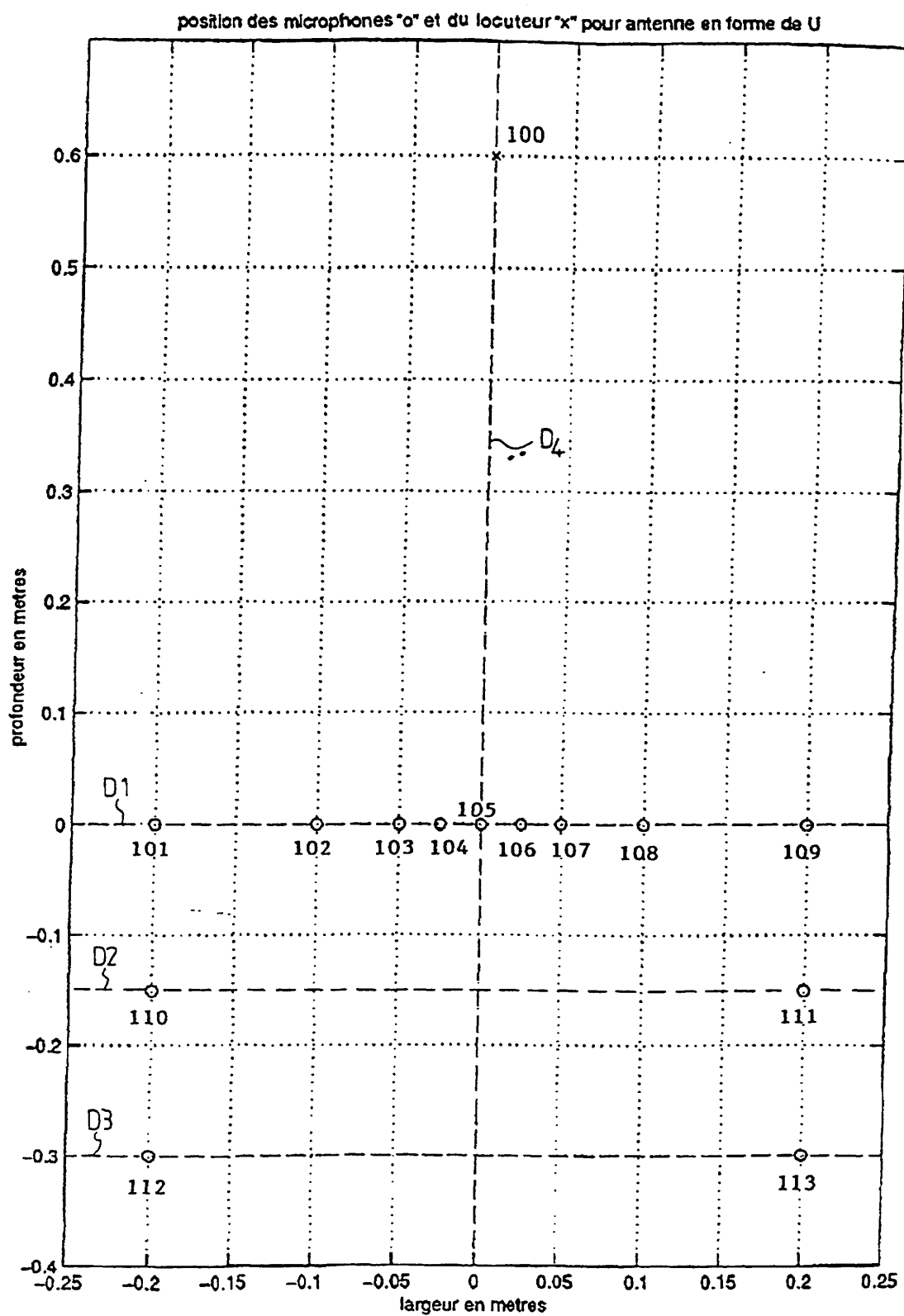


FIG. 6

FIG.7

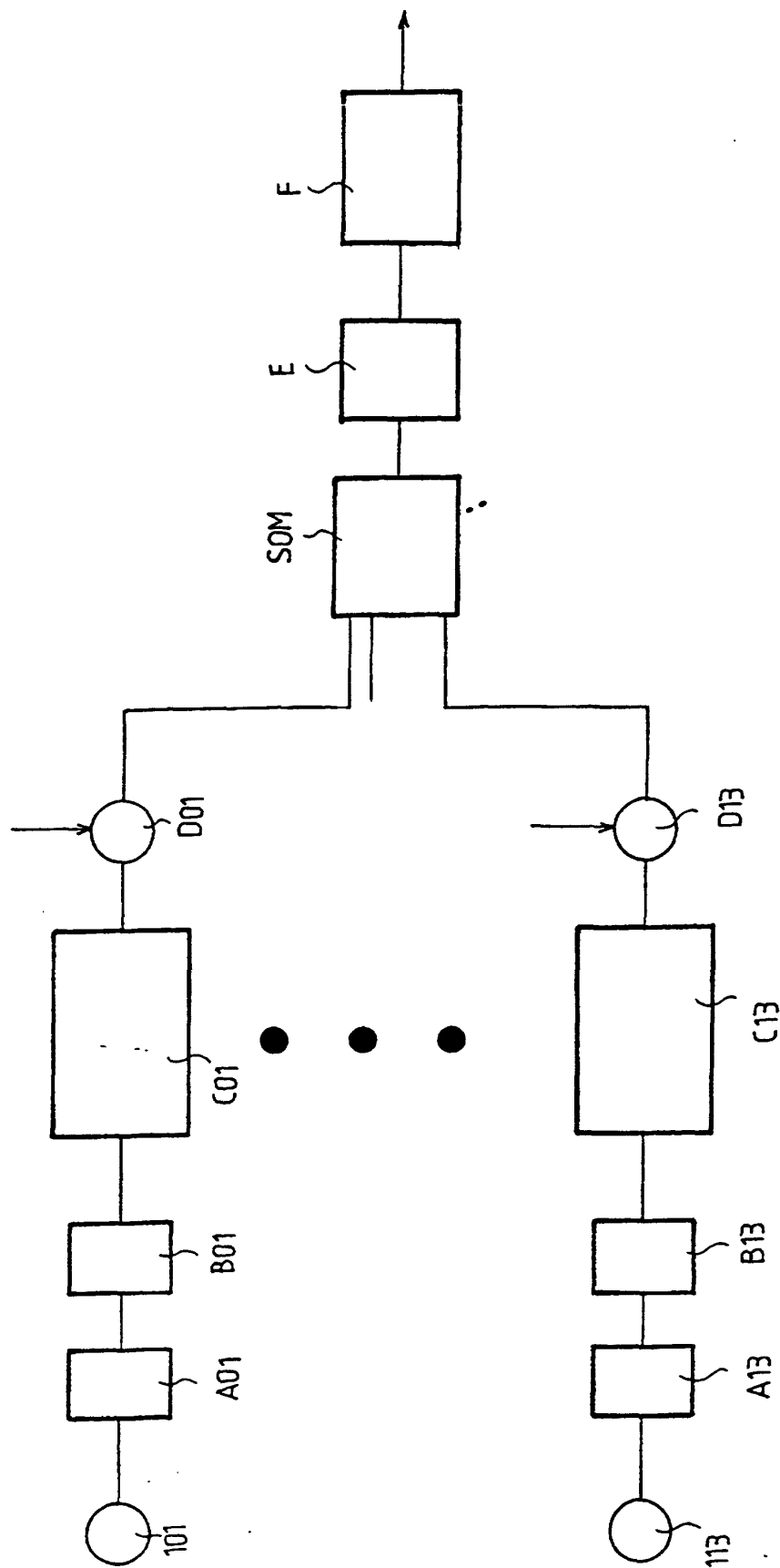


FIG. 8

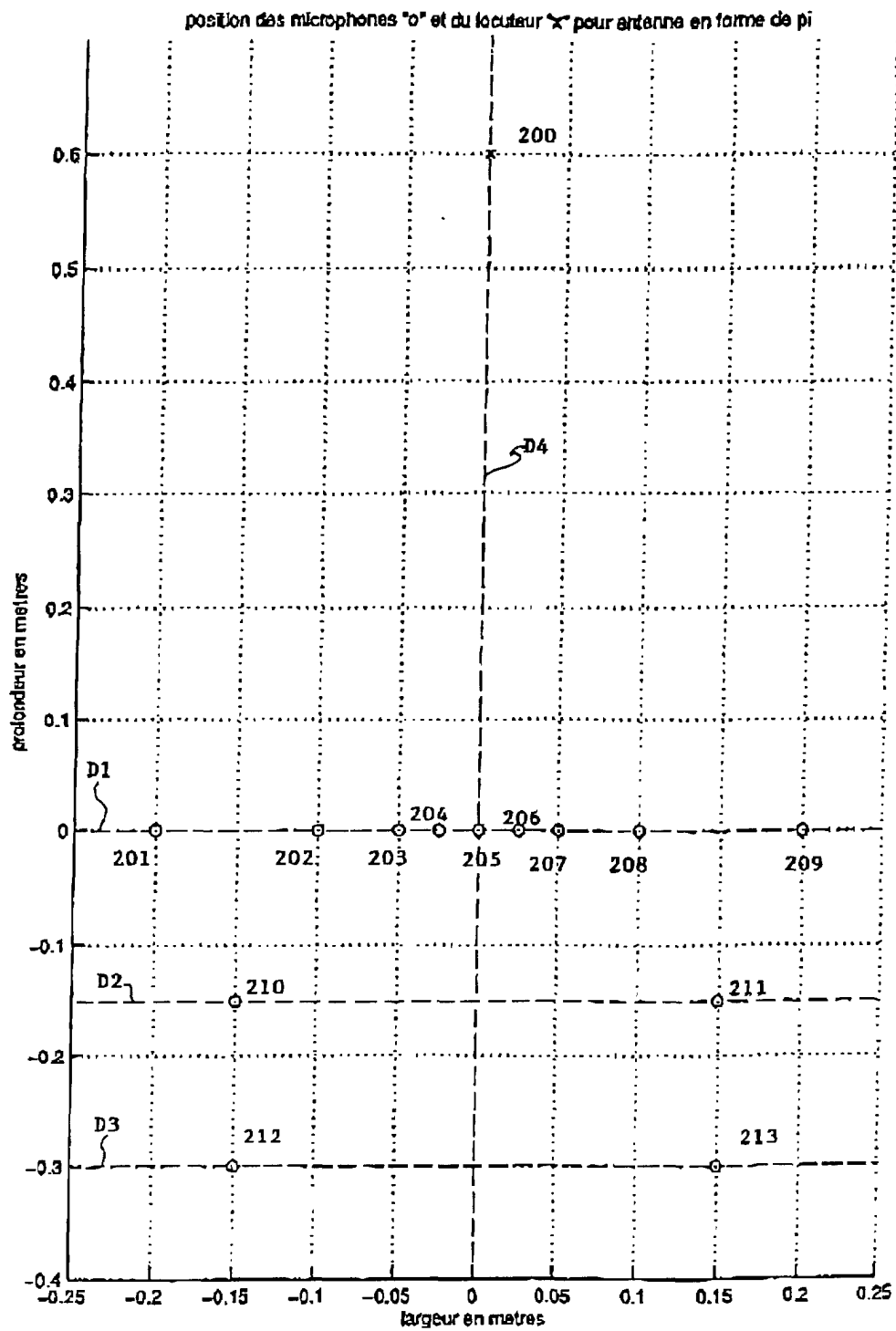


FIG.9

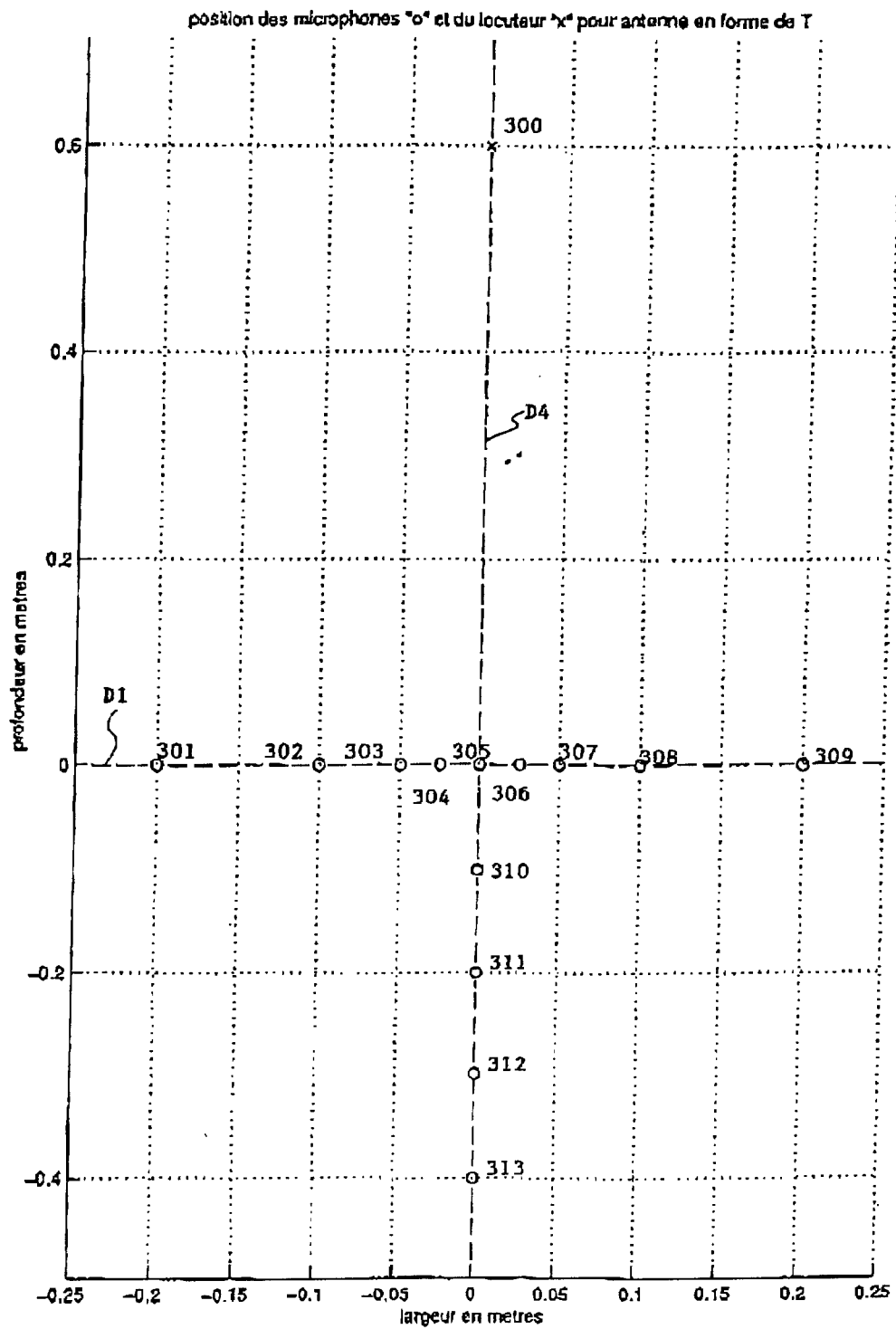


FIG.10