



⑫ **DEMANDE DE BREVET EUROPEEN**

⑲ Numéro de dépôt : **93400943.2**

⑤① Int. Cl.⁵ : **H01Q 21/22**

⑳ Date de dépôt : **09.04.93**

③① Priorité : **14.04.92 FR 9204550**

⑦② Inventeur : **Bertheas, Jean**
THOMSON-CSF, SCPI, BP 329
F-92402 Courbevoie Cedex (FR)

④③ Date de publication de la demande :
20.10.93 Bulletin 93/42

⑥④ Etats contractants désignés :
DE GB IT

⑦④ Mandataire : **Desperrier, Jean-Louis et al**
THOMSON-CSF, SCPI, B.P. 329, 50, rue
Jean-Pierre Timbaud
F-92402 Courbevoie Cédex (FR)

⑦① Demandeur : **THOMSON-CSF**
51, Esplanade du Général de Gaulle
F-92800 Puteaux (FR)

⑤④ **Antenne linéaire à directivité constante, et dispositif de formation de voies pour une telle antenne.**

⑤⑦ L'invention concerne les antennes linéaires acoustiques ou électromagnétiques à directivité constante formées de capteurs discrets.

Selon l'invention, la zone centrale comprend un nombre déterminé de capteurs à espacement constant (P_0), l'espacement étant égal à la demi-longueur d'onde minimale reçue par l'antenne ; les autres capteurs étant répartis le long de l'antenne avec un espacement continûment variable à progression géométrique.

L'invention concerne aussi un dispositif de formation de voies pour de telles antennes comprenant des filtres transversaux passe-bas dont la fréquence de coupure est inversement proportionnelle à l'abscisse et des circuits de pondération d'amplitude fonction de l'espacement moyen entre deux capteurs, le coefficient étant égal à l'unité pour les capteurs à pas constant (P_0).

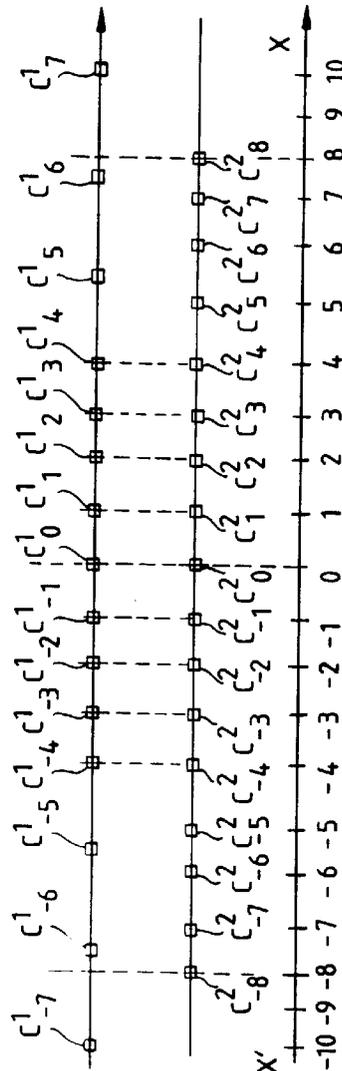


FIG.3

La présente invention se rapporte aux antennes linéaires à directivité constante.

Dans certaines applications (mesures, analyse spectrale, analyse de transitoires et classification), on cherche à réaliser des antennes (avec leurs circuits de formation de voies associés) dont la directivité reste constante dans une grande dynamique de fréquences.

5 On entend par directivité l'ensemble des caractéristiques suivantes : gain d'antenne, dimensions du lobe principal et niveau maximum des lobes secondaires.

Un grand nombre d'articles ont été publiés sur ce sujet. On peut citer, à titre d'exemple parmi d'autres, l'article de J.C MORRIS et E. HANDS : "Constant-Beamwidth Arrays for Wide Frequency Bands", ACUSTICA, vol. 11, 1961, pages 341-347.

10 Une solution fréquemment utilisée consiste à partir d'un tronçon central à pas uniforme égal à une valeur P_0 (généralement la demi-longueur d'onde), à rajouter de part et d'autre du tronçon central des sections à pas double ($2.P_0$). Une antenne homothétique dans le rapport deux du tronçon central est obtenue en prélevant un capteur sur deux dans le tronçon central et en les associant à ceux des tronçons latéraux. Il est commode de choisir le nombre de capteurs du tronçon central égal à un nombre de la forme $(4.N+1)$: ainsi en prélevant un capteur sur deux, il en reste $(2.N+1)$ auxquels on rajoute $(2.N)$ capteurs au pas $(2.P_0)$. On obtient une antenne homothétique de $(4.N+1)$ capteurs au pas $(2.P_0)$.

De telles antennes s'appliquent notamment aux domaines acoustiques (aérien, sous-marin ou médical) ou électromagnétique (radar).

20 Généralement ce genre d'antenne sert à former des voies, selon la terminologie des sonars ou des faisceaux selon la terminologie Radar, par bandes d'octaves séparées. Les caractéristiques varient beaucoup dans l'octave (rapport deux sur l'ouverture, 3 décibels sur le gain d'antenne, etc...). Si on désire rendre ces caractéristiques uniformes il faut, soit filtrer séparément et différemment les capteurs, soit recombinaison des voies avec des filtres spécifiques sur chaque sous-bande. Ces deux méthodes conduisent à utiliser chaque sous-antenne dans l'octave supérieure à celle pour laquelle elle est normalement adaptée : il va apparaître des remontées de lobes-images dues à l'emploi de capteurs dont l'écartement dépasse la demi-longueur d'onde. On est donc obligé de doubler la longueur du tronçon central. En réalité, le tronçon central contiendra $(8.N+1)$ capteurs au pas P_0 .

L'invention vise à pallier les inconvénients de l'Art Connu.

30 Pour ce faire, elle propose une antenne dont la répartition des capteurs n'est pas uniforme. Plus précisément, la répartition des capteurs s'effectue selon un pas continûment variable, en progression géométrique le long de l'antenne. Pour maintenir constante l'ouverture efficace de l'antenne, on procède à une pondération fonction de la fréquence. L'ouverture efficace est exprimée avec la longueur d'onde C/F comme unité ; rapport dans lequel C est la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu considéré (eau, air, etc...) et F la fréquence de l'onde.

35 Les dispositions prises dans le cadre de l'invention permettent une diminution substantielle du nombre de capteurs utilisés, pour une longueur d'antenne donnée, par rapport à une antenne imbriquée de l'Art Connu de longueur équivalente.

L'invention a donc pour objet une antenne linéaire à directivité constante destinée à détecter des ondes et dont la longueur d'onde minimale est égale à une valeur prédéterminée, antenne constituée de capteurs convertissant lesdites ondes en signaux électriques, répartis le long d'un axe déterminé ; caractérisé en ce qu'elle comporte une zone centrale présentant un centre de symétrie commun au centre de l'antenne, dans laquelle les capteurs sont répartis avec un pas constant de part et d'autre du centre de symétrie et des zones latérales dans lesquelles les capteurs sont répartis avec un pas continûment variable selon une loi de progression géométrique.

45 L'invention a encore pour objet un dispositif de formation de voies pour une telle antenne.

L'invention sera mieux comprise et d'autres caractéristiques et avantages apparaîtront à la lecture de la description qui suit en regard des figures annexées et parmi lesquelles :

- les figures 1 et 2 illustrent schématiquement des antennes de l'Art Connu ;
- la figure 3 illustre schématiquement une antenne selon l'invention comparée à une antenne de l'Art Connu ;
- les figures 4 à 6 sont des courbes illustrant des propriétés de l'antenne selon l'invention ;
- la figure 7 illustre schématiquement un dispositif de formation de voies pour une antenne selon l'invention ;
- la figure 8 est un diagramme illustrant le fonctionnement d'un circuit particulier du dispositif de la figure 7.

55 On va tout d'abord rappeler la configuration et les caractéristiques principales d'une antenne imbriquée selon l'Art Connu.

La figure 1 représente schématiquement une telle antenne. Elle comporte dans l'exemple illustré un tron-

çon central T_c comprenant neuf capteurs. On supposera dans ce qui suit, pour fixer les idées et sans que cela soit limitatif de la portée de l'invention, que l'antenne est une antenne acoustique linéaire comprenant une suite d'hydrophones comme capteurs.

5 Le tronçon central T_c comprend donc neuf hydrophones C_4 à C_{-4} , répartis régulièrement au pas P_0 , soit un nombre de la forme $(4N+1)$, avec $N=2$. Le tronçon central T_c possède un centre de symétrie: l'hydrophone C_0 .

Ce tronçon central T_c fournit une directivité imposée par la fréquence d'utilisation haute f_{max} . On choisit le pas égal à $P_0 = \frac{\lambda_{min}}{2}$, relation dans laquelle λ_{min} est la longueur d'onde minimale; soit $\lambda_m = C/F_{max}$.

10 On a représenté sur la partie inférieure de la figure 1, un axe d'abscisses $X'X$ gradué en nombre de pas P_0 ; l'origine 0 étant confondue avec la position de l'hydrophone C_0 .

Selon l'Art Connu l'extension de l'antenne vers des fréquences basses impose aussi d'allonger l'antenne proportionnellement à la longueur d'onde.

15 On double la longueur de l'antenne et on double le pas pour obtenir une antenne dont la directivité est identique à la précédente pour $(f_{max}/2)$. Pour ce faire, dans les antennes dites "imbriquées", on utilise un hydrophone sur deux du tronçon central T_c et on rajoute des hydrophones au pas $2P_0$ des deux côtés de l'antenne, symétriquement par rapport au centre de l'antenne (hydrophone C_0).

20 Dans l'exemple illustré sur la figure 1, on utilise les capteurs C_{-4} , C_{-2} , C_0 et C_4 du tronçon central T_c et on ajoute latéralement les hydrophones C_{-6} et C_{-5} , d'une part, et les hydrophones C_6 et C_5 , d'autre part. Cette "sous-antenne" comprend donc également $(2N+1)$ hydrophones, soit 9 hydrophones. Elle est homothétique dans le rapport deux à la "sous-antenne" constituée par le tronçon central T_c .

On peut naturellement continuer le processus vers les fréquences les plus basses.

25 Le pas est doublé à chaque octave.

Comme il a été précédemment indiqué, si l'on désire rendre les caractéristiques uniformes dans l'octave, il faut soit filtrer séparément et différemment les hydrophones, soit recombinaison des voies avec des filtres spécifiques sur chaque sous-bande. Ces deux méthodes conduisent à utiliser chaque sous-antenne dans l'octave supérieure à celle pour laquelle elle est normalement adaptée ce qui oblige à doubler la longueur du tronçon central qui comprend alors $(8N+1)$ hydrophones au pas P_0 , soit 17 hydrophones.

30 La figure 2 illustre schématiquement un tel mode de fonctionnement. On a rajouté les hydrophones C'_{-4} , C'_{-5} , C'_6 et C'_5 .

Une antenne selon l'invention va maintenant être décrite.

35 Selon l'une des caractéristiques principales de l'invention, le pas de répartition des hydrophones le long de l'antenne ne sera plus constant, de moins de part et d'autre d'une zone centrale dans la longueur va être précisée dans ce qui suit. Un certain nombre de caractéristiques reste cependant commun aux antennes imbriquées de l'Art Connu. On compare l'antenne selon l'invention à une antenne dont le tronçon central comporte $(4N+1)$ hydrophones à pas uniforme P_0 .

40 Comme dans l'Art Connu, l'antenne selon l'invention est linéaire et la répartition des hydrophones possède un centre de symétrie. La fréquence maximale f_{max} d'utilisation impose un pas d'échantillonnage minimal P_0 au centre de l'antenne sur une longueur au moins égale à celle nécessaire à l'obtention de l'ouverture de lobe à cette fréquence maximale. L'extension vers les fréquences plus basses impose aussi de rallonger cette antenne proportionnellement à la longueur d'onde.

45 Au fur et à mesure que les hydrophones sont plus éloignés du centre, ils sont utilisés seulement pour une fréquence de plus en plus basse: leur écartement peut augmenter proportionnellement, mais ne doit jamais dépasser une demi-longueur d'onde. L'invention tire parti de cette constatation.

L'antenne selon l'invention va donc comprendre une partie centrale à pas constant P_0 , de manière semblable à ce qui est réalisé pour une antenne de l'Art Connu. Ensuite les hydrophones sont répartis le long de l'antenne avec un pas continûment variable. Plus précisément, il s'agit d'une progression géométrique.

50 La fréquence maximale d'utilisation d'un hydrophone d'abscisse X_i est donnée par la relation:

$$\lambda_{min} = (C / F_{max}) = (X_i / N) \quad (1)$$

Par ailleurs, il faut vérifier que le pas

$$(X_i - X_{i-1}) \leq 0,5 (C/F) \quad (2)$$

55 puisque l'écartement entre deux hydrophones ne doit jamais dépasser une demi-longueur d'onde de la fréquence maximale d'utilisation.

Des relations (1) et (2) on tire:

$$(X_{i-1} / X_i) \geq (1 - 1/2N) \text{ pour } F = F_{max} \quad (3)$$

Si l'on appelle $R = \frac{X_i}{X_{i-1}}$ la raison de la progression géométrique, R obéit à la relation:

$$R \leq [2N / (2N - 1)] \quad (4)$$

Si on appelle $2L_0$ la longueur du tronçon central à pas constant :

$$R \leq L_0 / (L_0 - P_0) \quad (4 \text{ BIS})$$

5 La progression géométrique du pas intercepteur commence pour :

$$i = 2N + 1 \quad (5)$$

On sait par ailleurs que :

$$X_{(i = 2N)} = 2NP_0 \text{ (pas constant)} \quad (6)$$

donc :

$$10 \quad X_{(i = 2N + 1)} = 2NP_0R \quad (7)$$

$$X_{(i = 2N + 2)} = 2NP_0R^2 \quad (8)$$

et de façon générale :

$$X_i = 2NP_0R^{(i - 2N)} \text{ pour } i > 2N \quad (9)$$

Le pas variable entre hydrophones pour $i > 2N$ est donc donné par la relation :

$$15 \quad P_i = X_i - X_{i - 1} = NP_0(R - 1) \times R^{(i - (2N - 1))} \quad (10)$$

On constate que le rapport :

$$\frac{X_i}{P_i} = \frac{R}{R - 1} = \text{cte} = 2N \quad (11)$$

20 La figure 3 permet une première comparaison entre une antenne imbriquée de l'Art Connu et une antenne selon l'invention. Dans un but de simplification, on s'est limité à un tronçon central de $(4+1)$ hydrophones avec $N = 2$. En réalité, comme il a été indiqué en relation avec la figure 2, le nombre d'hydrophones dans l'Art Connu est égal à $(8N+1)$ car le tronçon central a été doublé. La partie inférieure de la figure 3 illustre schématiquement une antenne imbriquée selon l'Art Connu, à pas constant P_0 .

Le nombre d'hydrophones du tronçon central est égal à $(8N+1) = 17$.

25 La partie supérieure de la figure 3 illustre une antenne selon l'invention. Si l'on se réfère à la relation (5), le pas est constant et égal à P_0 , comme dans l'Art Connu, pour $i < 2N+1$.

Les deux antennes ont donc une partie commune correspondant, respectivement, aux hydrophones C_{-4}^1 à C_4^1 , d'une part et C_{-4}^2 à C_{+4}^2 , d'autre part, soit $(2N+1) = 9$ hydrophones.

30 Par contre, à partir de l'hydrophone C_4^1 , le pas n'est plus constant. L'abscisse des hydrophones de rang $i > 2N$ est donné par la formule $X_i = 2NP_0R^{(i - 2N)}$, conformément à la relation (9), relation dans laquelle la progression R est telle que :

$$35 \quad R \leq \left(\frac{(2N)}{(2N - 1)} \right) \quad (\text{relation (4)})$$

On choisit :

$$40 \quad R = \frac{2N}{2N - 1} = \frac{4}{3}$$

Dans ces conditions, l'hydrophone C_5^1 a pour abscisse $5,33 P_0$, l'hydrophone C_6^1 a pour abscisse $7,11 P_0$ et l'hydrophone C_7^1 a pour abscisse $9,48 P_0$.

45 Il en est de même, au signe près, pour les hydrophones C_{-5}^1 , C_{-6}^1 et C_{-7}^1 , d'abscisses respectives $-5,33 P_0$, $-7,11 P_0$ et $-9,48 P_0$.

On constate que la portion d'antenne, selon l'invention, correspondant au tronçon central d'une antenne selon l'Art Connu, comporte treize hydrophones au lieu de dix-sept. On a donc réalisé un gain de quatre hydrophones.

50 On peut illustrer ce phénomène de façon plus précise à l'aide d'un diagramme, tel que le diagramme de la figure 4 représentant la variation de (X_i/P_i) en fonction de i . On a choisi ici $N = 8$.

Les deux antennes, l'antenne selon l'Art Connu et l'antenne selon l'invention ont une portion commune pour i variant de 0 à 16. La représentation de cette portion commune, sur le diagramme de la figure 4, est matérialisée par deux droites confondues. Le pas, commun, est constant et égal à P_0 . En réalité, il s'agit de points alignés sur ces droites, d'abscisses 0, 1, ..., 16, puisque les positions des hydrophones sont discrètes.

55 Pour $i > 2N+1$, c'est-à-dire $i > 16$, le rapport (X_i/P_i) devient constant pour l'antenne selon l'invention à pas géométrique. La raison géométrique R est choisie égale à $\frac{2N}{2N - 1}$ (relation (4)). D'où $R = 16/15 = 1,06666$.

Dans le cas illustré, $(X_i / P_i) = \frac{R}{(R - 1)} = \text{Cte} = 2N = 16$ (relation (11)). Cette portion est matérialisée par une

droite horizontale d'ordonnée $(X_i/P_i) = 16$.

Par contre, dans le cas d'une antenne imbriquée selon l'Art Connu, la courbe représentative est une courbe en dent de scie pour $i > 2N$, c'est-à-dire $i > 16$. Cette courbe a pour maximum la valeur $(X_i/P_i) = 32$ et minimum la valeur $(X_i/P_i) = 17$.

Les pas successifs sont P_0 de $i = 16$ à $i = 32$, $2P_0$ de $i = 33$ à $i = 48$ et ainsi de suite à chaque fois que l'on descend d'un octave.

Pour une antenne imbriquée de l'Art Connu, le pas double à chaque octave. Ce pas est égal en moyenne aux deux tiers du pas de l'antenne selon l'invention. On doit nécessairement avoir recours à un plus grand nombre d'hydrophones pour une antenne imbriquée d'une longueur déterminée.

La figure 5 illustre la variation du rapport normalisé (X_i/P_0) (en coordonnée logarithmique) en fonction de i (en abscisse) pour les deux types d'antenne : antenne à pas géométrique selon l'invention et antenne imbriquée selon l'Art Connu. Comme précédemment $N = 8$ et $R = 16/15$. On voit que jusqu'à $i = 16$, les deux courbes représentatives sont confondues. La courbe matérialisant les variations de (X_i/P_0) pour l'antenne de l'art connu a été représentée en pointillé et la courbe matérialisant les variations de (X_i/P_0) pour l'antenne de l'invention en traits pleins.

On voit clairement que, pour une même longueur d'antenne, le nombre d'hydrophones nécessaires est plus important pour une antenne selon l'Art Connu (en dehors de la portion centrale commune, c'est-à-dire pour $i > 2N$).

La figure 6 illustre de façon détaillée le pourcentage, G_c , d'hydrophones économisées, ou plus généralement de capteurs, en fonction de différentes longueurs d'antennes.

De manière plus précise l'axe horizontal a été gradué en longueurs d'ondes constantes : graduation repéré "longueur/lambda" sur la figure 6.

On a représenté six courbes K_1 à K_6 illustrant les gains obtenus pour, respectivement, trois octaves (K_1), quatre octaves (K_2), cinq octaves (K_3), six octaves (K_4), sept octaves (K_5) et huit octaves (K_6).

On voit que le pourcentage d'hydrophones économisés augmente avec le nombre d'octaves couverts, c'est-à-dire avec la longueur de l'antenne. Dans l'exemple illustré, l'économie atteinte est comprise dans une gamme de 23% à 35%.

La méthode de formation des voies va maintenant être explicitée. Comme il a été indiqué cette terminologie est utilisée essentiellement dans les domaines acoustiques. Pour ce qui concerne le radar, on parle plus couramment de formation de faisceaux. On adopte les conventions suivantes : $\theta = 0$, lorsque depuis le centre de l'antenne on regarde les hydrophones de rangs positifs et θ varie de 0 à 180 degrés dans le sens des aiguilles d'une montre. Pour pointer une voie m dans une direction $\theta_{(m)}$, on effectue une somme pondérée des signaux des hydrophones après compensation des retards géométriques pour la direction de consigne $\theta_{(m)}$. Les signaux étant dans la plupart des cas prélevés dans une mémoire numérique, il n'y a aucune difficulté de principe à introduire des retards négatifs.

Le signal du capteur de rang $+i$ doit recevoir un retard :

$$\tau(i,m) = (X_i/c) \times (\cos[\theta_{(m)}]) \quad (12)$$

Pour $X_i > 0$ et $\cos[\theta_{(m)}] > 0$, le retard est positif, car les signaux sont en avance par rapport au centre de phase qui est le centre de symétrie de l'antenne.

Ce retard doit généralement être réalisé avec précision (ou avec une quantification inférieure à 5% de la période de la fréquence maximum) soit par suréchantillonnage au moment de la conversion analogique-numérique des signaux fournis par les hydrophones, soit en effectuant une interpolation temporelle.

Chaque capteur est également pondéré en amplitude par un coefficient dépendant à la fois de son abscisse X_i et de la fréquence F du signal reçu.

Cette opération est réalisée en appliquant le signal de chaque capteur à l'entrée d'un filtre spécifique passe-bas dont la fréquence de coupure F_{c_0} varie avec $X_{(i)}$ selon la loi :

$$(F_{c_0} \times X_i) / c = \text{cte}(\text{sans dimension}) \quad (13)$$

Le même type de filtre est utilisé pour les capteurs de rangs $+i$ et $-i$.

Un gabarit de filtrage particulièrement intéressant est le filtre Gaussien, de fonction de transfert :

$$H(F) = \exp\left(-\frac{[2k\pi F X_i / c]^2}{2}\right) \quad (k : \text{coefficient sans dimension}) \quad (14)$$

$$F_{c_0} = \frac{0,1325 c}{k X_i} \quad (15)$$

La réponse percussive (h(t) de ce filtre est également gaussienne :

$$h(t) = \frac{c}{(kX_i \sqrt{2\sqrt{\pi}}) \times \exp\left(-\frac{1}{2} \times \left(\frac{ct}{[kX_i]}\right)^2\right)} \quad (16)$$

t est le paramètre temps.

On pose

$$L = L(F) = \frac{c}{2h\pi F} \quad (17)$$

On en déduit :

$$H(X_i \text{ à } F = \text{cte}) = \exp\left(-\frac{1}{2} \times \left[X_i / L\right]^2\right) \quad (18)$$

Si l'antenne était constituée d'un continuum d'hydrophones, le diagramme de directivité correspondant à cette pondération serait :

$$D(\cos(\theta)) = L\sqrt{2\sqrt{\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2} \times \frac{[2\pi L F \cos(\theta)]^2}{c}\right) \quad (19)$$

soit encore :

$$D(\cos(\theta)) = \frac{kc}{[F\sqrt{2\sqrt{\pi}}] \times \exp\left(-\frac{1}{2} \times [k \cos(\theta)]^2\right)} \quad (20)$$

La forme du diagramme est donc bien invariante avec la fréquence, cependant il y a un terme d'amplitude en 1/F qu'il convient de corriger en sortie de voie par un filtre. Pour ce faire, on utilise un filtre d'emphase, c'est-à-dire un filtre dont le gain varie suivant la fonction 20log(F). Le coefficient sans dimension k permet d'ajuster la largeur du lobe à -3dB :

$$2\delta \cos - 3\text{dB} = \frac{1,6652}{k} \quad (21)$$

relation dans laquelle 2δcos - 3dB est la largeur du lobe à -3 décibels, c'est-à-dire à demi-puissance.

L'antenne, sauf dans sa partie centrale (i ≤ 2N), est constituée d'hydrophones à espacement non uniforme. Il faut donc introduire un coefficient d'amplitude Ca_i fonction de l'espacement moyen local.

Dans la portion centrale de pas P₀ = cte, le coefficient Ca_i est également constant :

$$Ca_i = 1 \quad (22) \quad (|i| \leq 2N)$$

En dehors de cet intervalle (|i| > 2N) :

$$Ca_i = \frac{P_i \text{ moyen}}{P_0} \text{ avec } P_i \text{ moyen} = \frac{1}{2}(X_{i+1} - X_{i..})$$

En remplaçant X_i et R par leurs valeurs tirées des relations (9) et (4) respectivement, on en déduit Ca_i :

$$Ca_i = \left[\frac{4N - 1}{4N - 2} \right] \times \left[\frac{2N}{(2N - 1)^{(i - 2N)}} \right] \quad (24)$$

La figure 7 illustre un dispositif de formation de voies mettant en oeuvre une antenne conforme à l'invention et traitant les signaux de la manière qui vient d'être décrite.

Chaque hydrophone fournit un signal de type analogique. Ce signal subit une amplification et un pré-traitement par des moyens conventionnels. Il est ensuite, comme il a été indiqué, converti en signal numérique. Toutes ces opérations sont bien connues de l'Homme de Métier et n'ont pas été représentées sur la figure 7.

On suppose, dans le cadre de l'invention, disposer d'une série de signaux numériques notés S_i à S_{i+max}, fournis par les hydrophones de rangs correspondants, comprenant le signal S₀ fourni par l'hydrophone central C₀ (fig. 3).

Chaque signal, S_{-i} à S_{+i} est appliqué à l'entrée d'un filtre transversal qui lui est spécifique et dont la réponse percussionnelle a une longueur proportionnelle à la valeur absolue de l'abscisse X_i de l'hydrophone correspondant. Cette disposition entraîne une fréquence de coupure inversement proportionnelle à l'abscisse X_i conformément à la relation (15). Sur la figure 7, les filtres sont repérés $1.(-i_{max}), \dots, 1.0, \dots, 1.(+i_{max})$.

Les réponses percussionnelles sont matérialisées par des coefficients stockés dans une mémoire numérique 10 associée au dispositif de traitement du signal utilisé pour former les voies.

Pour minimiser la puissance de calcul nécessaire, dans une variante préférée, on tronque les réponses.

Pour fixer les idées, on néglige les coefficients inférieurs à 1%. Si on opère de cette manière, il faut cependant recalculer les retards des filtres sur cette valeur en ajoutant un retard fixe.

Il est ensuite nécessaire d'appliquer un coefficient d'amplitude Ca_i , propre à chaque signal. Pour ce faire, des circuits sont disposés en sortie des filtres. Sur la figure 7, seuls les étages de traitement du signal S_0 ont été représentés in extenso et donc seul le circuit 2.0 d'application du coefficient Ca_i a été repéré sur la figure. Il est cependant bien entendu que chaque signal est traité de la même manière.

Comme il a été indiqué (relation (22) à (24)), les $2N$ signaux, de part et d'autre du signal central, ainsi que ce dernier, se voient appliquer un coefficient d'amplitude constant, égal à 1. En dehors de cet intervalle, le coefficient d'amplitude est variable (relation (24)). Ces coefficients peuvent être également stockés dans la mémoire 10.

Les retards τ_i nécessaires à la formation de la voie sont introduits sur les signaux par interpolation temporelle. Si on désire former plusieurs voies simultanément, il est nécessaire de tenir compte de deux paramètres : l'angle θ_m propre à chaque voie m et un retard τ_{im} dépendant de la voie et du numéro de l'hydrophone. Les retards et autres paramètres utiles sont stockés de nouveau dans la mémoire 10. Comme il a été indiqué, un retard négatif ne pose aucune difficulté puisqu'il s'agit de signaux numériques. Les circuits 3.0 accomplissent les tâches qui viennent d'être décrites, pour les signaux de rang zéro. Des circuits analogues, non représentés, sont utilisés pour les autres signaux.

Les signaux ainsi traités et remis en synchronisme sont ensuite additionnés dans un sommateur 4 (signaux de rangs $-i_{max}$ à $+i_{max}$).

Enfin, la sortie du sommateur est transmise à un filtre d'emphase 5 effectuant la correction du niveau en $1/F$ (relation (21)) et qui délivre en sortie le signal SO de formation de voies.

La mémoire 10 communique avec les autres circuits par des liaisons spécifiques représentées sous la référence générale 100. Il va de soit que des circuits fournissant des signaux habituels de service : horloge, etc... sont utilisés. Ces circuits sont bien connus et il est inutile de les décrire.

Dans une variante non représentée, si l'on a besoin de former qu'une seule voie, il est plus intéressant du point de vue puissance de calcul de commencer par la correction du retard géométrique, puis de former les sommes partielles sur les paires d'hydrophones symétriques par rapport au centre de l'antenne (abscisses : $+X_i$ et X_{-i}), car les hydrophones symétriques sont traités par des filtres identiques. On réalise ainsi une économie substantielle en puissance de calcul.

Il doit en outre être bien entendu que l'ordre des traitements est indifférent et que les circuits de la figure 7 peuvent être permutés avant sommation des signaux.

On va maintenant préciser la réponse impulsionnelle ou percussionnelle des filtres transversaux. On utilise, dans une variante préférée, des filtres connus sous la dénomination anglo-saxonne "FIR" pour "Finite Impulse Response".

La longueur des filtres est un paramètre dimensionnant la réalisation de la fonction "formation de voies".

Comme il a été indiqué, la réponse des filtres peut être tronquée lorsque l'amplitude de la fonction gaussienne devient inférieure à une valeur prédéterminée, 1% dans l'exemple illustré. Ce choix ne provoque pas de dégradations notables.

Si l'on extrait la partie "fonction exponentielle" de la relation (16), on obtient :

$$\exp\left(-\left(1/2\right) \times \left(ct / [kX_i]^2\right)\right) = 0,01 \quad (25)$$

ce qui entraîne :

$$|t| \approx \frac{3kX_i}{c} \quad (26)$$

La largeur tronquée est donc :

$$T \approx \frac{6kX_i}{c} \quad (27)$$

Pour fixer les idées, on va illustrer le dispositif de l'invention, en considérant le traitement de signaux fournis

par une antenne dont le tronçon central comporte $4N$ intervalles de longueur $P_0 = (\lambda_{\min}/2)$, c'est-à-dire une antenne équivalente à une antenne de l'Art Connu à pas fixe P_0 comportant $(4N+1)$ hydrophones. On choisit $N = 8$.

5 L'antenne imbriquée de l'Art Connu comporte $(4N+1) = 33$ hydrophones au pas $P_0 = \frac{1}{2} \frac{C}{F}$

L'antenne selon l'invention présente une partie commune pour $|i| \leq 2N$.

L'abscisse $X_{2N} = X_{16} = 16P_0$

10 La raison de la progression géométrique, en dehors de la zone centrale à pas constant, est $R = \frac{16}{15} \approx 1,067$

Pour couvrir 6 octaves, par exemple, il faut dépasser l'abscisse $X_{\max} = 64 X_{(2N)} = 1024P_0$

Pour $i_{\max} = 65$, on atteint l'abscisse X_{65} donnée par la relation (9), soit $X_{65} \approx 1061P_0$

15 L'antenne de l'invention nécessite donc $2 \times 66 + 1 = 131$ hydrophones alors que l'antenne de l'Art Connu nécessite $32+32+32+32+32+32 = 193$ hydrophones pour $X_{\max} = 1024P_0$.

Le gain en hydrophone est donc égal à 32%.

$$k \approx \frac{1}{24} \text{ pour } \delta \cos \theta \text{ }_{-3\text{dB}} = 0,0694 \quad (\text{relation(21)})$$

soit 4 degrés environ par le travers de l'antenne. On en déduit T (relation 27) :

$$20 \quad T \approx \frac{0,6X_i}{c}$$

$$X_{i_{\max}} = X_{65} \approx 1061P_0 \approx \frac{531c}{F_{\max}}$$

d'où

$$25 \quad T_{i_{\max}} \approx \frac{0,6 \times 531}{F_{\max}} \approx \frac{319}{F_{\max}}$$

On choisit habituellement la fréquence d'échantillonnage des signaux F_e de l'ordre de $2,5F_{\max}$.

On en déduit le nombre d'échantillons M de la réponse percussive maximale, soit :

$$M \approx 2,5 \times 319 \approx 798 \text{ échantillons}$$

30 Afin de faciliter l'égalisation des retards, on choisit le nombre impair immédiatement supérieur, soit 799.

Le retard de groupe d'un filtre est donné par la relation :

$$T_{gi} = (M - 1)/2 \quad (28)$$

soit $T_{g65} = 399$

35 De la même manière, le filtre n° 64 comporte 747 échantillons et son retard de groupe est de 373 échantillons. Il faut donc lui adjoindre un retard de compensation de 26 échantillons car $373 + 26 = 399$; et ainsi de suite.

On constate que les longueurs des réponses percussives diminuent quand on se rapproche du centre de l'antenne. Par contre-partie, les retards de compensation augmentent. Ces retards de compensation sont dus au fait que l'on a tronqué la réponse des filtres pour économiser des temps de calcul, sauf pour les deux filtres extrêmes de rangs $+i_{\max}$ et $-i_{\max}$.

Les réponses impulsionnelles comportent des zéros sauf précisément les réponses des deux filtres ci-dessus qui comportent 799 échantillons non nuls. La figure 8 illustre schématiquement ce phénomène.

Sur celle-ci, on a fait figurer trois courbes : f_i , f_p et f_0 représentant les réponses percussives de trois filtres : le filtre de rang zéro, un filtre intermédiaire de rang p , avec $0 < p < i_{\max}$, et le filtre de rang i_{\max} .

45 Il est bien entendu que les filtres de rang $+p$ et $-p$ sont identiques, quelque soit p .

On a également représenté sur la figure 8, les retards de compensation : nul pour $f_{i_{\max}}$, t_p pour f_p et t_0 pour f_0 .

Si pour des raisons de commodité et pour fixer les idées, l'invention a été décrite dans le cadre d'une antenne acoustique utilisant des hydrophones, comme il a été indiqué, cette application n'est pas la seule possible. L'invention concerne aussi bien les antennes acoustiques (aérienne, sous-marine, médicale) qu'électromagnétiques (radar).

On utilise dans le premier cas des transducteurs électroacoustiques et dans le second cas des transducteurs électromagnétiques.

55 De la même manière, en ce qui concerne le dispositif de formation de voies (ou de faisceaux pour les applications radar), l'invention n'est pas limitée à ce qui a été décrit précisément en relation avec la figure 7. Divers circuits, bien connus de l'Homme de Métier, peuvent être utilisés pour réaliser les principales fonctions élémentaires nécessaires à la formation de voies, sans sortie du cadre de l'invention.

Revendications

- 5 1. Antenne linéaire à directivité constante destinée à détecter des ondes et dont la longueur d'onde minimale est égale à une valeur prédéterminée (λ_{\min}), antenne constituée de capteurs convertissant lesdites ondes en signaux électriques, répartis le long d'un axe déterminé (X'X) ; caractérisé en ce qu'elle comporte une zone centrale présentant un centre de symétrie commun au centre de l'antenne, dans laquelle les capteurs sont répartis avec un pas constant de part et d'autre du centre de symétrie et des zones latérales dans lesquelles les capteurs sont répartis avec un pas continûment variable selon une loi de progression géométrique.
- 10 2. Antenne selon la revendication 1 ; caractérisé en ce qu'elle comporte un tronçon central de longueur L divisible en intervalles de longueur constante P_0 égale à la demi-longueur d'onde minimale (λ_{\min}), le centre dudit tronçon étant confondu avec le centre de symétrie ; et en ce que le pas (P_i) de répartition des capteurs extérieurs au tronçon central est continûment variable et obéit à ladite loi de progression géométrique.
- 15 3. Antenne selon la revendication 2 ; caractérisée en ce que la raison R de ladite progression géométrique est choisie telle que la relation suivante soit satisfaite :
- 20

$$R \cong \frac{L_0}{L_0 - P_0}$$

dans laquelle L_0 est la demi-longueur du tronçon central et P_0 le pas intercepteur du tronçon central.

- 25 4. Antenne selon l'une quelconque des revendications 1 à 3; caractérisée en ce que lesdits capteurs sont des transducteurs électroacoustiques.
5. Antenne selon l'une quelconque des revendications 1 à 3; caractérisée en ce que lesdits capteurs sont des transducteurs électromagnétiques.
- 30 6. Dispositif de formation d'au moins une voie pour une antenne selon l'une quelconque des revendications 1 à 5 ; ledit dispositif comprenant au moins des circuits de traitement transformant les signaux convertis par lesdits capteurs en une suite de signaux numériques

35

$$\left(S_{-i \max} \text{ à } S_{+i \max} \right) ;$$

40 caractérisé en ce qu'il comprend en outre, pour chaque signal numérique, au moins les circuits de traitement supplémentaire suivants :

- 45
- un circuit de pondération en amplitude (1.(-i) à 1.(+i)) par un coefficient dépendant de l'abscisse (X_i) du capteur à l'origine dudit signal numérique et de la fréquence (F) de ce signal
 - un circuit de correction d'espacement (2.0) appliquant un coefficient d'amplitude (Ca_i) au signal numérique dépendant de l'espacement moyen (P_i) entre capteurs pour le capteur à l'origine de ce signal
 - un circuit de correction de délai (3.0) introduisant dans ledit signal numérique, pour chacune desdites voies, un retard dépendant de l'abscisse (X_i) du capteur origine du signal
 - et un circuit sommateur (4) des signaux traités par lesdits circuits de traitements supplémentaires.

50 7. Dispositif selon la revendication 6 ; caractérisé en ce que lesdits circuits de pondération (1.(-i) à 1.(+i)) sont constitués par des filtres transversaux passe-bas, de fréquence de coupure inversement proportionnelle à la valeur absolue de l'abscisse (X_i) du capteur auxquels ils sont associés.

55 8. Dispositif selon la revendication 7 ; caractérisé en ce que le gabarit de filtrage desdits filtres transversaux est du type Gaussien, de fonction de transfert H(F) obéissant à la relation :

$$H(F) = \exp\left(-\frac{[2k\pi F X_i / C]^2}{2}\right)$$

dans laquelle k est une constante, F la fréquence de l'onde, X_i l'abscisse dudit capteur et C la vitesse de l'onde.

5 9. Dispositif selon la revendication 8 ; caractérisé en ce qu'il comprend un cinquième circuit (5) constitué par un filtre d'emphase dont le gain varie suivant la loi $20\log(F)$ destiné à corriger, en sortie dudit sommateur (4), des termes inversement proportionnels à la fréquence F introduits par la réponse percussive desdits filtres passe-bas.

10 10. Dispositif selon la revendication 6; caractérisé en ce que lesdits circuits de correction d'espacement (2.0) appliquent un coefficient d'amplitude (Ca_i) constant égal à l'unité aux signaux ayant pour origine les capteurs à pas de répartition constant (P_0) et un coefficient d'amplitude (Ca_i) aux autres capteurs tel que la relation suivante soit satisfaite :

$$Ca_i = \frac{P_i}{P_0}$$

15 dans laquelle P_i est le pas moyen pour un capteur d'abscisse X_i le long dudit axe ($X'X$) et P_0 ledit pas constant, P_i étant égal à $\frac{1}{2}(X_{i+1} - X_{i-1})$ avec X_{i-1} et X_{i+1} les abscisses respectives des capteurs de rangs (i+1) et (i-1).

20 11. Dispositif selon la revendication 6 ; caractérisé en ce que lesdits circuits de correction de délai (3.0) introduisent au moins un retard $\tau(i,m)$ dans les signaux numériques par interpolation temporelle tel que la relation suivante soit satisfaite :

$$\tau(i,m) = (X_i / C)(\cos[\theta_m])$$

25 relation dans laquelle X_i est l'abscisse d'un capteur origine du signal numérique de rang i déterminé, C la vitesse de l'onde et θ_m la direction d'une voie m par rapport audit axe ($X'X$).

30 12. Dispositif selon la revendication 11 ; caractérisé en ce que plusieurs voies sont formées et en ce que lesdits premiers circuits (1.(-i) à 1.(+i)) introduisent plusieurs retards $\tau(i,m)$, le nombre de retards étant égal au nombre de voies et différant l'un de l'autre, pour un signal déterminé, par le facteur $\cos[\theta_m]$.

35

40

45

50

55

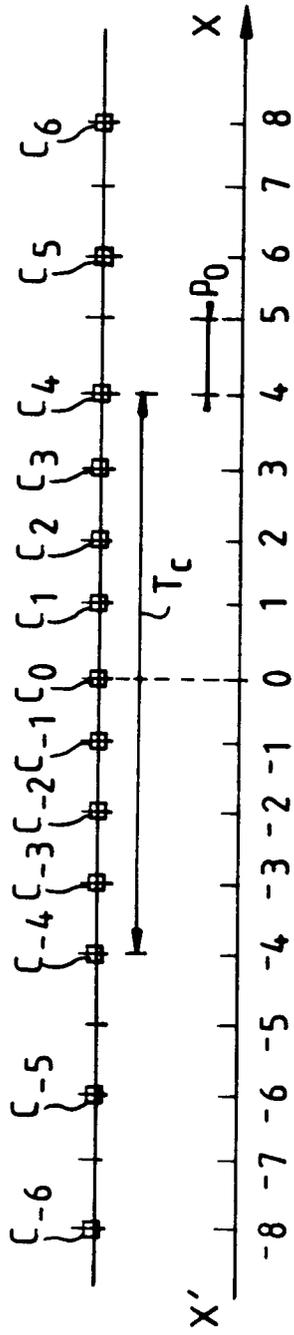


FIG. 1

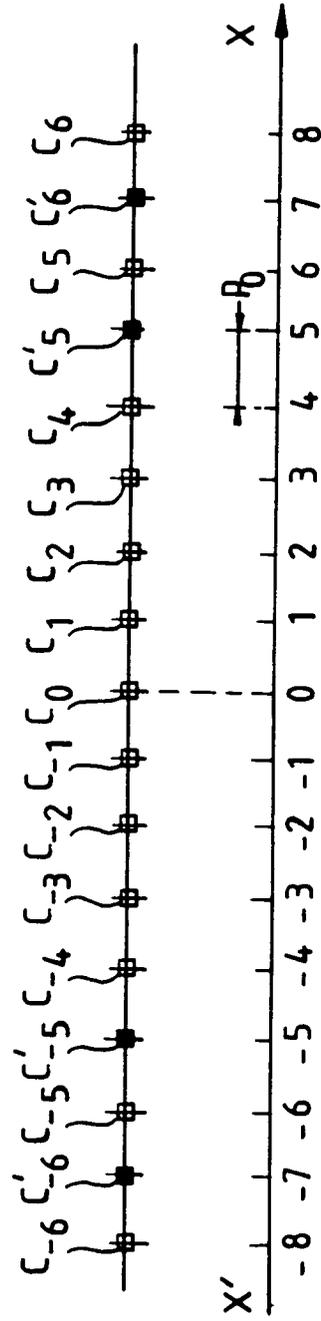


FIG. 2

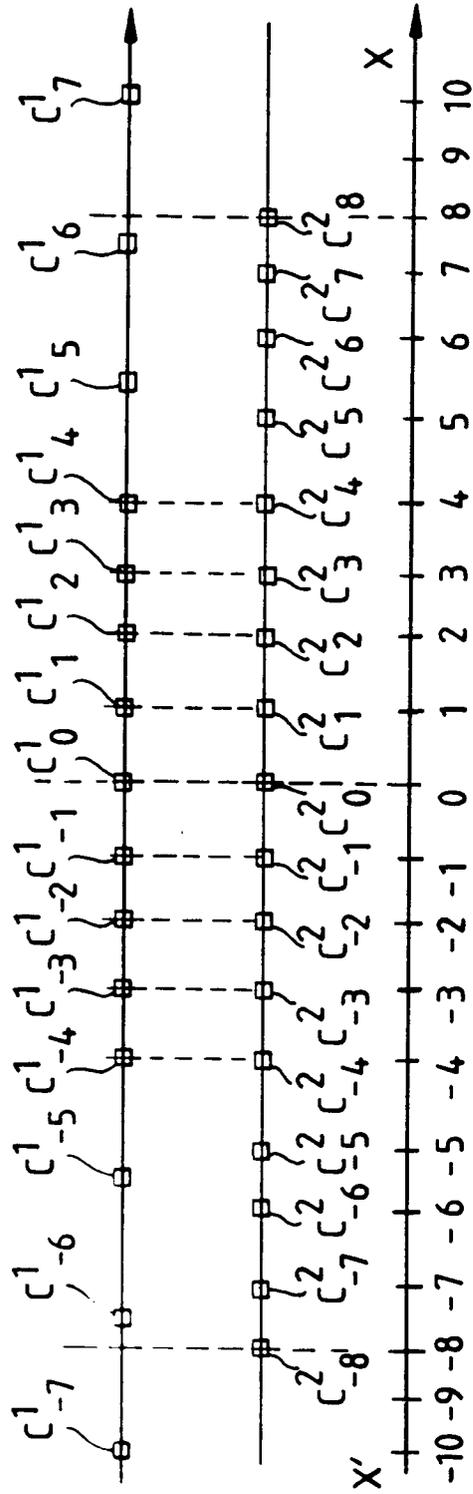


FIG.3

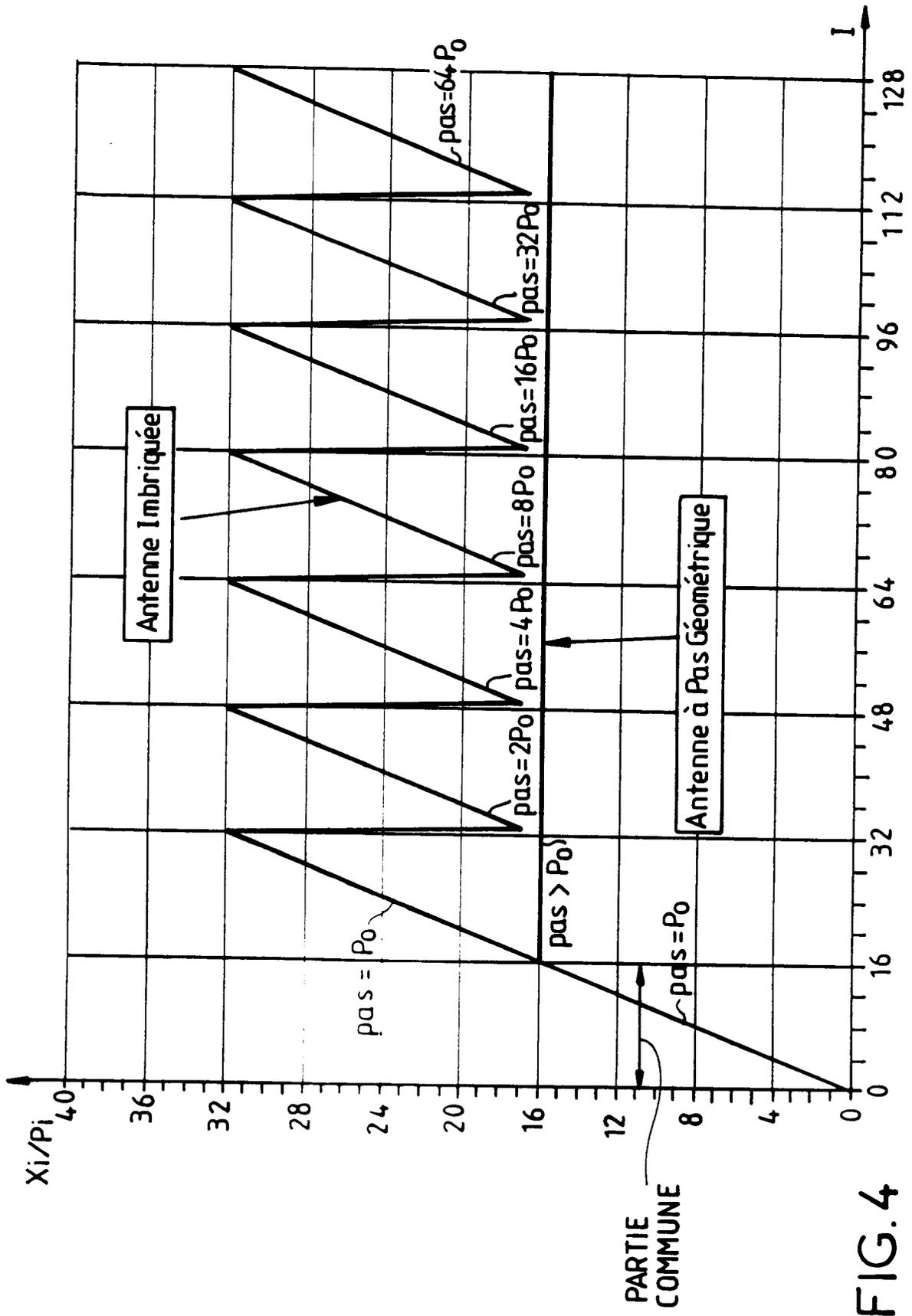


FIG.4

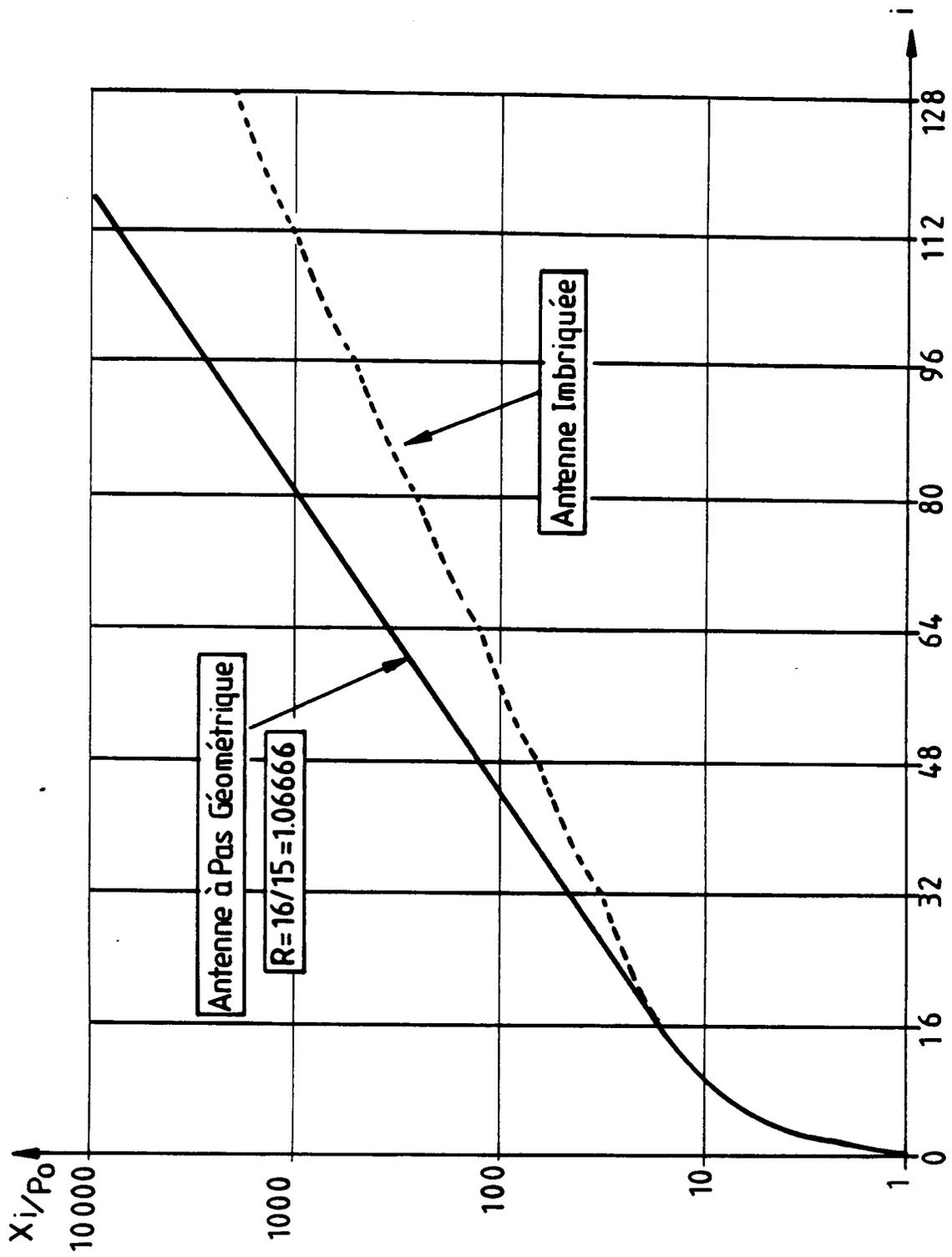


FIG.5

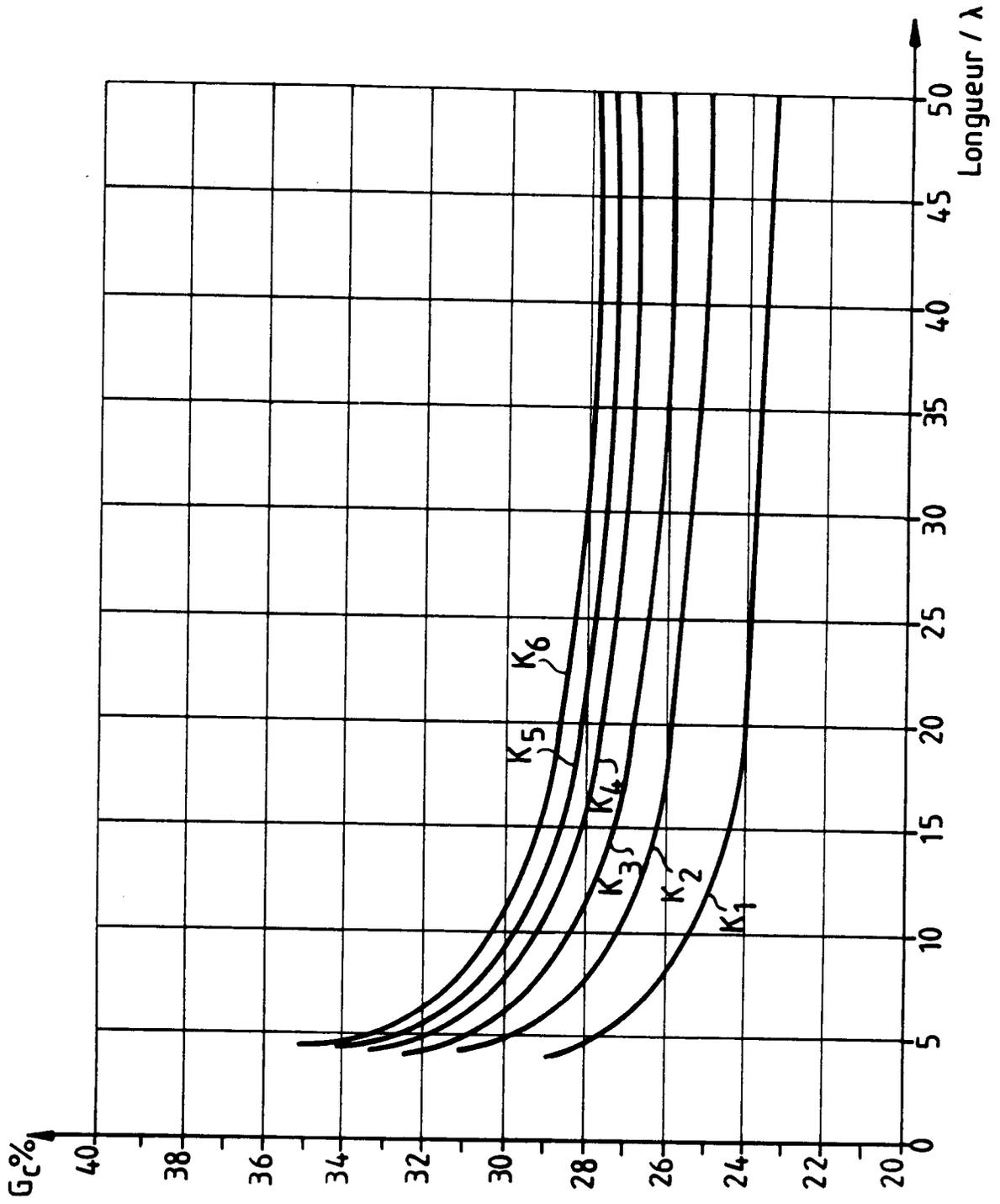


FIG.6

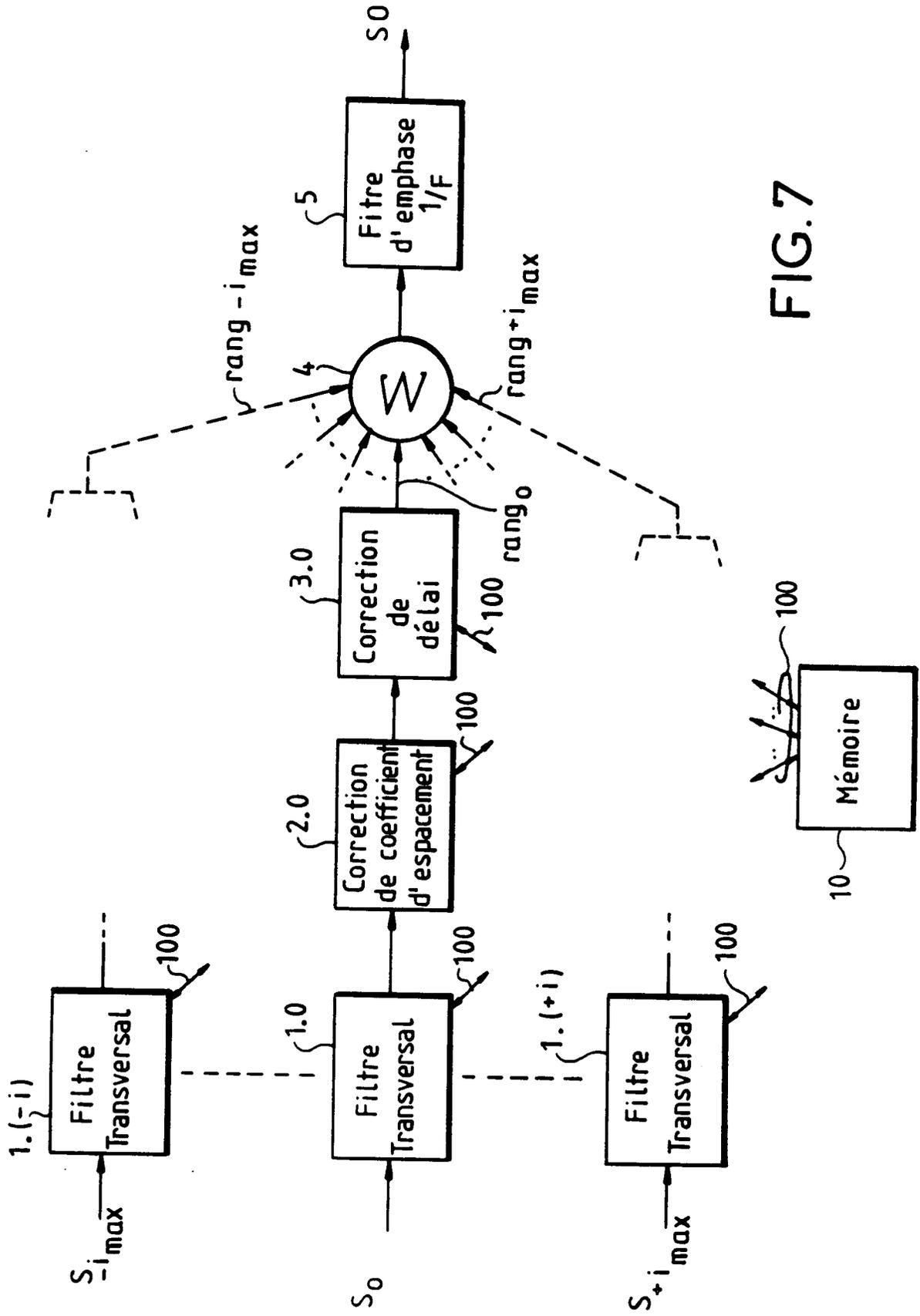


FIG. 7

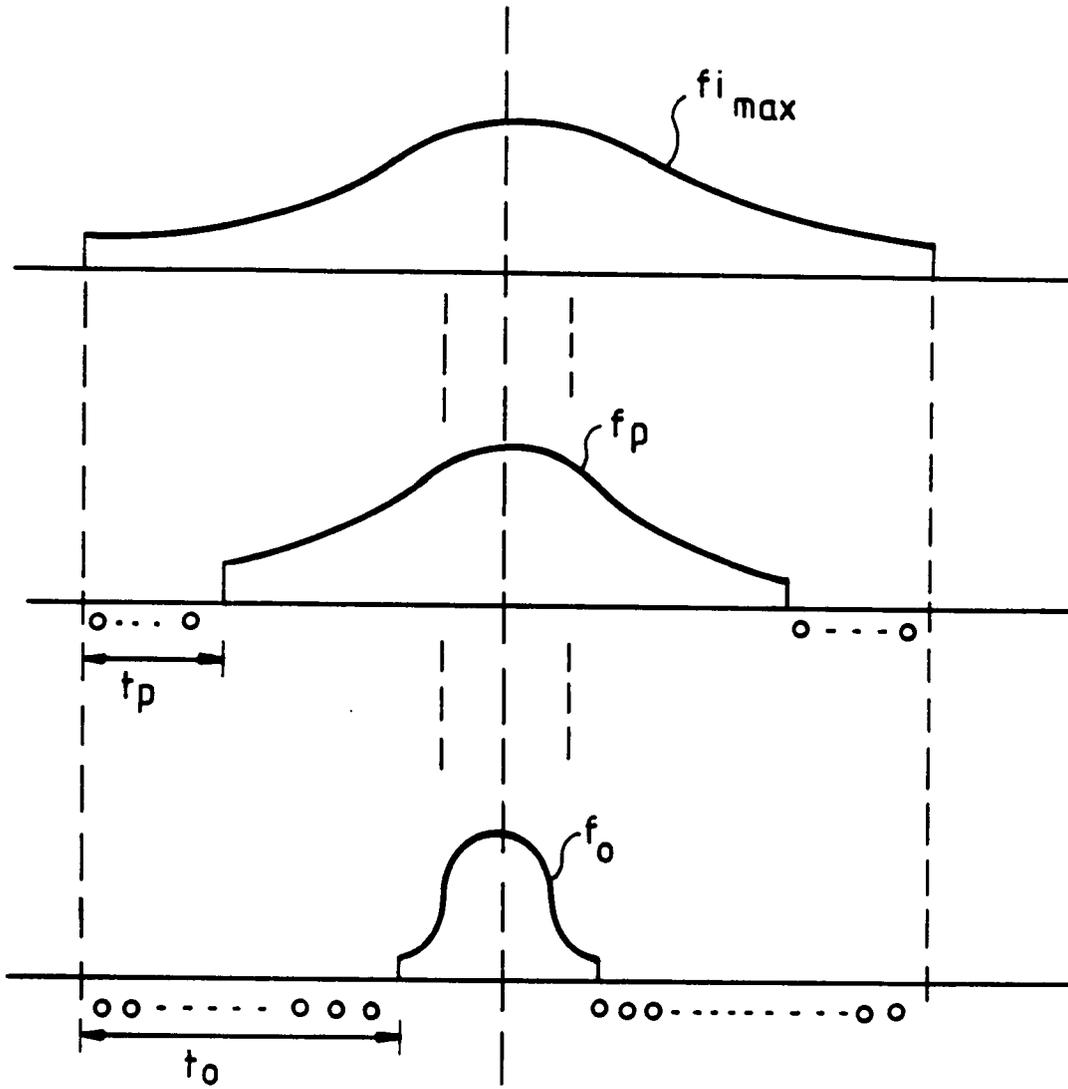


FIG.8



Office européen
des brevets

RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numero de la demande

EP 93 40 0943

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int. Cl.5)
A	ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY SYMPOSIUM 1991 DIGEST vol. 3, ONTARIO/CANADA pages 1708 - 1711 HAUPT 'PARTIALLY NONUNIFORM SPACING OF ARRAY ELEMENTS' * le document en entier *	1-5	H01Q21/22
A	IRE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION Juillet 1960, pages 380 - 384 KING ET AL. 'Unequally-Spaced, Broad-Band Antenna Arrays' * page 382, colonne de gauche, alinéa M; figure 1 *	1-5	
A	US-A-4 104 641 (UNZ) * abrégé; figure *	1-5	
A	US-A-4 965 602 (KAHRILAS ET AL.) * abrégé; figures 1,2 *	6-12	
A	GB-A-1 475 297 (PLESSEY) * le document en entier *	6-12	
Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. Cl.5)
Lieu de la recherche LA HAYE		Date d'achèvement de la recherche 24 JUIN 1993	Examinateur ANGRABEIT F.F.K.
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES		T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet antérieur, mais publié à la date de dépôt ou après cette date D : cité dans la demande I : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant	
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire			

EPO FORM 1503 03.82 (P0402)