

(19)



Europäisches Patentamt  
European Patent Office  
Office européen des brevets



(11)

**EP 0 566 465 B1**

(12)

**FASCICULE DE BREVET EUROPEEN**

(45) Date de publication et mention  
de la délivrance du brevet:  
**05.02.1997 Bulletin 1997/06**

(51) Int Cl.<sup>6</sup>: **H01Q 21/22**

(21) Numéro de dépôt: **93400943.2**

(22) Date de dépôt: **09.04.1993**

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

Lineare Antennengruppe mit konstanter Richtcharakteristik und Vorrichtung zur Strahlformung für eine solche Antenne

Linear antenna array with constant directivity and device for beam forming for such an antenna

(84) Etats contractants désignés:  
**DE GB IT**

(30) Priorité: **14.04.1992 FR 9204550**

(43) Date de publication de la demande:  
**20.10.1993 Bulletin 1993/42**

(73) Titulaire: **THOMSON-CSF**  
**75008 Paris (FR)**

(72) Inventeur: **Bertheas, Jean**  
**F-92402 Courbevoie Cedex (FR)**

(74) Mandataire: **Desperrier, Jean-Louis et al**  
**THOMSON-CSF-S.C.P.I.,**  
**13, Avenue du Président**  
**Salvador Allende**  
**94117 Arcueil Cédex (FR)**

(56) Documents cités:  
**GB-A- 1 475 297** **US-A- 4 104 641**  
**US-A- 4 965 602**

- **ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY SYMPOSIUM 1991 DIGEST vol. 3, ONTARIO/CANADA pages 1708 - 1711 HAUPT 'PARTIALLY NONUNIFORM SPACING OF ARRAY ELEMENTS'**
- **IRE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION Juillet 1960, pages 380 - 384 KING ET AL. 'Unequally-Spaced, Broad-Band Antenna Arrays'**

**EP 0 566 465 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

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.

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. Pour obtenir une directivité constante, on diminue la longueur effective de l'antenne en éliminant progressivement les capteurs des extrémités à l'aide de filtres passe-bas. L'inconvénient est que l'on limite ainsi la sensibilité de l'antenne.

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).

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  $P_0$ .

Par ailleurs, dans l'article de R.L. HAUPT, "Partial non uniform spacing of array elements", paru dans Antennas and Propagation Society Symposium, 1991 Digest, vol. 3, Ontario/Canada, pages 1708-1711, on divulgue une antenne dans laquelle les capteurs sont espacés avec un pas constant de part et d'autre du centre de symétrie et de manière non uniforme vers les extrémités de l'antenne. Ce changement d'écartement est toutefois déterminé pour diminuer les lobes latéraux de réception.

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

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.

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.

L'invention a encore pour objet un dispositif de formation de voies d'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.

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 tronçon 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.

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  $\lambda_{\min}$  est la longueur d'onde minimale; soit  $\lambda_m = C/F_{\max}$ .

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.

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  $C_0$ ).

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.

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.

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.

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  $P_0$ .

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.

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.

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

## EP 0 566 465 B1

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

Par ailleurs, il faut vérifier que le pas

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

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 :

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

La progression géométrique du pas intercapteur commence pour :

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

On sait par ailleurs que :

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

donc :

$$X_{(i=2N+1)} = 2NP_0 R \quad (7)$$

$$X_{(i=2N+2)} = 2NP_0 R^2 \quad (8)$$

et de façon générale :

$$X_i = 2NP_0 R^{(i-2N)} \text{ pour } i > 2N \quad (9)$$

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

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

On constate que le rapport :

$$\frac{X_i}{P_i} = \frac{R}{R-1} = c^{te} = 2N \quad (11)$$

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  $(8N+1) = 17$ .

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.

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 donnée par la formule  $X_i = 2NP_0R^{(i-2N)}$ , conformément à la relation (9), relation dans laquelle la progression  $R$  est telle que :

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

On choisit :

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

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  $9,48 P_0$ .

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.

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.

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,  $(X_i/P_i) = \frac{R}{(R-1)} = cte = 2N = 16$  (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 repérée "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  $\theta$  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  $F_{c0}$  varie avec  $X_{(i)}$  selon la loi :

$$(F_{c0} \times X_i) / c = \text{cte (sans dimension)} \quad (13)$$

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 :

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

$$F_{c0} = \frac{0,1325 \, c}{k X_i} \quad (15)$$

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

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

t est le paramètre temps.

On pose

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

On en déduit :

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

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

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

soit encore :

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

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  $20\log(F)$ . 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  $2\delta \cos - 3\text{dB}$  est la largeur du lobe à -3 décibels, c'est-à-dire à demi-puissance.

L'antenne, sauf dans sa partie centrale ( $i \leq 2N$ ), 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  $P_0 = \text{cte}$ , le coefficient  $Ca_i$  est également constant :

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

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

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

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

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

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  $S_{-i_{\max}}$  à  $S_{+i_{\max}}$ , fournis par les hydrophones de rangs correspondants, comprenant le signal  $S_0$  fourni par l'hydrophone central  $C_0$  (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  $\tau_i$  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  $\theta_m$  propre à chaque voie m et un retard  $\tau_{im}$  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 :



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

5 La largeur tronquée est donc :

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

10

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  $N = 8$ .

L'antenne imbriquée de l'Art Connu comporte  $(4N+1) = 33$  hydrophones au pas

15

$$P_0 = \frac{1}{2} \frac{C}{F}$$

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

20

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

La raison de la progression géométrique, en dehors de la zone centrale à pas constant, est

$$R = \frac{16}{15} \approx 1,067$$

25

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  $X_{65} \approx 1061P_0$

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  $X_{\max} = 1024P_0$ .

30

Le gain en hydrophone est donc égal à 32%.

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

35

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

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

40

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

45

d'où

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

50

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 :

55

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

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 :

$$Tg_i = (M-1)/2 \quad (28)$$

soit  $Tg_{65} = 399$

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 percussionnelles 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 percussionnelles de trois filtres : le filtre de rang zéro, un filtre intermédiaire de rang  $p$ , avec  $0 < p < i_{\max}$ , et le filtre de rang  $i_{\max}$ .

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.

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.

## Revendications

1. Antenne linéaire à directivité constante destinée à détecter des ondes dont la longueur d'onde minimale est égale à une valeur prédéterminée ( $\lambda_{\min}$ ), 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.

2. Antenne selon la revendication 1; caractérisé en ce qu'elle comporte un tronçon central de longueur  $L$  divisible en intervalles de longueur constant  $P_0$  égale à la demi-longueur d'onde minimale ( $\lambda_{\min}$ ), 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.

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 :

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

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

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.

6. Dispositif de formation d'au moins une voie d'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

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

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

- 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
- 10 - 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.

15 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.

20 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 :

$$25 \quad H(F) = \exp \left( - \frac{[2k\pi F X_i / C]^2}{2} \right)$$

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.

30 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 percutonnelle desdits filtres passe-bas.

35 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 :

$$40 \quad Ca_i = \frac{P_i}{P_0}$$

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).

45 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 :

$$50 \quad \tau(i,m) = (X_i / C)(\cos[\theta_m])$$

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  $\theta_m$  la direction d'une voie m par rapport audit axe ( $X'X$ ).

55 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  $\cos[\theta_m]$ .

Patentansprüche

1. Lineare Antenne mit konstanter Richtcharakteristik, die zur Erfassung von Wellen bestimmt ist, deren kleinste Wellenlänge gleich einem vorbestimmten Wert ( $\lambda_{\min}$ ) ist, wobei die Antenne aus Aufnehmern gebildet ist, die die Wellen in elektrische Signale umwandeln und entlang einer bestimmten Achse (X'X) verteilt sind, dadurch gekennzeichnet, daß sie eine zentrale Zone enthält, die einen Symmetriemittelpunkt aufweist, der mit dem Mittelpunkt der Antenne zusammenfällt, und in der die Aufnehmer mit konstanter Teilung zu beiden Seiten des Symmetriemittelpunkts verteilt sind, sowie seitliche Zonen, in denen die Aufnehmer mit einer Teilung verteilt sind, die gemäß dem Gesetz einer geometrischen Reihe kontinuierlich veränderlich ist.

2. Antenne nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß sie einen zentralen Abschnitt der Länge L hat, die in Intervalle konstanter Länge  $P_0$  teilbar ist, die gleich der Hälfte der kleinsten Wellenlänge ( $\lambda_{\min}$ ) ist, wobei der Mittelpunkt dieses Abschnitts mit dem Symmetriemittelpunkt zusammenfällt, und daß die Teilung ( $P_i$ ) der Verteilung der Aufnehmer außerhalb des zentralen Abschnitts kontinuierlich veränderlich ist und das Gesetz einer geometrischen Reihe befolgt.

3. Antenne nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Verhältnis R der geometrischen Reihe so gewählt ist, daß die folgende Beziehung erfüllt ist:

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

worin  $L_0$  die halbe Länge des zentralen Abschnitts und  $P_0$  die Aufnehmer-Teilung des zentralen Abschnitts ist.

4. Antenne nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Aufnehmer elektroakustische Wandler sind.

5. Antenne nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Aufnehmer elektromagnetische Wandler sind.

6. Anordnung zur Bildung wenigstens eines Richtwegs einer Antenne nach einem der Ansprüche 1 bis 5, wobei die Anordnung wenigstens Verarbeitungsschaltungen enthält, welche die von den Aufnehmern umgewandelten Signale in eine Folge von digitalen Signalen  $S_{-i_{\max}}$  bis  $S_{+i_{\max}}$  umsetzen, dadurch gekennzeichnet, daß sie außerdem für jedes digitale Signal wenigstens die folgenden zusätzlichen Verarbeitungsschaltungen enthält:

- eine Gewichtungsschaltung (1.(-i) bis 1.(+i)) zur Amplitudengewichtung mit einem Koeffizient, der von der Abszisse ( $X_i$ ) des Aufnehmers, von dem das digitale Signal stammt, und von der Frequenz (F) dieses Signals abhängt,
- eine Abstandskorrekturschaltung (2.0), die auf das digitale Signal einen Amplitudenkoeffizienten ( $Ca_i$ ) anwendet, der von dem mittleren Abstand ( $P_i$ ) zwischen Aufnehmern bei dem Aufnehmer, von dem das Signal stammt, abhängt,
- eine Verzögerungskorrekturschaltung (3.0), die in das digitale Signal für jeden der Richtwege eine Verzögerung einführt, die von der Abszisse ( $X_i$ ) des Aufnehmers abhängt, von dem das Signal stammt,
- und eine Summierschaltung (4) für die von den zusätzlichen Verarbeitungsschaltungen behandelten Signale.

7. Anordnung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Gewichtungsschaltungen (1.(-i) bis 1.(+i)) durch Tiefpaß-Transversalfilter gebildet sind, deren Grenzfrequenz umgekehrt proportional zu dem Absolutwert der Abszisse ( $X_i$ ) des Aufnehmers ist, dem sie zugeordnet sind.

8. Anordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß die Filterkurve der Transversalfilter vom Gaußschen Typ ist, mit einer Übertragungsfunktion  $H(F)$  gemäß der folgenden Beziehung:

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

worin  $k$  eine Konstante,  $F$  die Frequenz der Welle,  $X_i$  die Abszisse des Aufnehmers und  $C$  die Geschwindigkeit der Welle sind.

9. Anordnung nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß sie eine fünfte Schaltung (5) enthält, die durch ein Emphasefilter gebildet ist, dessen Übertragungsfaktor gemäß der Gesetzmäßigkeit  $20\log(F)$  veränderlich ist und das dazu bestimmt ist, am Ausgang der Summierschaltung (4) zur Frequenz  $F$  umgekehrt proportionale Terme zu korrigieren, die durch die Stoßantwort der Tiefpaßfilter eingeführt worden sind.

10. Anordnung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Abstandskorrekturschaltungen (2.0) einen konstanten Amplitudenkoeffizienten ( $C_{a_i}$ ), der gleich Eins ist, auf die Signale anwenden, die von den Aufnehmern mit konstanter Teilung ( $P_0$ ) stammen, und auf die anderen Aufnehmer einen Amplitudenkoeffizienten ( $C_{a_i}$ ), für den die folgende Beziehung erfüllt ist:

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

in der  $P_i$  die mittlere Teilung für einen Aufnehmer der Abszisse  $X_i$  entlang der Achse ( $X'X$ ) und  $P_0$  die konstante Teilung sind, wobei  $P_i$  gleich  $(X_{i+1} - X_{i-1})/2$  ist, worin  $X_{i+1}$  und  $X_{i-1}$  die Abszissen der Aufnehmer mit den Ordnungszahlen  $(i+1)$  bzw.  $(i-1)$  sind.

11. Anordnung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Verzögerungskorrekturschaltungen (3.0) in die digitalen Signale wenigstens eine Verzögerung  $\tau(i,m)$  durch zeitliche Interpolation derart einführen, daß die folgende Beziehung erfüllt ist:

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

in der  $X_i$  die Abszisse eines Aufnehmers, von dem das digitale Signal mit einer bestimmten Ordnungszahl  $i$  stammt,  $C$  die Geschwindigkeit der Welle und  $\theta_m$  die Richtung eines Richtwegs in bezug auf die Achse ( $X'X$ ) sind.

12. Anordnung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß mehrere Richtwege gebildet werden und daß die ersten Schaltungen (1.(-i) bis 1.(+i)) mehrere Verzögerungen  $\tau(i,m)$  einführen, wobei die Anzahl der Verzögerungen gleich der Anzahl der Richtwege ist und sich voneinander für ein bestimmtes Signal um den Faktor  $\cos[\theta_m]$  unterscheiden.

## Claims

1. Constant directivity linear antenna intended to detect waves whose minimum wavelength is equal to a predetermined value ( $\lambda_{\min}$ ), which antenna consists of sensors which convert the said waves into electrical signals and are distributed along a specified axis ( $X'X$ ); characterized in that it includes a central region having a centre of symmetry which is common with the centre of the antenna, in which region the sensors are distributed with a constant spacing on either side of the centre of symmetry and lateral regions in which the sensors are distributed with a spacing which varies continuously according to a law of geometric progression.

2. Antenna according to Claim 1, characterized in that it includes a central span of length  $L$  which can be divided into intervals of constant length  $P_0$  equal to half the minimum wavelength ( $\lambda_{\min}$ ), the centre of the said span being coincident with the centre of symmetry; and in that the spacing ( $P_i$ ) with which the sensors are distributed outside the central span varies continuously and obeys the said law of geometric progression.

3. Antenna according to Claim 2, characterized in that the common ratio R of the said geometric progression is chosen such that the following relation is satisfied:

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

in which  $L_0$  is the semi-length of the central span and  $P_0$  the intersensor spacing of the central span.

4. Antenna according to any one of Claims 1 to 3, characterized in that the said sensors are electro-acoustic transducers.

5. Antenna according to any one of Claims 1 to 3, characterized in that the said sensors are electromagnetic transducers.

6. Device for forming at least one channel of an antenna according to any one of Claims 1 to 5, the said device comprising at least processing circuits which transform the signals converted by the said sensors into a string of digital signals ( $S_{-i \max}$  to  $S_{+i \max}$ ), characterized in that it furthermore comprises, for each digital signal, at least the following additional processing circuits:

- a circuit for amplitude weighting (1.(-i) to 1.(+i)) by a coefficient which depends on the abscissa ( $X_i$ ) of the sensor from which the said digital signal arises and on the frequency (F) of this signal.
- a separation correction circuit (2.0) which applies an amplitude coefficient ( $Ca_i$ ) to the digital signal depending on the mean separation ( $P_i$ ) between sensors in respect of the sensor from which this signal arises.
- a lag correction circuit (3.0) which introduces into the said digital signal, for each of the said channels, a delay which depends on the abscissa ( $X_i$ ) of the sensor from which the signal arises.
- and a summator circuit (4) for the signals processed by the said additional processing circuits.

7. Device according to Claim 6, characterized in that the said weighting circuits (1.(-i) to 1.(+i)) consist of low-pass transverse filters whose cut-off frequency is inversely proportional to the absolute value of the abscissa ( $X_i$ ) of the sensor with which they are associated.

8. Device according to Claim 7, characterized in that the filtering template of the said transverse filters is of the Gaussian type, with transfer function  $H(F)$  obeying the relation:

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

in which k is a constant, F the frequency of the wave,  $X_i$  the abscissa of the said sensor and C the speed of the wave.

9. Device according to Claim 8, characterized in that it comprises a fifth circuit (5) consisting of an emphasizing filter whose gain varies according to the law  $20\log(F)$  and which is intended to correct, at the output of the said summator (4), terms which are inversely proportional to the frequency F and which are introduced by the impulse response of the said low-pass filters.

10. Device according to Claim 6, characterized in that the said separation correction circuits (2.0) apply a constant amplitude coefficient ( $Ca_i$ ) equal to unity to the signals arising from the sensors with constant distribution spacing ( $P_0$ ) and an amplitude coefficient ( $Ca_i$ ) to the other sensors such that the following relation is satisfied:

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

in which  $P_i$  is the mean spacing for a sensor with abscissa  $X_i$  along the said axis (X'X) and  $P_0$  the said constant spacing,  $P_i$  being equal to  $1/2 (X_{i+1} - X_{i-1})$  with  $X_{i+1}$  and  $X_{i-1}$  the respective abscissae of the sensors with indices (i+1) and (i-1).

11. Device according to Claim 6, characterized in that the said lag correction circuits (3.0) introduce at least one delay  $\tau(i,m)$  into the digital signals through temporal interpolation such that the following relation is satisfied:

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

in which relation  $X_i$  is the abscissa of a sensor from which the digital signal of specified index  $i$  arises,  $C$  the speed of the wave and  $\theta_m$  the direction of a channel  $m$  with respect to the said axis ( $X'X$ ).

12. Device according to Claim 11, characterized in that several channels are formed and in that the said first circuits (1.(-i) to 1.(+i)) introduce several delays  $\tau(i,m)$ , the number of delays being equal to the number of channels and differing from one another, for a specified signal, by the factor  $\cos[\theta_m]$ .

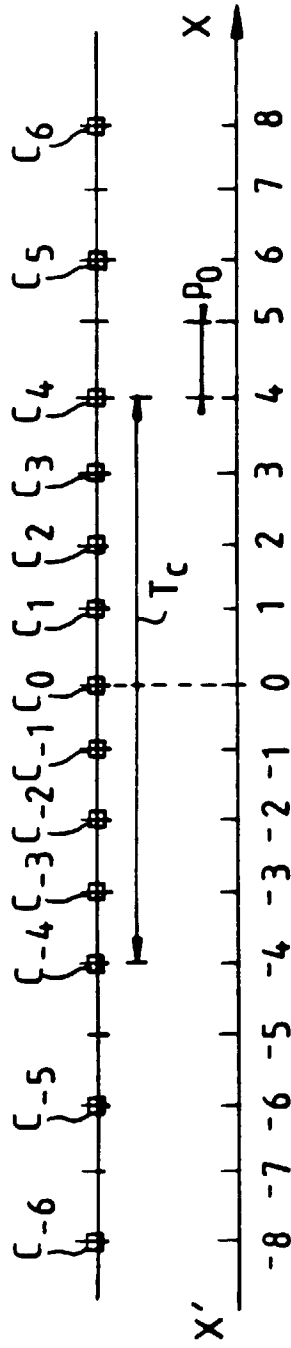


FIG.1

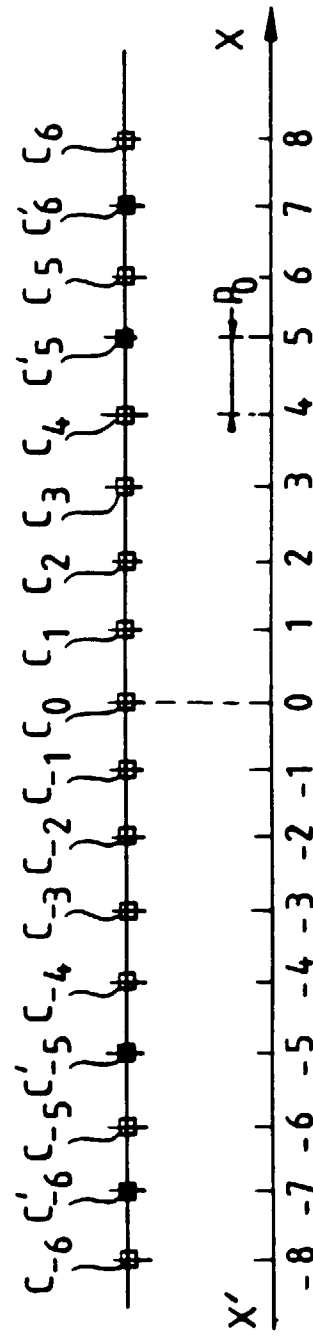


FIG.2



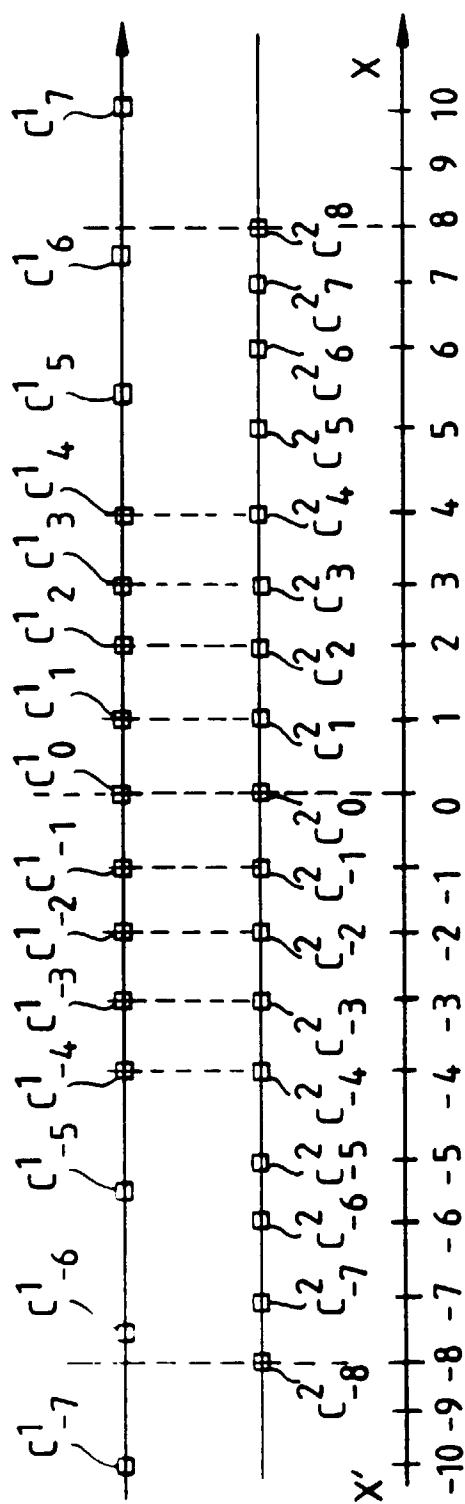
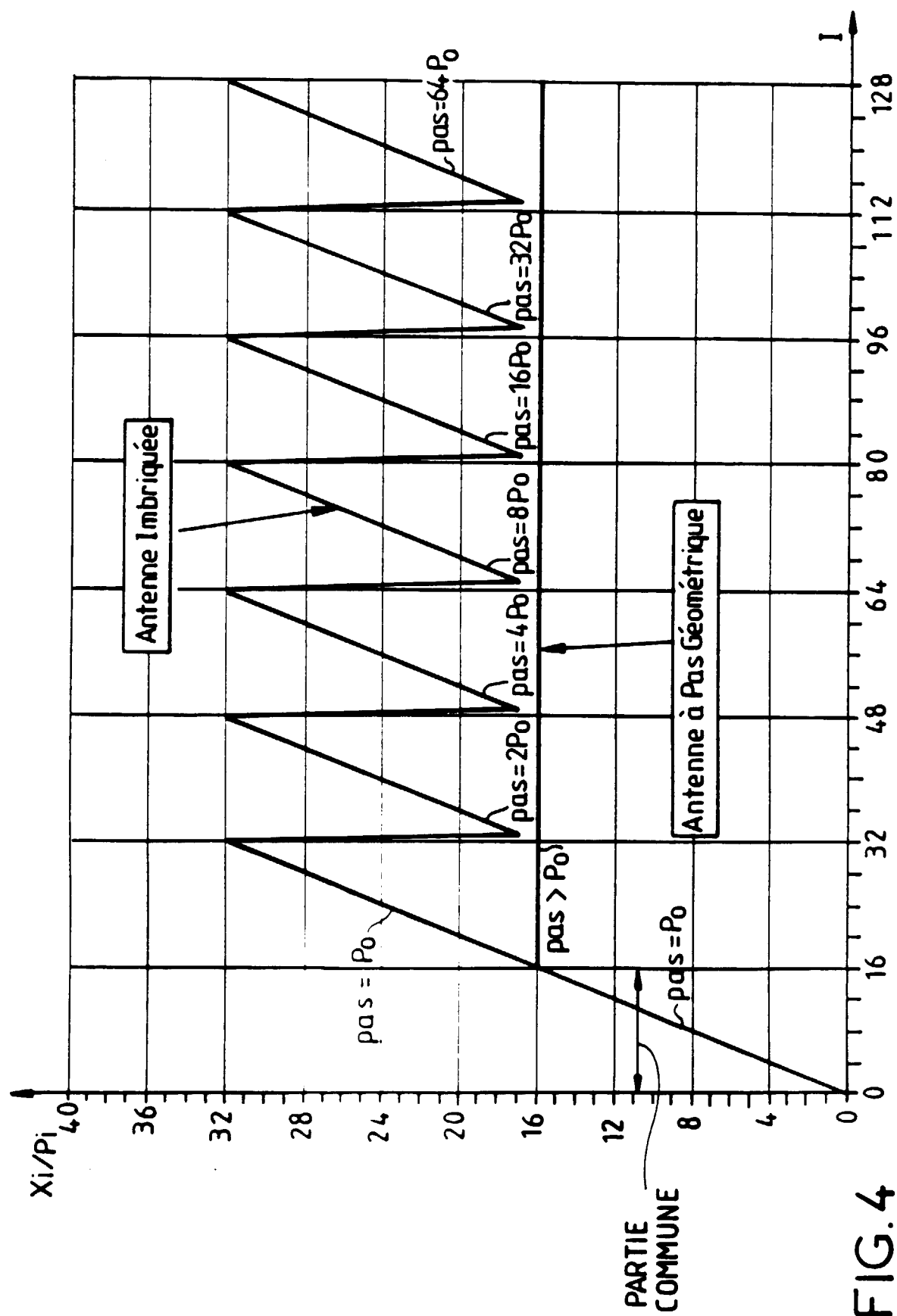


FIG. 3



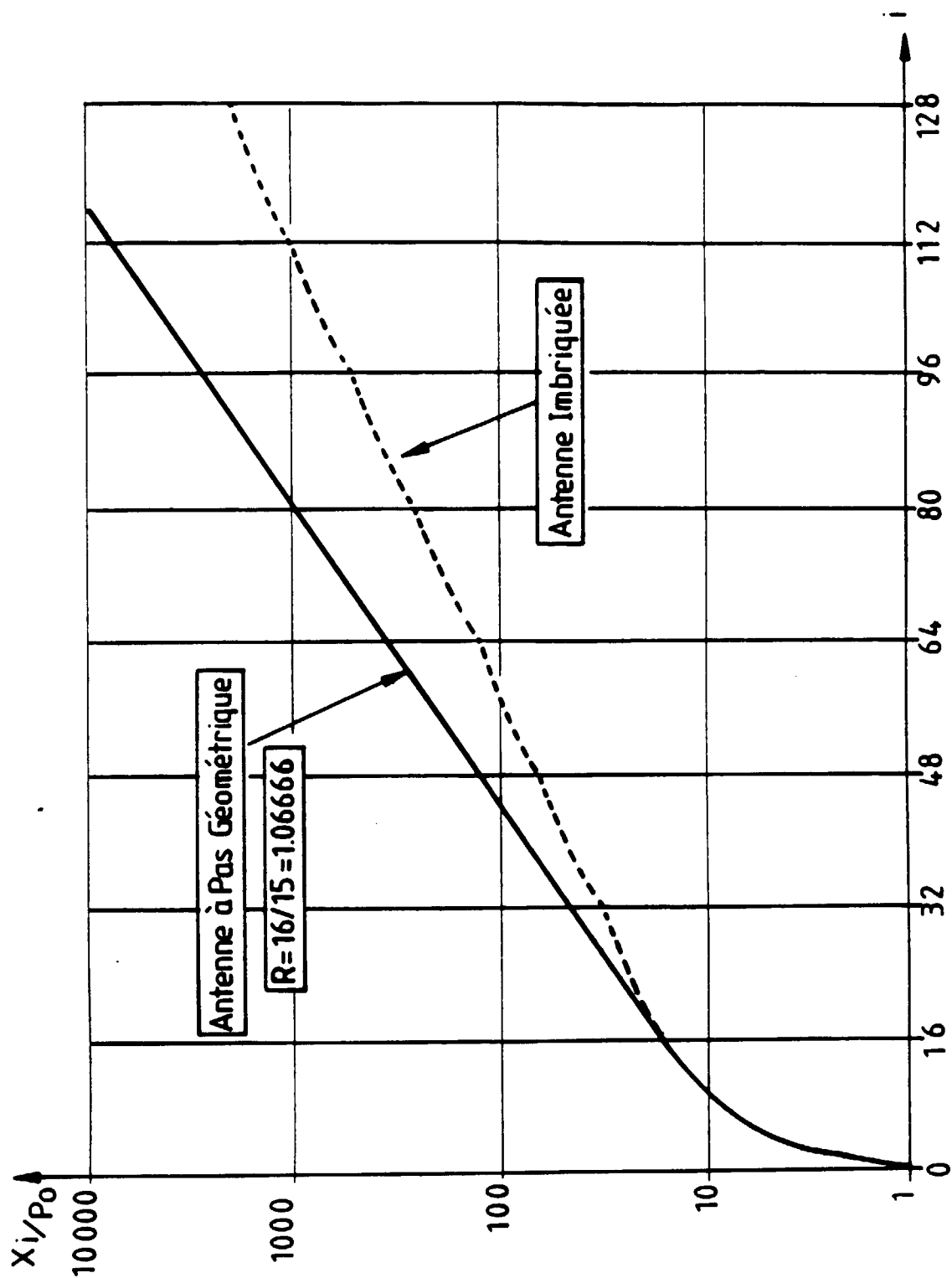


FIG. 5

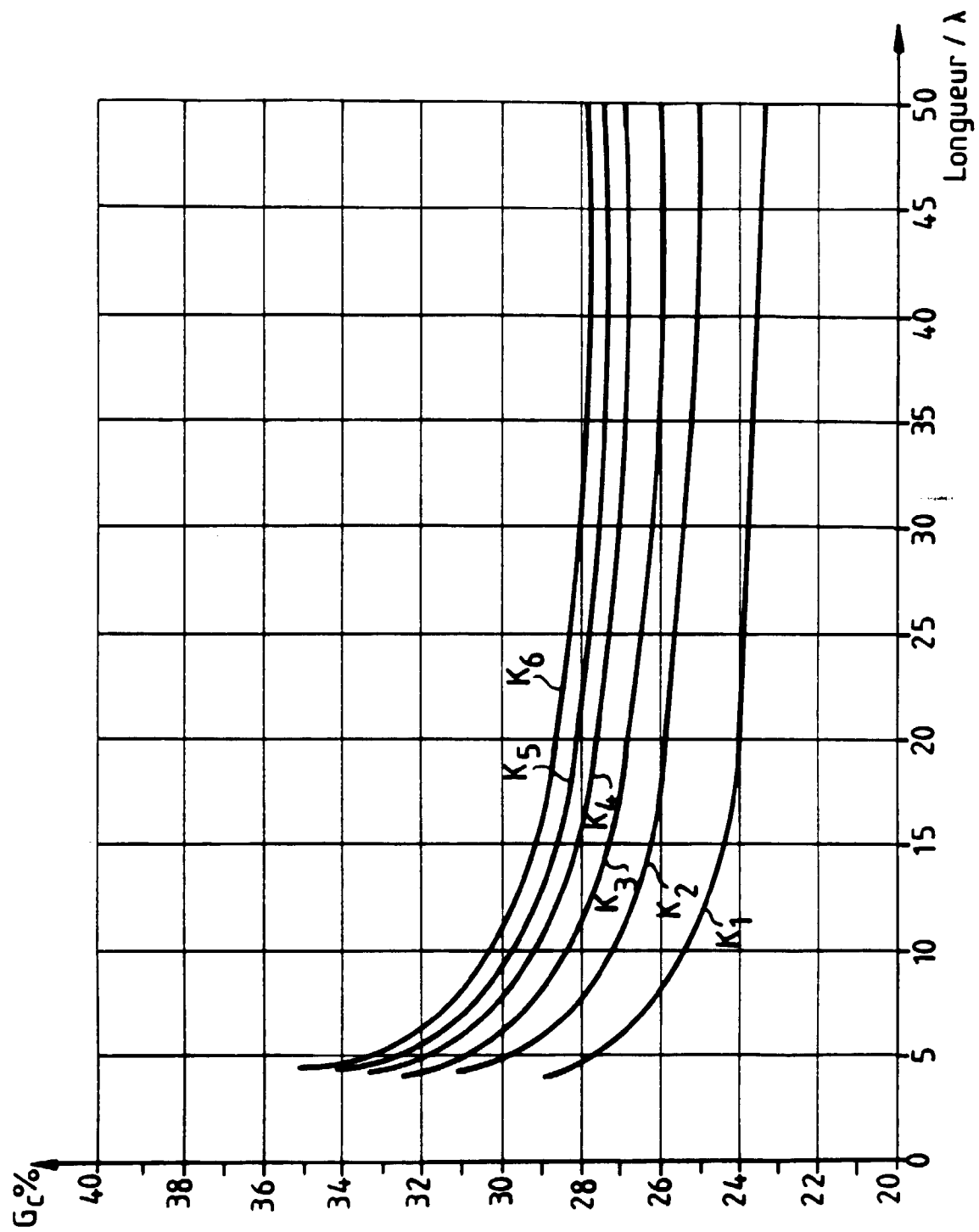


FIG.6

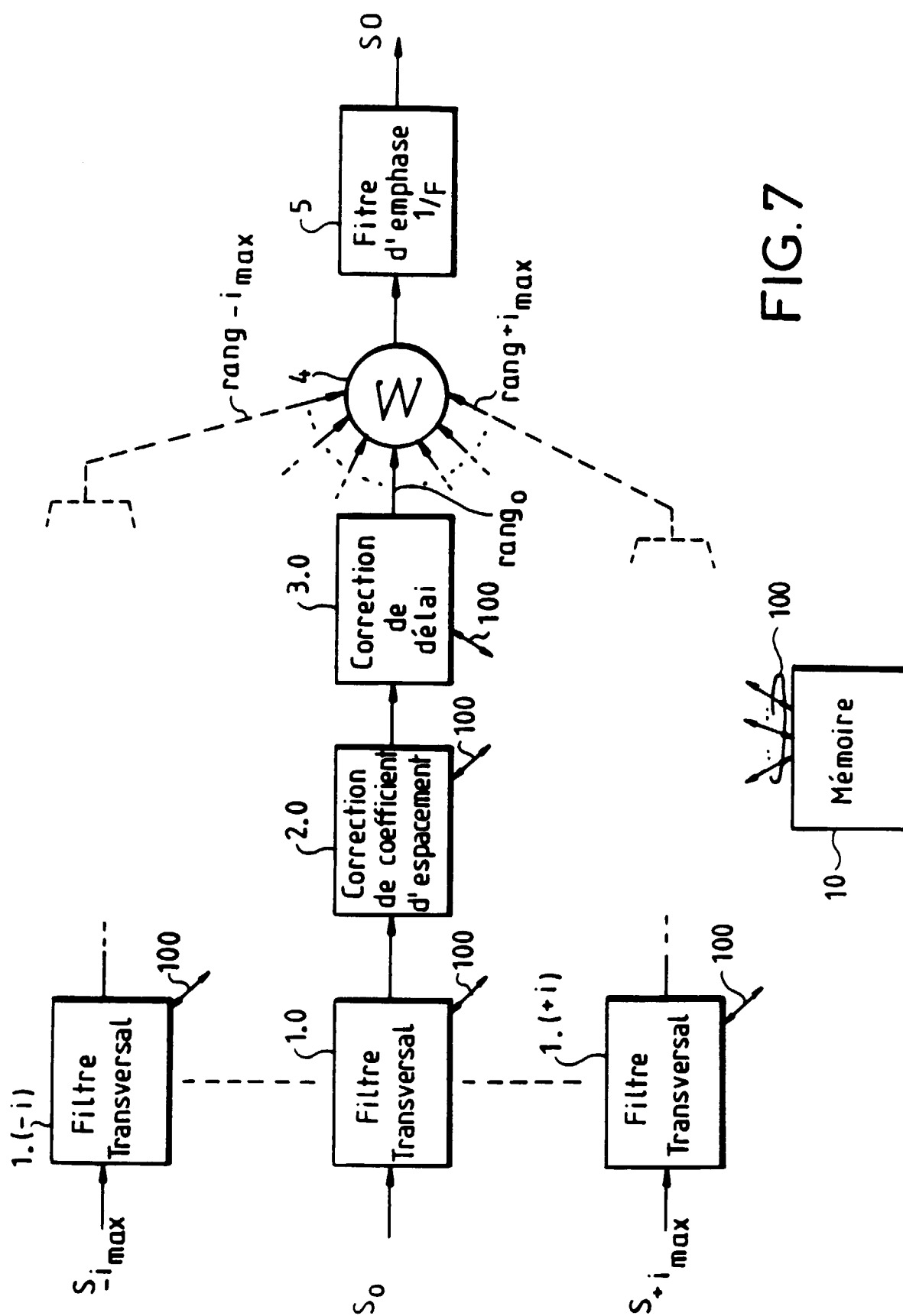


FIG. 7

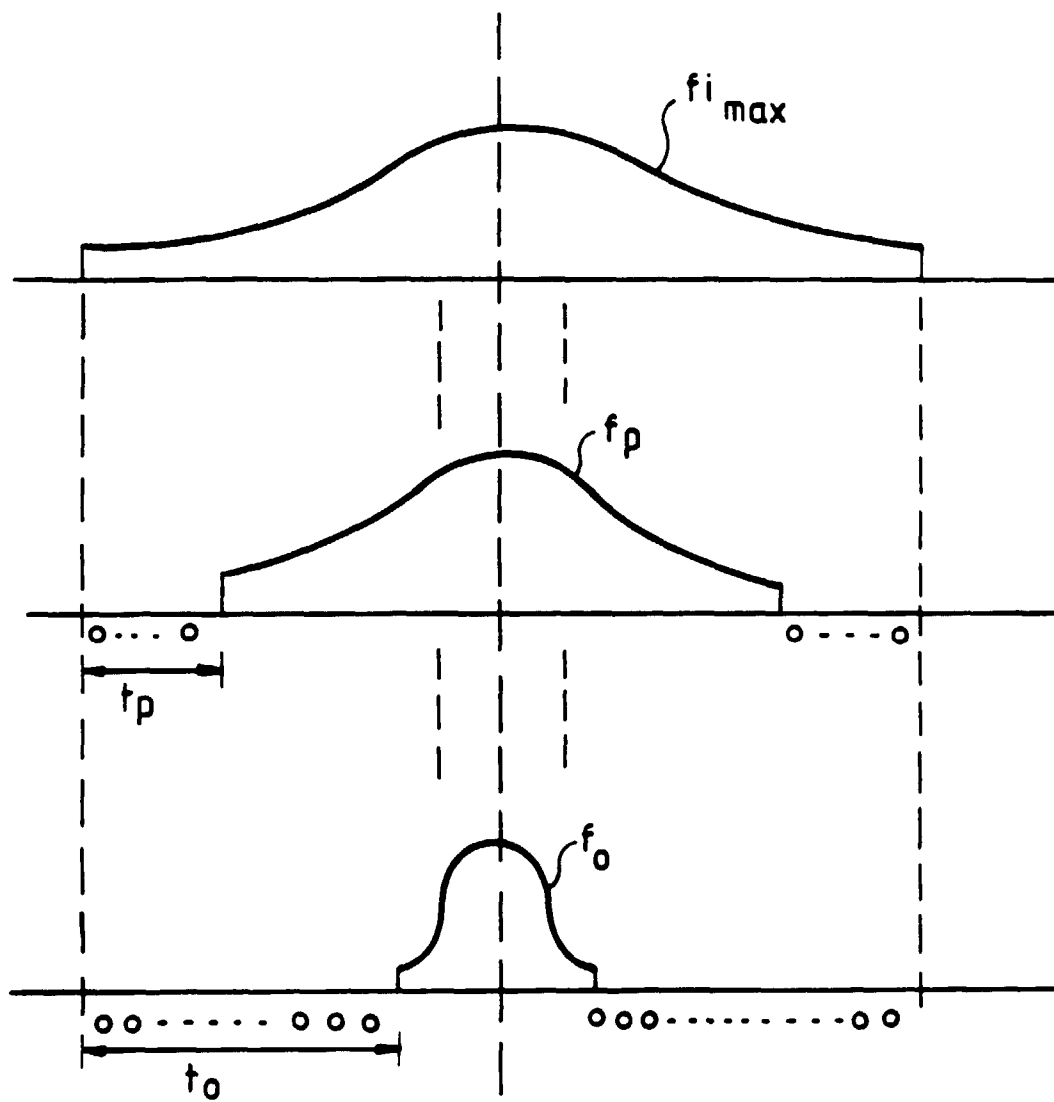


FIG.8