RÉPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

PARIS

(11) N° de publication : **2 478 822**
(A n'utiliser que pour les commandes de reproduction).

A1

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

(21) **N° 80 06043**

(54) **Système de détection active au moyen d'émissions multiples simultanées.**

(51) Classification internationale (Int. Cl.³). **G 01 S 15/00, 13/00.**

(22) Date de dépôt ..... 18 mars 1980.
(33) (32) (31) Priorité revendiquée :

(41) Date de la mise à la disposition du public de la demande ..... B.O.P.I. — « Listes » n° 39 du 25-9-1981.

(71) Déposant : Société dite : THOMSON-CSF, Société anonyme, résidant en France.

(72) Invention de : Pierre Tournois.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire :

La présente invention a pour objet l'augmentation de la résolution des systèmes de détection actifs à émissions aussi bien électromagnétiques, tel RADAR, qu'acoustiques, tel le SONAR.

Dans ces systèmes destinés soit à la détection des cibles, soit à l'extraction, à l'identification ou à la classification de certains paramètres de cibles éventuelles, soit à l'imagerie, le mode utilisé, et particulièrement pour le SONAR, pour "éclairer" le champ angulaire à observer est celui d'une émission cohérente, unique, couvrant tout le champ angulaire à observer, de durée T et de bande b émise autour d'une fréquence porteuse f_o, pendant qu'à la réception, un ensemble de voies angulaires est formé en parallèle pour couvrir ce champ.

La résolution angulaire de ces systèmes est pratiquement celle de l'antenne de réception dont on sait que ses dimensions apportent un facteur limitatif à cette résolution.

Un dispositif d'augmentation de la résolution spatiale de systèmes dans le domaine du SONAR, est décrit dans la demande de brevet français N° 77.38.092, on y trouve une base acoustique linéaire utilisant à l'émission un mode dit interféromètrique consistant à émettre simultanément sur deux transducteurs situés aux extrêmités deux signaux à la même fréquence.

Le résultat de cette émission est la formation dans l'espace de zones alternativement insonifiées et non insonifiées qui convoluées avec des voies préformées à la réception procurent une directivité améliorée d'un coefficient 2, l'existence de ces zones non insonifiées représentent l'inconvénient du procédé.

On y remédie de deux façons distinctes : soit par une seconde émission en simultanée décalée angulairement par rapport à la précédente, mais alors le temps d'exploration est doublé ; soit par deux émissions distinctes en fréquences et simultanées, l'une ayant les caractéristiques de la première émission ci-dessus, l'autre de l'autre émission, mais alors la bande utile est

doublée.

Un autre exemple d'amélioration de la directivité peut être trouvé dans le brevet USA N° 4.119.940-Keating qui utilise également N fréquences à l'émission. Cette invention, qui sépare bien les signaux crées par les différentes fréquences, mais en leur faisant perdre ensuite leur identité liée à leurs différentes fréquences, ne fait pas sur eux de traitement spatio-temporel, n'est ni applicable lors de mouvements relatifs base-objet, ni applicable à des bases non planes.

Le système suivant l'invention rémédie à ces inconvénients. Pour la résolution angulaire, le système proposé est identique à un système formant des voies à la fois à l'émission et à la réception, c'est à dire qu'il procure une résolution angulaire double de celle d'un système ne formant des voies qu'à la réception.

Pour la résolution en distance et en "vitesse Doppler", le système proposé est identique à un système actif classique émettant un seul signal de durée T et de bande B à chaque récurrence, c'est à dire une résolution en distance de $\frac{c}{B}$ et une résolution en fréquence Doppler de $\frac{1}{T}$. c étant la vitesse des ondes.

Pour la cadence d'information, le système proposé est identique à un système émettant un seul signal de durée T et de bande B à chaque récurrence et ne formant des voies fines qu'à la réception.

Par ailleurs, le système possède l'avantage de pouvoir être appliqué à certains matériels existants.

Ces matériels sont ceux dont les sources d'émission sont attaquées par des émetteurs modulaires et dont les formations de voies sont à large bande. L'invention peut alors leur être appliquée : en codant à bas niveau les signaux pilotes des émetteurs, en rajoutant, après la formation de voies de réception existante, un décodage des signaux dans ces voies suivie du recalage temporel des signaux décodés.

Brièvement c'est un système d'émission et réception de détection de cibles par échos comportant :

- des sources $E_1,\ldots, E_M$ formant antenne d'émission de profondeur d, émettant simultanément des ondes modulées par des signaux codés $C_1\ldots, C_M$, les codes étant différents et séparables, des sources réceptrices $H_1,\ldots$

H_N formant antenne de réception recevant des signaux dans une bande totale W, des moyens de traitement des signaux de réception, des moyens d'exploitation des signaux traités, caractérisé par le fait que les moyens de traitement comprennent en coopération :

- des moyens de formation de voies dites de réception dans les directions $\Theta_1,\ldots \Theta_{2.N}$ et de fonctions de directivité $D_1,\ldots D_{2.N}$, des moyens de décodage des signaux de réception, adaptés aux codes $C_1 \ldots C_M$, dans chacune des voies dites de réception, des moyens de formation à la réception de voies dites d'émission, de directions et de fonctions de directivité sensiblement identiques aux voies correspondantes de réception.

D'autres caractéristiques et avantages ressortiront de la description qui va suivre illustrée par les figures qui représentent :

- figure 1, le système de détection à émission simultanée suivant l'invention ;
- figure 2, le synoptique général pour un sonar à base circulaire ;
- figure 3, les schémas de traitement pour un sonar à base circulaire ;
- figure 4, le détail des circuits de la figure 3 ;
- figure 5, une représentation des codes utilisés à l'émission ;
- figure 6, le schéma d'une variante de l'invention ;
- figure 7, donne l'allure de signaux pour la variante de la figure 6.

On considère un ensemble de sources $S_1,\ldots S_P$ dont M sont susceptibles de posséder les fonctions d'émission E_i, $(1 \leq i \leq M)$ et N les fonctions de réception F_s, $(1 \leq j \leq N)$. Ces sources échantillonnent convenablement l'espace de façon que l'on puisse former des voies aussi bien à l'émission qu'à la réception.

La répartition de ces sources peut être quelconque pourvu que l'on en connaisse leurs coordonnées. Les plus employées sont cependant les répartitions tri-rectangulaires, sphériques, cylindriques, circulaires, conformes, etc... Quant à la répartition de l'énergie dans l'espace ou directivité D, résultant de la formation de voies, à l'émission et à la réception, elle est exprimée généralement à l'aide de deux paramètres angulaires $D(\Theta, \phi)$, Θ dans un plan horizontal, ϕ dans un plan vertical.

Ces conditions étant énoncées, l'invention a pour but, l'amélioration de la résolution spatiale du système par la superposition selon sensiblement la

même direction (θ_m, ϕ_n) de la fonction de directivité à l'émission - $D_E(\theta, \phi)$ et de la fonction de directivité à la réception $D_H(\theta, \phi)$ avec la condition $D_E(\theta, \phi) = D_H(\theta, \phi)$ quels que soient θ et ϕ le résultat étant par conséquent une directivité globale $D(\theta, \phi)^2$ amélioré d'un facteur de 2.

Il est connu d'améliorer la directivité par superposition de voies formées à l'émission et à la réception. Mais le traitement des signaux selon l'invention, permet de s'affranchir des inconvénients de l'art connu. Le système proposé repose sur la combinaison des fonctions émission et réception.

Dans le système suivant l'invention sont émis simultanément M signaux codés $C_1, \ldots, C_i, \ldots C_M$ séparables de bande b et de même durée T, à l'aide de M sources $E_1, \ldots E_i, \ldots E_M$ de coordonnées spatiales connues. Les principaux types d'émissions possibles sont par exemple (fig. 5).

1 - M signaux de fréquence pure $f_1, \ldots f_i, \ldots f_M$ de durée T séparés en fréquence de $\frac{1}{T} = b$

2 - M signaux de même fréquence centrale f_o codés dans la même bande b, suivant M codes orthogonaux de durée T avec $bT > M$

3 - M signaux codés dans la même bande b suivant un même code de durée T avec $bT > 1$ et de fréquences centrales différentes séparées en fréquence de la distance b

4 - M signaux codés dans la même bande b suivant Q codes orthogonaux ($Q < M$) de durée T avec $bT > Q$ et de P fréquences centrales différentes ($PQ = M$) séparés en fréquence de la distance b.

En ce qui concerne la réception, elle consiste à recevoir sur N capteurs $H_1, \ldots H_N, \ldots$ les échos provenant des émissions, chaque capteur recevant pendant la récurrence tous les échos provenant des ondes émises par tous les émetteurs E_1, à E_M, ces signaux étant traités en trois étapes :

1) Formation en temps réel c'est à dire en parallèle de toutes les voies de réception V_k de directions (θ_m, ϕ_n) à partir de ces capteurs $H_1, \ldots H_N$, ces voies ayant une certaine directivité $D_H(\theta, \phi)$.

2) Tri par filtrage adapté dans chaque direction (θ_m, ϕ_n), ainsi obtenue, des échos provenant des diverses émissions E_1 à E_M.

3) Formation de voies directives d'émission selon une directivité

$D_E(\theta, \phi)$ sensiblement identique à celle des voies de réception et selon leurs mêmes directions par recalage temporel consistant dans chacune de ces directions (θ_m, ϕ_n) à superposer par des moyens de retards ou de phases appropriés et à sommer en amplitude et en surface pour chaque case distance possible tous les échos ainsi triés.

La figure 1 matérialise ces différentes étapes :

1 représente une antenne, par exemple conforme, c'est à dire épousant la forme de son porteur (étrave de bateau pour un sonar), composée de M sources d'émission E_1 à E_M recevant de M générateurs (non représentés) leurs signaux électriques codés C_1 à C_M selon l'un des codages vus plus haut, et de N sources de réception H_1 à H_N.

Dans les circuits 2 s'effectue la première opération de traitement des signaux consistant à former en parallèle (ou en série si le temps mis pour le faire est inférieur à l'inverse de la bande totale) toutes les voies de receptions dans les directions (θ_m, ϕ_n) nécessaires au système. Cette formation de voies dans la bande W = B (émission) + D, (où D est la variation maximum de fréquence dûe à l'effet Doppler) peut être obtenue :

- soit au moyen de dispositifs apportant les retards appropriés dans le cas où la profondeur d de l'antenne, c'est à dire le trajet parcouru par les ondes pour atteindre tous les capteurs de l'antenne dans la direction (θ, ϕ), le plus incliné des voies formées.

- soit au moyen de dispositifs apportant les déphasages appropriés dans le cas où cette profondeur est inférieure $\frac{c}{W}$ sur chacun des signaux issus des capteurs $H_1, \ldots H_N$, cette opération étant faite un nombre p différent de fois correspondant à p directions (θ_m, ϕ_n) distinctes.

On trouve alors, à la sortie du circuit 2, p voies formées $V_1, \ldots V_k, \ldots V_p$, chacune contenant tous les échos provenant de tous les émetteurs E_1 à E_M.

Les signaux de chacune des voies, telle que V_k sont appliqués à un circuit tel que 3.k, où s'effectue la deuxième opération de traitement des signaux consistant dans chaque direction de réception (θ_m, ϕ_m) obtenue précédemment, à trier les échos selon les points de l'espace d'émission qui sont à l'origine de leur création. Ceci est rendu possible par le codage des émissions qui personnalisent les émetteurs $E_1, \ldots E_M$. Ce tri s'effectue à l'aide de filtres adaptés aux codes d'émission compte tenu de l'effet Doppler

des cibles. Un exemple simple de filtre adapté peut être donné dans le principe du codage 1 donné plus haut (fréquences pures, de durée T, séparés en fréquence de la distance $\frac{1}{T}$) : l'opération de tri derrière chacune des voies de réception ($V_k(\Theta, \phi)$ consiste alors en une analyse spectrale de résolution $\frac{1}{T}$ dans une bande totale $W = M \times \frac{1}{T} + D$, D prenant en compte tous les mouvements relatifs possibles des objets à observer. Ce tri des signaux aux différentes fréquences peut être obtenu :

- soit analogiquement par l'emploi de M + DT = R simples filtres passe-bande en parallèle séparés en fréquence de $\frac{1}{T}$ (informations simultanées) ou par l'emploi de transformateurs de Fourier à lignes à retard dispersives. Ce genre de traitement est décrit dans : "Use of Dispersive Delay line for Signal Processing in Underwater Acoustics". - P. TOURNOIS and J.BERTHEAS ; JASA 1969 pp 517-531 et Colloque International sur le Radar - C. LARDAT - Paris Déc. 70 pp 303-316 ;

- soit numériquement par un traitement tel qu'une transformée de Fourier Rapide (F.F.T. en terminologie anglo-saxonne) de résolution $\frac{1}{T}$. Un tel traitement est décrit dans le brevet français N° 2.082.030 et dans l'article "Description et Application de l'Analyseur FFT TSM 4040" - Revue Technique THOMSON-CSF septembre 1973, pp. 595-624 de DELEPINE. (informations temporelles).

On retrouve à la sortie des circuits 3.1, 3.2, - 3.p et par voie de réception, R sorties différentes, autant qu'il y a de canaux analysés dans toute la bande (la figure 1 n'en représente que M,c'est à dire le cas sans Doppler).

Un autre exemple de filtre adapté peut également être donné dans le deuxième codage où tous les signaux sont émis à la même fréquence centrale mais selon les codes $C_1, \ldots C_i, \ldots C_M$ séparables dits orthogonaux. Le rôle de ce filtre consiste à comparer les différents codes reçus avec le code C_i qu'il a en mémoire. La comparaison fournissant un signal dit de corrélation maximum lorsque le signal reçu contient le code C_i parmi tous les autres, minimum lorsqu'il ne le contient pas.

Ce filtre adapté est un corrélateur. (Un tel traitement décrit dans l'ouvrage "Digital Communications" de S.W. COLOMB (Prentice Hall) avec des exemples de codes orthogonaux.

Dans ce deuxième exemple, le tri des signaux reçus sera donc effectué, derrière chacune des voies de réception par R corrélateurs, autant qu'il y a de codes différents dans la bande totale W = b + D, des signaux reçus.

Le troisième codage correspond à un double codage : selon M fréquences et à l'intérieur de chacune des fréquences.

Le filtre adapté est réalisé par une analyse spectrale suivie d'un filtre unique adapté à l'unique code. Si ce code est par exemple celui d'une émission modulée linéairement en fréquence, le corrélateur sera un filtre à loi de retard adaptée (un tel traitement est décrit dans l'article déjà cité "Use of Dispersive Delay line...)

Le quatrième codage est un mélange des codages précédents. Son intérêt réside dans la diminution de la bande exigée par exemple par le type du troisième codage. On peut par exemple diviser par deux cette bande en plaçant deux codes orthogonaux sur chacune des fréquences f_1 à $f_{M/2}$, modulés linéairement en fréquence l'un selon les fréquences croissantes, l'autre selon les fréquences décroissantes.

Par les circuits 4.1,... 4.k,... 4.p s'effectue la troisième opération de traitement des signaux de réception consistant en une reconstruction algébrique des voies d'émission. Cette reconstruction algébrique est obtenue, comme pour la formation des voies de réception vue plus haut, par introduction de retards Z_i ou de phase $\psi_i = \omega_o Z_i$ différents, non plus sur les signaux issus des sources de réception $H_1,....H_N$ mais sur les signaux triés précédemment et correspondant à l'effet du Doppler près, aux sources $E_1,.....E_M$ et ceci pour chacune des directions (Θ_m, ϕ_n) des voies de réception.

Le traitement dans les circuits 4.1,....4.p correspond physiquement à deux effets :

- un effet spatial de "directivité à l'émission" puisque le recalage n'est valable que pour une direction donnée ;

- un effet temporel de "compression d'impulsion" dont l'explication peut être donnée plus facilement si l'on considère les signaux émis selon le premier codage). En effet l'enveloppe de la superposition ou "recalage" et de la somme algébrique de N signaux de fréquences pures distinctes; distantes

de $\frac{1}{T}$ dans une bande $B = \frac{N}{T}$ est rigoureusement identique à un signal bref en $\frac{\sin BT}{BT}$ de durée $\frac{1}{B}$ c'est à dire N fois plus courte que le signal d'origine.

Un objet en éloignement ou en rapprochement de vitesse radiale V, décale, en première approximation si $V << c$, la fréquence d'émission f_i de la quantité $\pm \frac{2V}{c} \times f_i = D$.

D'une façon plus générale, cette translation de fréquence va se traduire par une perturbation sur les codes reçus allant jusqu'à un résultat nul de la convolution avec les filtres adaptés.

Dans le cas du premier codage la translation de fréquence provoque une rotation angulaire apparente des sources d'émission et la direction des voies d'émission formées peut ne plus correspondre avec la direction des voies de réception formées. C'est le problème de la sensibilité à l'effet Doppler.

La solution consiste à adopter un type de code d'émission une géométrie des sources d'émission-réception, une répartition fréquentielle moins sensible à l'effet Doppler et à utiliser un plus grand nombre de filtres adaptés, à la limite un par pas de résolution en Doppler.

La figure 2 représente le synoptique d'une réalisation particulière de l'invention appliquée à un sonar dit panoramique, car susceptible de scruter tout l'horizon, dont on veut améliorer d'un facteur 2 par rapport à l'art antérieur la directivité des voies formées.

Une base circulaire 12 contient N colonnes de transducteurs telles que T_i qui sont reliés à des circuits de commutation émission/réception 7. Les signaux reçus sont appliqués aux circuits de formation des voies 8. On y retrouve les éléments de la figure 1 adaptée au cas du premier codage. Chacune de ces voies formées dans le circuit 8 étant analysée en fréquence par les circuits 9.1,...9.k,...9.2N, les échantillons de fréquence étant ensuite recalés temporellement et superposés dans les circuits de formation de voies d'émission 10.1,... 10.2N qui fournissent les échantillons Doppler successifs d'une voie (émission + réception) donnée, visualisée par le système d'exploitation en 11.

On a représenté sur la figure 2, la forme des signaux obtenus à la sortie des circuits 8, 9.1,..., 9.2N,..., 10.1,....10.2N.

A la sortie du circuit de formation de voies 8, on obtient S_1,...., S_k,....,

S_{2N} qui sont les signaux des voies formées $V_1(\Theta)$,.., $V_k(\Theta)$,..., $V_{2N}(\Theta)$. On a supposé que la cible se trouvait dans la direction correspondant à la voie $V_k(\Theta)$, les autres signaux ne représentent que du bruit.

A la sortie du circuit d'analyse spectrale 10.k on trouve R canaux d'analyse fréquentielle, dont seulement M contiennent un signal utile, les autres R-M représentent également du bruit. Ces M signaux utiles sont décalés temporellement selon la géométrie de la base 12 des temps tels que z_i.

A la sortie du circuit 10.k de formation de voies d'émission, les M signaux utiles précédents sont recalés temporellement pour compenser ces retards tels que z_i dans la direction de voie $V_k(\Theta)$.

Par suite de la nature de codage en fréquence, la durée des signaux obtenue dans une des voies Doppler $d_{j,k}$ à la sortie du circuit 10.k est comprimée dans le rapport BT et son amplitude est augmenté dans le rapport $\sqrt{BT}$. La voie Doppler $d_{j,k}$ correspond à la vitesse de la cible détectée dans la voie $V_k(\Theta)$.

La figure 3 représente le synoptique détaillé de la réalisation préférée pour le montage de la figure 2. La base acoustique cylindrique 12 est composée de N colonnes identiques. Les colonnes émettent (fonctions E_1,... E_i,...E_N) et reçoivent (fonctions H_1,...H_i,...H_N) alternativement.

Toutes les émissions sont simultanées de durée T, de bande $b = \frac{1}{T}$, les fréquences pures f_1,...f_i,...f_N générées par les générateurs 14 étant appliquées respectivement aux colonnes. Il s'agit donc du mode d'émission par le premier codage.

Les commutateurs 7 aiguillent les signaux d'émission vers les colonnes respectives et les signaux de réception H_1,...H_i,...H_N vers les chaines de réception, une par colonne, constituées par des circuits 81, 82, 83 et 84. Le circuit 81 représente un préamplificateur-régulateur de niveau. Le circuit 82 est un filtre passe-bande de largeur : B + D, le circuit 83 représente un changeur de fréquence destiné à ramener la fréquence centrale $f_o = \frac{f_1 + f_2}{2}$ autour de la fréquence zéro c'est à dire à transferer le spectre de réception en bande dite "de base", où l'on transmet séparément les parties réelle et imaginaire du signal. Ces deux composantes diphasées de $\pi/2$ sont nécessaires pour perdre à la fois les informations d'amplitude et de phase

des signaux reçus.Cette opération, non obligatoire dès la formation des voies de réception dans le circuit 86 est réalisée en vue du produit complexe.

Un filtre passe-bas 84 filtre les produits d'inter-modulation obtenus au-delà de la bande $\frac{B + D}{2}$. Le circuit échantillonneur-multiplexeur 85 travaille à la fréquence d'horloge $F_E = 1{,}25\ (B + D)$ supérieur à la fréquence fixée par le théorème de Shannon. A la sortie de 85 les échantillons des signaux transposés des colonnes successives sont introduits dans le dispositif à transfert de charges (D.T.C.) 86, de formation des voies de réception par interpolation. Le principe employé dans ce dispositif est décrit dans le brevet français N° 78.21.968. Seule la disposition respective des cellules mémoires est différente par rapport à la description contenue dans le brevet pour tenir compte du fait que la fréquence d'échantillonnage sous-échantillonne spatialement l'onde acoustique vis-à-vis de la profondeur de l'antenne. La formation de voies à bande étroite, est donc en réalité une formation de voies en phase, la phase correcte étant obtenue par interpolation sur 8 échantillons successifs d'une même colonne.

L'interpolation permet également de former 2 N voies, c'est à dire d'en former deux fois plus que le nombre de colonnes. Cette fonction est également décrite dans le brevet cité. Etant donné l'augmentation de résolution angulaire apportée par la présente invention, le nombre de voies N suivant l'art antérieur est ici doublé, c'est à dire qu'il passe à 2N.

On trouve alors à la sortie des dispositifs 86 les échantillons analogiques successifs des voies formées correspondant aux directions $\Theta_1, \ldots, \Theta_k, \ldots \Theta_{2N}$ aux tours successifs d'exploration de l'horizon.

Le circuit 87 est un convertisseur analogique-numérique où les échantillons analogiques précédents sont convertis en échantillons numériques sur 8 bits. Le circuit un démultiplexeur 88 a pour rôle de remettre en parallèle les signaux des 2N voies formées précédemment en série. L'ensemble 91 est une mémoire numérique de mémoire à accès aléatoire de type RAM composée de 2N mémoires telles que 91.k où $1 < k < 2N$ destinées à conserver une durée $T' = T + \frac{d}{c}$ des échantillons successifs d'une même voie $\Theta_k, \frac{d}{c}$, d étant la profondeur d'antenne déjà définie. Chaque mémoire 91.k est double, $(91.k)_R$ et $(91.k)_I$ remplies simultanément par les démultiplexeurs 88. Le nombre d'éléments mémoire dans chacune d'elle est $F_E.T'$. Cette durée T'

de longueur de signal mise en mémoire permet de réaliser dans le calculateur 92 une transformée de Fourier rapide (F.F.T.) de résolution fréquentielle $\frac{1}{T}$. La raison de la présence du circuit multiplieur 61 sera mieux comprise en se rapportant à la fig. 4 qui donne le détail des blocs tels 9.k et 10.k forment l'ensemble 13 de la figure 2, dans lesquels s'effectuent les opérations respectives d'analyse fréquentielle et de recalage temporel des émissions. Le circuit 91 est la mémoire déjà nommée.Le dispositif de transformée de Fourier rapide 92 calcule les échantillons successifs du spectre des fréquences contenues dans la tranche T du signal reçu par la voie de réception $V_k(\Theta)$. Ces fréquences successives sont transformées en signaux analogiques dans le convertisseur analogique-numérique 101 et envoyés dans un circuit 102 de formation des voies d'émission par recalage temporel de ces signaux fréquentiels.

Cette formation de voie d'émission peut être effectuée par exemple par un composant à D.T.C. puisque le recalage dépend, comme pour la formation de voies de réception, de la géométrie de l'antenne. Or, nous avons vu que dans notre réalisation, fonctionnant à bande étroite, la formation de voies était en réalité un simple recalage de phase.Cette formation de voies d'émission dans le domaine fréquentiel est donc une simple convolution fréquentielle entre le spectre $g_k(\omega)$ reçu de la direction Θ_k et le spectre $h_k(\omega)$ conjugué complexe du spectre et de l'ensemble des signaux émis à l'infini dans le milieu et dans la même direction. La relation connue (théorème de Plancherel) permet de passer d'une convolution dans l'espace des fréquences à un produit simple dans l'espace temporel. Si en effet $G_k(t)$ et $H_k(t)$ sont les transformées de Fourier des fonctions respectives $g_k(\omega)$ et $h_k(\omega)$ on a alors $T.F(G_k(t).H_k(t)) = g_k(\omega) \simeq h_k(\omega)$ relation qui montre que l'opération de convolution effectuée dans le circuit 102 après la transformée de Fourier effectuée par le calculateur 92, peut être remplacée par une simple multiplication temporelle, effectuée terme à terme en amont de cette transformée de Fourier.

Le circuit 61 de la figure 3 est donc composé, pour chaque voie $V_k(\Theta)$ de deux mémoires numériques, type à lecture mémoire morte programmable PROM 611.k et 612.k et de circuits multiplieurs 613.k et 614.k. Les mémoires 611.k et 612.k contiennent respectivement la partie réelle et la

partie imaginaire de la réponse impulsionnelle du filtre adapté aux différents codes superposés émis dans la direction Θ_k. Ce signal temporel mis en mémoire n'est d'ailleurs autre que le signal physique $S(\Theta_k, t)$, mais retourné dans le temps, reçu en un point éloigné de la base acoustique 12 dans la direction Θ_k et transposé en bande de base. Il ne dépend donc que :

- du code émis sur chacune des colonnes ;
- de la géométrie des colonnes par rapport à la direction Θ_k, géométrie qui a introduit les divers déphasages dans cette direction ;
- éventuellement, une fenêtre de pondération de la fonction mémorisée.

Le nombre de cellules des mémoires 611.k et 612.k est la même que celui des mémoires 91. Les $T.F_E$ échantillons des mémoires 91 sont sortis et multipliés terme à terme par les $T.F_E$ échantillons des mémoires 611.k et 612.k dans les multiplicateurs des parties réelles et imaginaires 613.k et 614.k.

Dans les calculateurs 92.k se trouvent les opérateurs de Transformée Rapide de Fourier travaillant sur $T.F_E$ points à la récurrence d'analyse de $\frac{T}{N}$.

Il a été représenté sur la figure 3 autant de calculateurs F.F.T que de voies de réception. La vitesse de calcul de ces opérateurs permet cependant d'affecter séquentiellement à un seul opérateur le travail de calcul de plusieurs voies de réception,quatre par exemple.

Les échantillons obtenus à la sortie des calculateurs 92 représentent les parties réelle et imaginaire de l'analyse fréquentielle des signaux d'une voie donnée après sa double formation. Ce sont donc les canaux Doppler en série obtenus au pas fréquentiel de $\frac{1}{T}$. Leur nombre est D.T.

-Dans le circuit de calcul 103 est effectué le calcul du carré des modules des parties réelles R et imaginaires I. de ces échantillons fréquentiels Doppler.

Le dispositif d'exploitation par visualisation reçoit les 2N voies de réception/émission avec les informations dans chaque voie, de la distance et de la vitesse des cibles.

La visualisation utilise un tube couleur présentant l'image (Θ, distance) en mode B. L'information Doppler est appliquée au signal de chrominance.

Dans une réalisation préférée on a les caractéristiques suivantes :

Diamètre de la base acoustique	$\Phi \simeq 2,5$ m
Nombre de colonnes	$N \simeq 32$
Durée d'émission	$T \simeq 0,3$ s
Fréquences	$f_i \simeq 3500 - 53$ Hz
Bande d'émission	$B \simeq \frac{N}{T} \simeq 106$ Hz
Bande Doppler à v ≃ 30m/s	$D \simeq + 140$ Hz soit 280 Hz
Bande totale	$W \simeq B + D \simeq 386$ Hz
Fréquence d'échantillonnage par colonne	$F_E \simeq 426$ Hz
Chemin parcouru par l'onde entre deux échantillonnages	$\frac{c}{F_E} \simeq 3,50$ m (à comparer à Φ)
Nombre de cellules des mémoires (91.k)	$T.F_E \simeq 828$ éléments
Temps de récurrence de l'analyse FFT	$\frac{T}{N} \simeq 9,4$ ms
Nombre total de calculs FFT/seconde	$\frac{2.N^2}{T} \simeq 6827$ FFT/s
Nombre d'opérations élémentaires dans un FFT	$\frac{T.F_E}{2} \simeq \log_2(TF_E) \simeq 448$
Nombre total d'opérations élémentaires dans un FFT	$\simeq 6827 \times 448 \simeq 3.058.496$/s
Nombre de circuits calculateurs 92 FFT de cycle 1,3µs	$\simeq 4$
Nombre de canaux Doppler	$DT \simeq 84$.

Selon une variante de l'invention les deux opérations réalisées dans les circuits tels que 3.k et 4k respectivement de filtrage adapté aux émissions et de formation de filtrage adapté aux émissions et de formation des voies d'émission peuvent être remplacées par une seule opération réalisée par un dispositif de convolution du signal reçu dans chacune des voies avec la copie de la somme des signaux émis à l'infini dans la direction correspondant à

cette voie, et renversé dans le temps.

La figure 6 montre le synoptique général de cette variante de l'invention qui remplace l'ensemble du traitement effectué par les circuits 9.1,...9.2N et 10.1....., 10.2N.

Les mémoires 15.R et 15.I qui sont des mémoires adressables de type RAM dans lesquelles les signaux réels et imaginaires reçus dans les voies formées sont écrits selon des colonnes et relus selon des lignes, une ligne correspondant à une voie. L'adressage des signaux à l'écriture et à la lecture est effectué par le circuit 16. L'écriture est effectuée à la même fréquence que la fréquence de sortie des échantillons du circuit de formation des voies 86.

La durée du signal mis en mémoire dans chaque ligne est $T' = T + \frac{d}{c}$. La lecture de ces lignes est effectuée à une fréquence H_1 plus rapide de telle façon que le signal de durée T' de bande $\frac{1}{T'}$ occupe maintenant une bande $\frac{K}{T'}$.

Les signaux des lignes correspondants aux voies formées subissent une conversion numérique/analogique dans les circuits 17.R et 17.I puis sont mis sur une porteuse F_1 par le modulateur complexe 18 qui reçoit les composantes $\sin(2\pi F_1.t)$ et $\cos(2\pi F_1.t)$. Le signal $V_1(t)$ issu de ce modulateur est envoyé sur un dispositif analogique de convolution 19 qui est préférentiellement un dispositif à ondes élastiques tel que décrit dans Proceeding International Seminar on Component Performance and System-Application of SAW Devices de E.C.S. Paige PP 167-180, 1973 (IEE Publication) ou bien dans Proceedings I.E.E.E. de P. Deframld et C. Manfeld p748, mai 1976.

La fréquence centrale de ce convoluteur est F_1 et sa bande est $\frac{K}{T'}$.

Ce convoluteur reçoit par ailleurs la copie de convolution $V_2(t)$ définie plus haut et correspondant à la même direction. Il fournit un signal C(t) qui est démultiplexé par le circuit 20 à la sortie duquel on obtient les diverses voies formées en parallèle, chacune des voies contenant en série les trois échantillons dans chaque canal Doppler. Ces signaux sont exploités par le dispositif de visualisation 11 de la figure 3.

Le signal $V_2(t)$ est obtenu à partir des mémoires 21.R et 21.I qui contiennent sous forme numérique les copies transposées en bande de base, des signaux émis à l'infini et retournés dans le temps. Ces signaux sont rangés en ligne, chaque ligne correspondant à une direction donnée.

Cette mémoire est du type mémoire morte programmable (PROM en terminologie anglo-saxonne).

Ces informations sont lues par lignes, chaque ligne étant lue R fois, R étant le nombre de voies Doppler. L'adressage est effectué par le circuit 22 à la cadence H_2.

Les informations lues dans les deux mémoires 21.R et 21.I sont converties en signaux analogiques pour les circuits 22.R et 22.I et mis sur une porteuse à la fréquence F_2 par le circuit 23, identique au circuit 18.

La fréquence porteuse F_2 et la fréquence d'horloge H_2 sont générées respectivement par les générateurs 24 et 25 de type oscillateurs à fréquence contrôlée par tension (VCO en terminologie anglo-saxonne) la forme de cette tension étant représentée figure 7.

Le fonctionnement de l'ensemble du dispositif représenté figure 6 est le suivant : à chaque ligne lue dans les mémoires 15.R et 15.I et introduite dans le convoluteur 19 à la porteuse F_1 et la cadence H_1 fixes correspond la ligne homologue des mémoires 21.R et 21.I introduite dans le convoluteur 19 à la fréquence porteuse F_2 et à la cadence H_2 variables, cette fréquence et cette cadence étant changée R fois. Dans chaque mémoire les lignes homologues sont donc lues R fois la première à fréquence et cadence fixes, la seconde à fréquence et cadence variables.

L'amplitude de variation de cette fréquence et de cette cadence autour de F_2 et H_2 sont respectivement :

$$\Delta F_2 = K.f_o.\frac{4vmax}{c}$$

$$\Delta H_2 = H_1 \times \frac{4Vmax}{c}$$

Cette variation étant obtenue par R sauts égaux et Vmax représentant la vitesse maxima de la cible. Préférentiellement, on prend $Kf_o = F_1$.

Les variations ΔF_2 et ΔH_2 au cours des lectures successives d'une même ligne produisent des copies des signaux d'émission affectés d'un effet Doppler. Il s'en résultera donc un signal dans la voie Doppler correspondant à la vitesse de la cible.

On a décrit ainsi des systèmes de détection permettant avec une antenne de dimensions données, de gagner sur la résolution angulaire.

Bien entendu cette description n'a été donnée à titre indicatif pour le

SONAR. La présente invention s'applique à un RADAR dont l'antenne tournante aura été remplacée par des sources fixes réparties sur une onde. Dans ce cas, ce système permet non plus de gagner sur la résolution angulaire, mais sur la cadence d'information comme le nombre de voies formées.

REVENDICATIONS

1. Système de détection par écho à directivité ou à cadence d'information améliorée comportant des sources $E_1,...,E_M$ formant antenne d'émission de profondeur d, émettant simultanément des ondes modulées par des signaux codés $C_1,...C_M$, les codes étant différents et séparables, des sources réceptrices $H_1,...H_N$ formant antenne de réception recevant des signaux dans une bande totale W, des moyens de traitement des signaux de réception, des moyens d'exploitation des signaux traités, caractérisé par le fait que les moyens de traitement comprennent en corrélation des moyens de formation de voies dites de réception (2) dans les directions $\Theta_1,.... \Theta_{2.N}$ et de fonctions de directivité $D_1,...D_{2.N}$, des moyens de décodage des signaux de réception, adaptés aux codes $C_1,...C_M$, dans chacune des p voies de réception (3.1, 3.2....3.p), des moyens de formation à la réception de voies dites d'émission (4.1, 4.2,...4.p) de directions et de fonctions de directivité sensiblement identiques aux voies correspondantes de réception.

2. Système de détection suivant la revendication 1, caractérisé par le fait que les moyens de formation de voies d'émission effectuent un recalage temporel des signaux décodés, spécifique des directions $\Theta_1,...\Theta_{2N}$ et de la géométrie des sources d'émission.

3. Système de détection suivant les revendications 1 et 2, caractérisé par le fait que les signaux d'émission sont constitués par M signaux simultanés de fréquences pures $f_1,....f_M$ de durée T et de bande b tels que $bT = 1$, séparés en fréquence de $\frac{1}{T}$, les moyens de décodage réalisant une analyse spectrale.

4. Système de détection suivant les revendications 1 et 2, caractérisé par le fait que les signaux d'émission sont constitués par M signaux simultanés de même fréquence centrale, codés selon M codes séparables de durée T et de bande b tels $bT < M$, les moyens de décodage (3.1, 3.2,...3.p) réalisant la convolution entre les signaux d'une voie et les M copies des codes émis.

5. Système de détection suivant les revendications 1 et 2, caractérisé par le fait que les signaux d'émission sont constitués par M signaux simultanés de fréquences centrales $f_1,...,f_M$, codés selon un même code, de

durée T et de bande b tels que $b,T < 1$, séparés en fréquence de b, les moyens de décodage réalisant une analyse spectrale suivie d'un convoluteur avec la copie du code unique émis.

6. Système de détection suivant les revendications 1 et 2, caractérisé par le fait que les signaux d'émission sont constitués par M signaux simultanés de P fréquences $f_1,....f_P$ ($P < M$), chaque fréquence étant constituée de Q codes ($P.Q = M$) séparables, les mêmes Q codes se retrouvant à chacune des fréquences, de durée T et de bande b tels que $bT < Q$, les moyens de décodage réalisant une analyse spectrale suivie d'une convolution avec les Q copies des codes émis.

7. Système de détection suivant les revendications 1 et 2, caractérisé par le fait que les moyens de recalage temporels suivent les moyens de décodage des signaux reçus.

8. Système de détection suivant les revendications 1 et 2, caractérisé par le fait que la profondeur d'antenne d étant inférieure à $\frac{c}{W}$, c étant la vitesse de propagation des ondes, les moyens de formation des voies d'émission précédent les moyens de décodage des signaux reçus.

9. Système selon les revendications 1, 2 et 8, caractérisé par le fait que dans les moyens de formation des voies d'émission sont constitués, dans chaque voie de réception formée,

- par une mémoire renfermant un signal complexe d'émission, de durée $T' = T + \frac{d}{c}$ et renversé dans le temps, indentique à celui reçu par le milieu de propagation dans la direction de la voie de réception formée ;
- par des multiplicateurs, multipliant terme à terme une tranche de durée T' du signal reçu dans la voie de réception formée au signal de la mémoire précédente.

10. Système de détection suivant la revendication 1, caractérisé par le fait que les signaux fournis par les différentes voies subissent une démodulation complexe, les composantes réelles et imaginaires étant mise en mémoire (15.R, 15.I) une ligne correspondant à une voie de réception, ces lignes étant lues R fois à la cadence H_1 mis sur une fréquence porteuse F_1 et appliqués du signal $V_1(t)$ à un dispositif de convolution (19) qui reçoit par ailleurs des copies $V_2(t)$ des signaux émis dans la direction correspondant venant d'une seconde mémoire (21.H et 21.I), les lignes étant lues R fois à

des fréquences croissantes (F_2) et une cadence H_2 croissante, et mis sur une fréquence porteuse F_2 croissante pendant le R lecteur de cette seconde mémoire, les signaux de convolution C(t) après démultiplexage (24) étant appliqués au dispositif de visualisation (11).

FIG.1

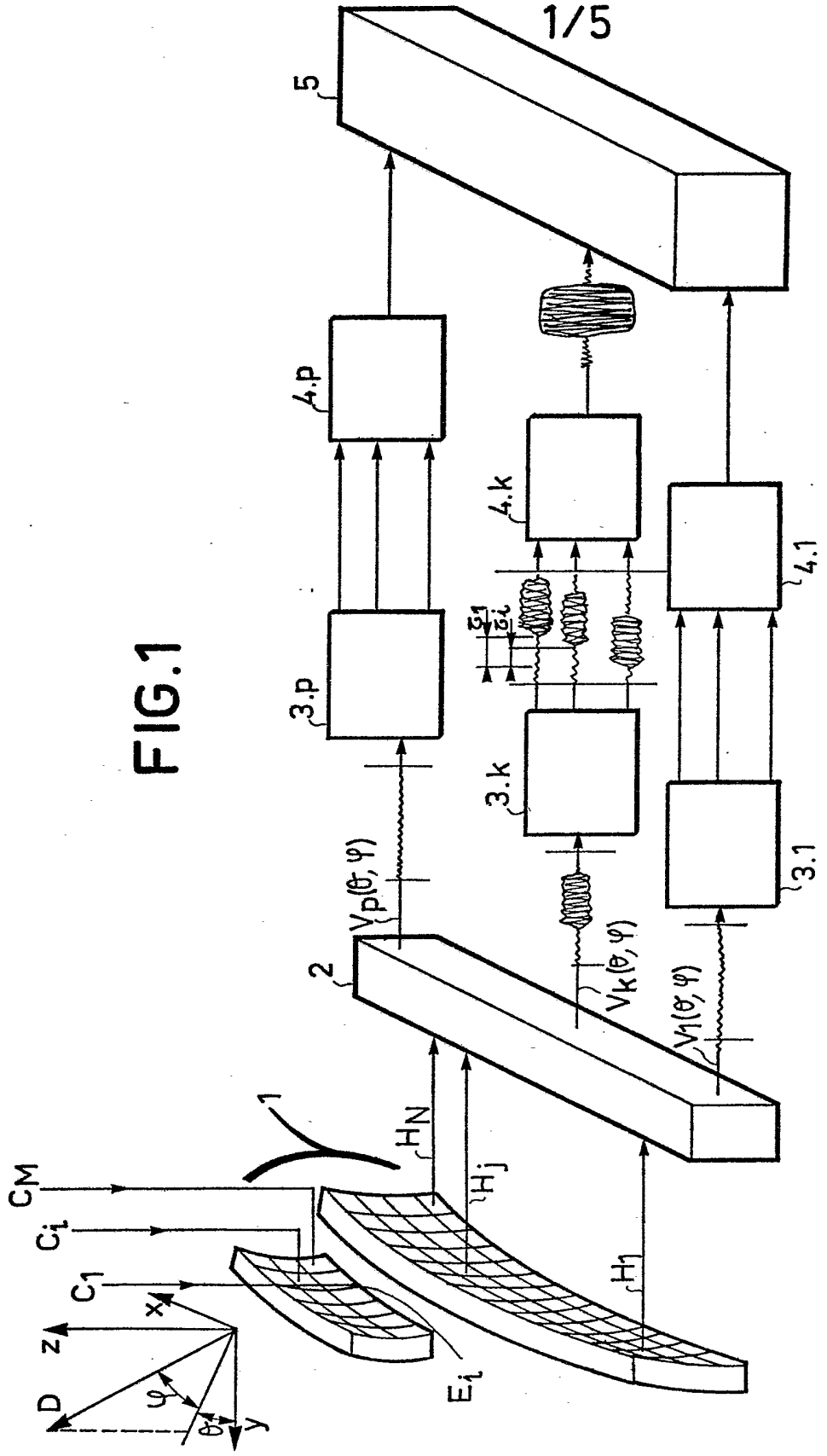
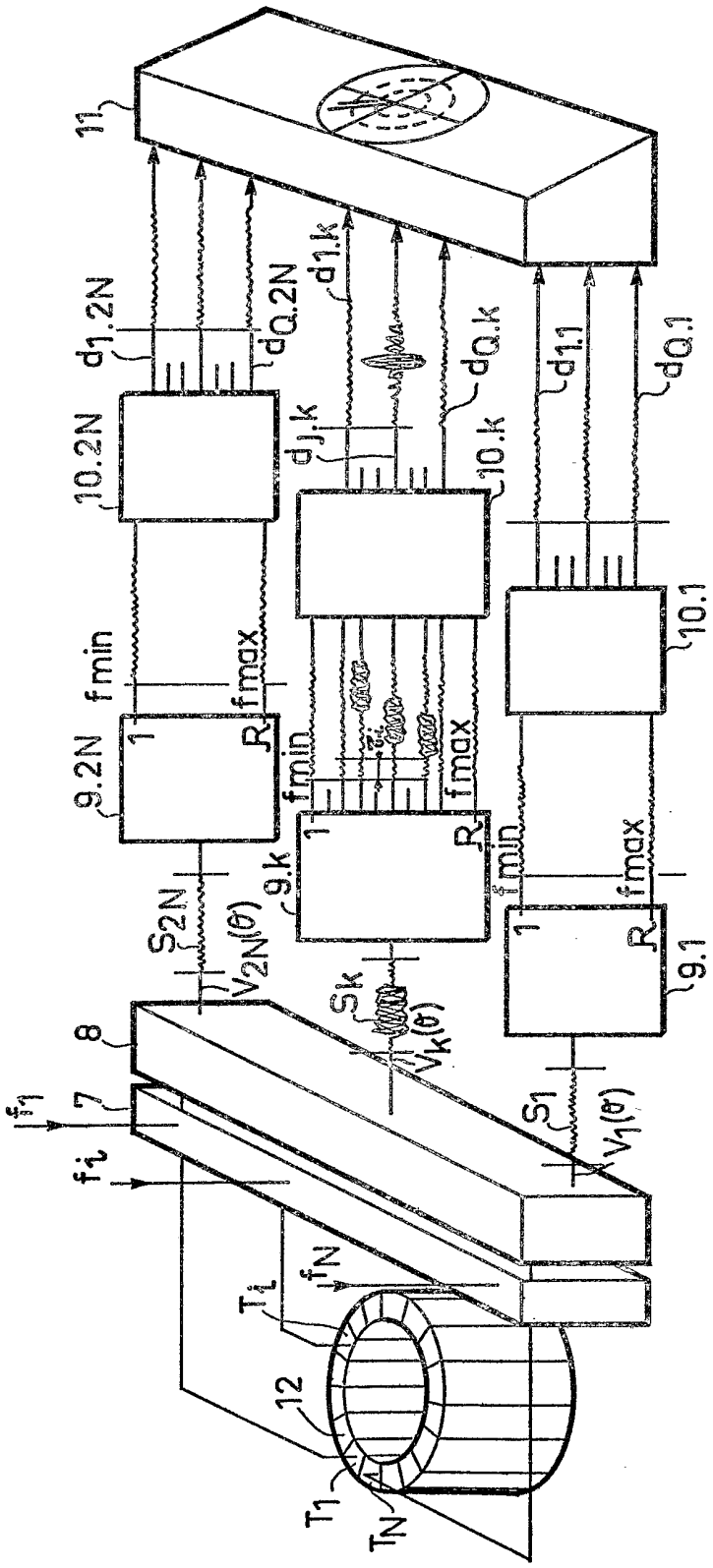

5
4.p
4.k
4.1
3.p
3.k
3.1
2
1
$V_p(\theta,\varphi)$
$V_k(\theta,\varphi)$
$V_1(\theta,\varphi)$
H_N
H_j
H_1
E_i
C_M
C_i
C_1
x
z
D
y
φ
θ

FIG. 2


11
d1.2N
dQ.2N
d1.k
dQ.k
d1.1
dQ.1
10.2N
dJ.k
10.k
10.1
fmin
fmax
9.2N
1
R
9.k
9.1
S2N
V2N(θ)
Sk
Vk(θ)
S1
V1(θ)
8
7
f1
fi
fN
Ti
12
T1
TN

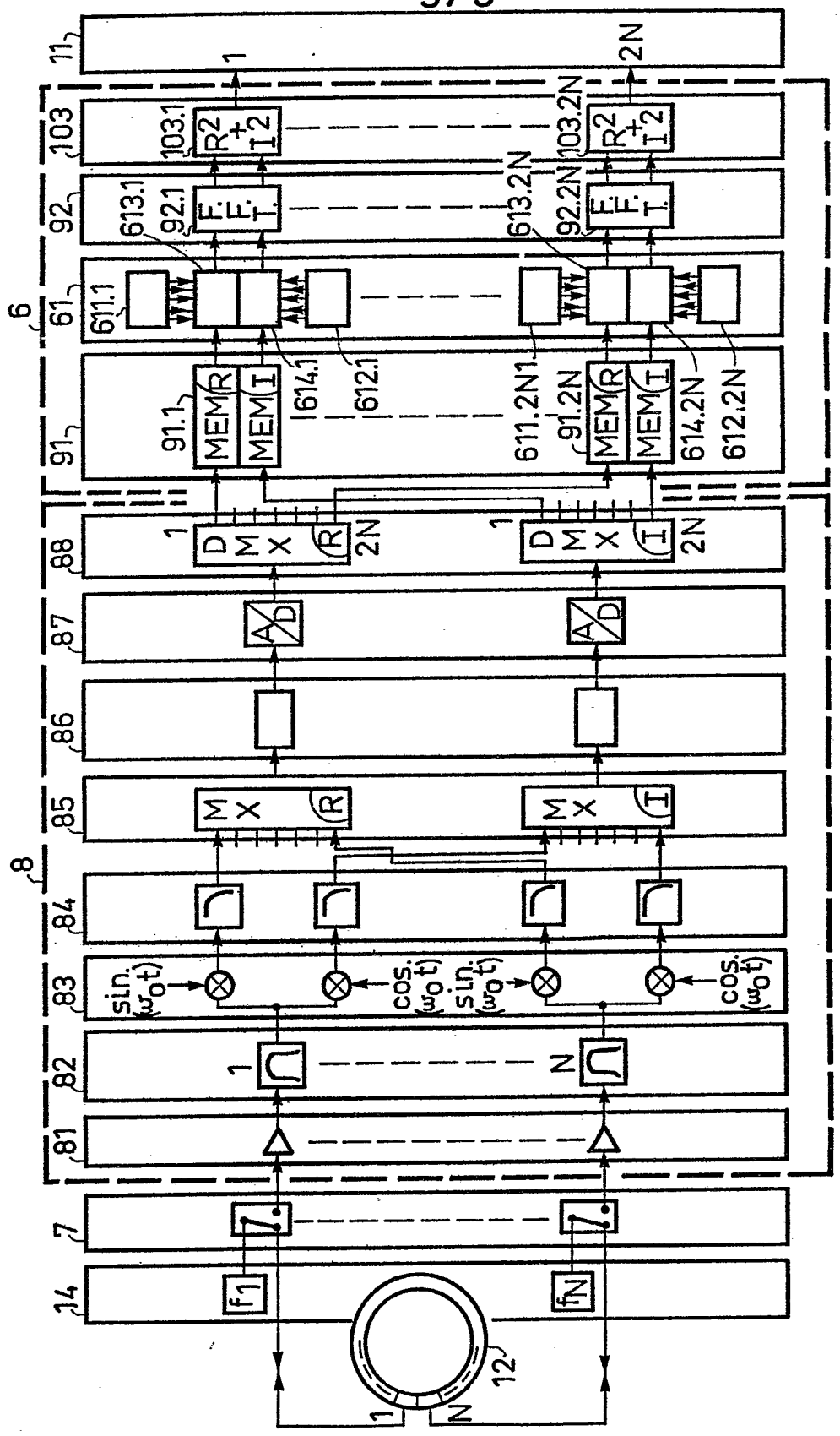

11
1
2N
103
103.1
103.2N
92
613.1
92.1
613.2N
92.2N
6
61
611.1
91
91.1
614.1
612.1
611.2N1
91.2N
614.2N
612.2N
88
DMX
87
A/D
86
85
MX
8
84
83
sin. (ω0t)
cos. (ω0t)
82
N
81
7
14
f1
fN
12

FIG.3

FIG. 4

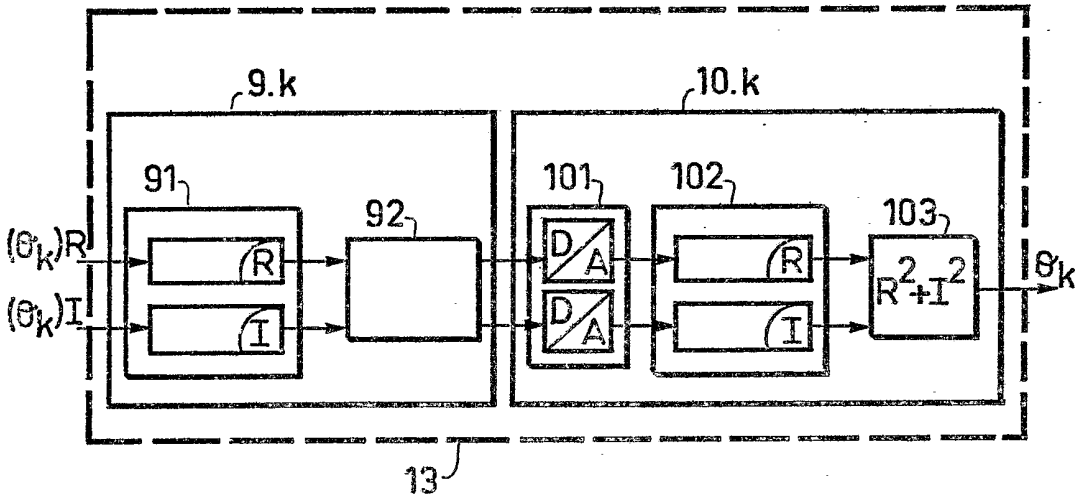

9.k
10.k
91
92
101
102
103
(θk)R
(θk)I
R
I
D/A
D/A
R
I
R²+I²
θk
13

FIG. 5

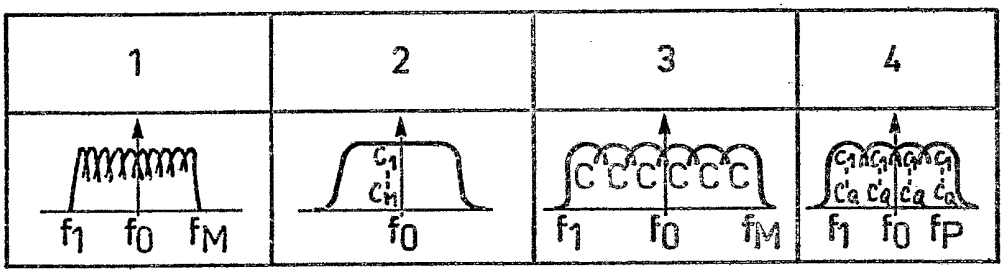

1
2
3
4
f1 f0 fM
f0
f1 f0 fM
f1 f0 fP

FIG.6

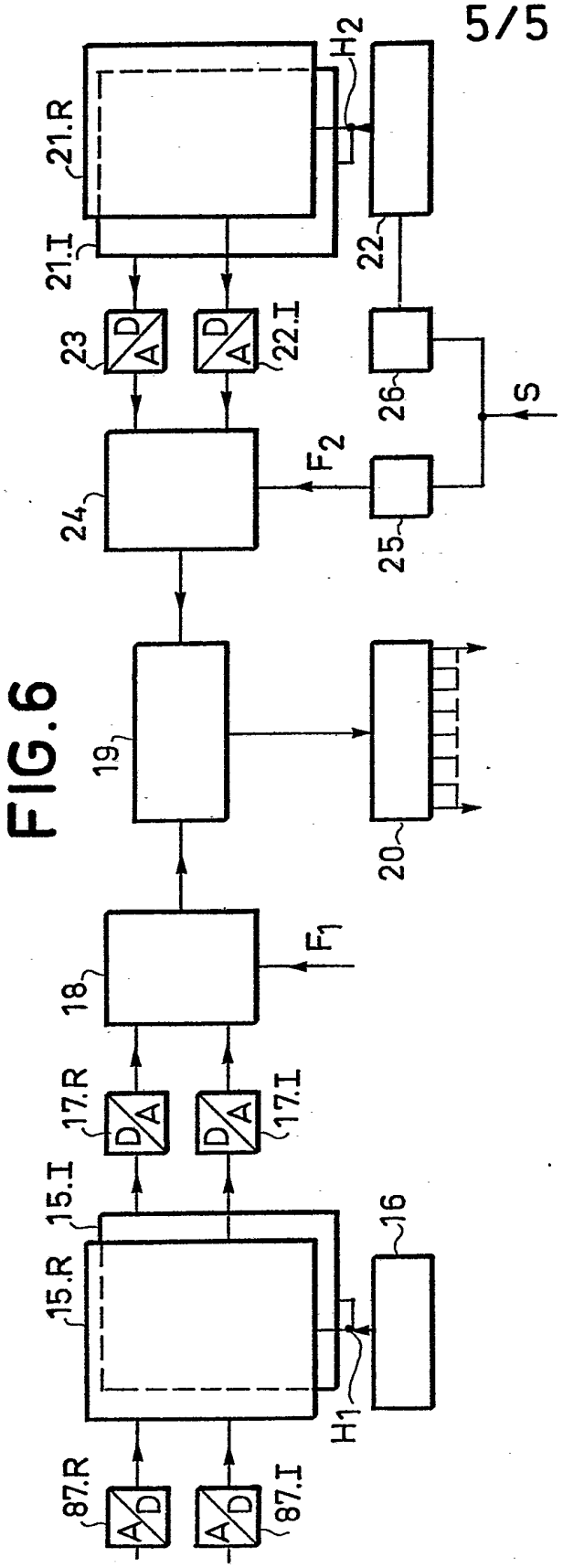
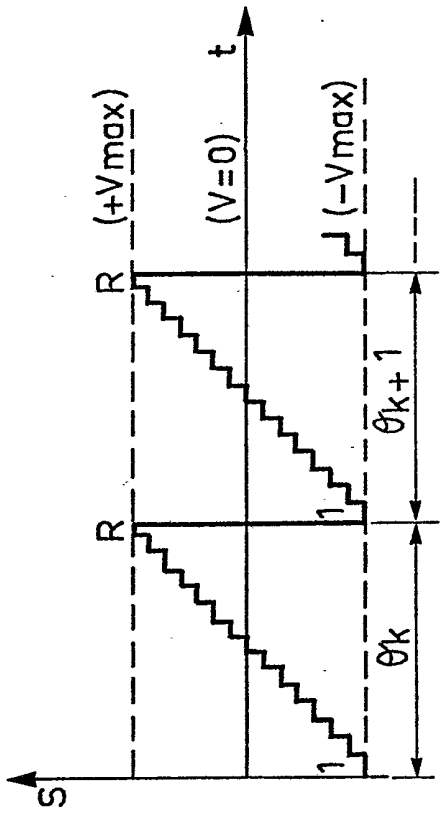

87.R
87.I
A/D
15.R
15.I
16
H1
17.R
17.I
D/A
18
F1
19
20
21.R
21.I
H2
22
23
22.I
24
F2
25
26
S

FIG.7


t
(+Vmax)
(V=0)
(-Vmax)
R
R
1
1
θk+1
θk
S