

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

(21)

N° 80 11443

(54) Procédé de traitement de signal pour radar à visée latérale et à synthèse d'ouverture et circuit de mise en œuvre.

(51) Classification internationale (Int. Cl. ³). G 01 S 13/89; G 06 F 15/31.

(22) Date de dépôt..... 22 mai 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° 48 du 27-11-1981.

(71) Déposant : MARTIN Philippe, résidant en France.

(72) Invention de : Philippe Martin.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Brevatome,
25, rue de Ponthieu, 75008 Paris.

La présente invention a pour objet un procédé de traitement de signal pour radar à visée latérale et à synthèse d'ouverture et un circuit pour la mise en oeuvre de ce procédé. Elle trouve une application en télédétection, en cartographie par radar etc...., et plus particulièrement dans l'observation de l'état des océans où elle permet la détermination en temps réel du spectre directionnel de la houle.

La technique du radar à visée latérale à synthèse d'ouverture est utilisée en télédétection active pour obtenir une cartographie d'un signal hyperfréquences rétro-diffusé par une surface. Une très bonne résolution spatiale peut être obtenue par une démodulation cohérente du signal reçu puis par un filtrage adapté de ce signal. La cartographie ainsi obtenue est appelée image radar. Une description de cette technique figure dans de nombreux ouvrages ou articles, parmi lesquels on peut citer :

- 1) R.O. HARGER "Synthetic Aperture Radar Systems" New-York, Academic Press, 1970
- 2) A.W. RIHACZEK "Principles of High Resolution Radar" New-York, Mac Graw Hill, 1969
- 3) K. TOMIYASU "Tutorial Review of Synthetic-Aperture Radar (SAR) with Applications to Imaging of the Ocean Surface" Proceedings of the IEEE, vol. 66, N° 5, May 1978, p. 563-583
- 4) W.J. VAN DE LINDT "Digital Technique for Generating Synthetic Aperture Radar Images", IBM J. Res. Develop. september 1977, p. 415-432
- 5) HOMER JENSEN et al "Cartographie par Radar" Pour la Science, Décembre 1977, p. 80-92.

L'image engendrée par un radar à synthèse d'ouverture embarqué à bord d'un satellite et orienté vers

la surface de l'océan permet d'estimer l'état de surface de celui-ci. Cette estimation est fournie par le calcul de la transformée de Fourier bidimensionnelle de l'image radar. Cette transformée de Fourier permet la détermination du spectre directionnel de la houle. L'information ainsi obtenue peut être appliquée à la surveillance de l'état de la mer (détection des tempêtes, aide à la navigation) ou à la recherche océanographique. Les spécifications d'un tel système imposent de nombreuses contraintes : couverture globale, capacité tous temps, périodicité de quelques heures et diffusion très rapide de l'information. Ces contraintes ne peuvent être satisfaites que par un radar embarqué à bord d'un satellite et associé à un système capable de calculer rapidement la transformée de Fourier bidimensionnelle de l'image radar.

Les procédés utilisés actuellement pour calculer la transformée de Fourier d'une image radar procèdent en deux étapes :

- génération de l'image
- calcul de la transformée de Fourier de cette image.

La génération de l'image peut s'effectuer par des méthodes de traitement optique ou de traitement numérique. L'image obtenue se présente sur un support photographique dans le premier cas et sous forme d'image numérisée sur bande magnétique d'ordinateur dans le second cas. La transformée de Fourier de l'image radar est alors déterminée par un traitement optique pour les photographies ou par un calculateur pour les images numérisées.

Ces procédés connus se prêtent mal à une détermination en temps réel et à bord d'un satellite de la transformée de Fourier de l'image radar. En effet,

si la compression d'impulsion, première étape dans la
génération de l'image, peut s'effectuer en temps réel
par des techniques hybrides utilisant des dispositifs
à ondes acoustiques de surface, la deuxième étape, qui
5 constitue la synthèse d'ouverture, requiert des temps
de traitement très longs incompatibles avec une contrainte
de traitement en temps réel. De plus, la génération de
l'image doit être terminée avant que puisse commencer
le calcul de sa transformée de Fourier. Pour ce qui
10 est des méthodes de traitement optique, elles peuvent
difficilement être employées de manière automatique à
bord d'un satellite, en raison du matériel et du
personnel requis pour leur mise en oeuvre.

Le but de la présente invention est justement
15 de réduire la complexité et la durée du traitement
nécessaire pour obtenir, directement à partir du signal
reçu par le radar et après démodulation cohérente et
compression d'impulsion, la transformée de Fourier en
azimut de l'image radar. Naturellement, il est toujours
20 possible, ensuite, par transformation de Fourier inverse,
d'obtenir une estimation de l'image radar.

Pour mieux préciser ces questions, il est utile
de rappeler brièvement la structure schématique d'un
équipement de radar à visée latérale et à synthèse d'ou-
25 verture. Cette structure est illustrée sur la figure 1.
Le détail de structure et de fonctionnement des différents
organes représentés pourra être trouvé dans les références
citées plus haut.

Telle qu'illustrée, cette structure comprend un
30 générateur 10 d'onde hyperfréquence associé à une horloge
12 fixant la fréquence de répétition F_r de l'émission,
un moyen 14 de modulation de la fréquence de l'onde
émise par le générateur 10, un amplificateur 16, un
circulateur 18 et une antenne 20. Ce sous-ensemble corres-
35 pond aux moyens d'émission de l'équipement.

La structure représentée comprend encore un amplificateur à faible bruit 22, un circuit de compression d'impulsion 24 et un circuit 26 de détection cohérente relié par ailleurs au générateur 10. Cette détection s'effectue sur les composantes du signal en phase et en quadrature de phase. Ce sous-ensemble correspond aux moyens de réception de l'équipement.

La structure représentée comprend encore des circuits à retard 30/1, 30/2, ... 30/p reliés à l'horloge d'émission 12 et des portes 32/1, 32/2, 32/p aptes à sélectionner dans le signal délivré par le circuit de détection des échantillons $s^1, s^2, \dots s^p$ situés dans les portes correspondantes. L'ensemble du circuit apte à délivrer ces échantillons porte la référence 33.

La structure comprend enfin un moyen 34 apte à former l'image radar à partir des signaux $s^1, s^2, \dots s^p$, puis un moyen 36 pour calculer, à partir de cette image, la transformée de Fourier de celle-ci.

Cet équipement est en général embarqué à bord d'un mobile (satellite, avion...) de sorte que des moyens d'émission 40 sont prévus à bord de ce mobile pour transmettre vers le sol les informations souhaitées. Celles-ci peuvent être constituées par les composantes de Fourier obtenues à la sortie du circuit 36 (liaison 42 entre 36 et 40), ou par l'image engendrée par les moyens 34, auquel cas la sortie de ces moyens est directement reliée aux moyens d'émission 40 (liaison 44) et le transformateur de Fourier est situé au sol. Ces informations peuvent encore être constituées par des signaux prélevés plus en amont comme par exemple à la sortie du circuit de détection cohérente 26 et de l'horloge d'émission 12 (liaison 46).

Le principe de fonctionnement de cet ensemble résulte directement de celui du radar à synthèse d'ouverture. L'émission radar est discontinue et s'effectue à

la fréquence de répétition F_r . La modulation de fréquence puis la compression d'impulsion permettent d'améliorer la résolution dans le sens radial. La détection cohérente permet la synthèse d'ouverture par laquelle l'antenne latérale peut être réduite dans son étendue. L'ouverture des portes s'effectue avec un certain retard par rapport aux instants d'émission de l'onde radar et les signaux qui les franchissent correspondent à des échos provenant d'obstacles situés à des distances déterminées de l'antenne. Ces signaux sont donc des échantillons associés à différentes portes en distance. La formation de l'image à partir de ces échantillons s'effectue par des moyens optiques ou électroniques comme indiqué plus haut.

La présente invention porte sur un procédé et un circuit de traitement de signal applicable à un tel équipement et qui permet, notamment, d'obtenir directement et en temps réel les composantes de Fourier à partir des signaux radar sans qu'il soit nécessaire de former au préalable une image radar.

L'invention découle de travaux du demandeur qui ont permis de montrer, qu'au prix de certaines approximations en général justifiées, on pouvait obtenir une estimation des composantes azimutales de Fourier par un traitement simple des échantillons relatifs à chaque porte en distance. Ce traitement est une autocorrélation d'un signal égal au produit du signal radar par un terme de phase variant quadratiquement avec le rang de l'échantillon.

Analytiquement, ce traitement s'exprime de la manière suivante. Dans une porte en distance quelconque, les échantillons sont notés s_m , m étant un entier qui fixe le rang des échantillons. Selon l'invention, on forme un signal $Z(f)$ donné par :

$$Z(f) = \frac{2\alpha}{N^2} [(s_m \exp(i\pi \frac{2\alpha}{N^2} m^2))] * [(s_m \exp(i\pi \frac{2\alpha}{N^2} m^2))] \quad (1)$$

où le signe * indique une convolution, la barre indiquant un complexe conjugué (c'est-à-dire, pour des signaux définis en amplitude et en phase, un signal de phase opposée).

5 et où α et N sont deux constantes définies par les conditions opératoires du radar, et i est le symbole habituel de l'imaginaire avec $i^2 = -1$.

La fréquence f est égale à $\frac{2\alpha}{N^2} n$, n étant un entier allant de 0 à $N/2$.

10 Pour former les composantes $Z(f)$, on peut donc procéder comme suit :

Tout d'abord, on forme un signal produit (P_m) de chaque échantillon reçu s_m par un terme de phase égal à $\exp(i\pi \frac{2\alpha}{N^2} m^2)$. De la même manière, on forme

le signal produit (P_{m-n}) retardé de n positions, soit $s_{m-n} \exp[i\pi \frac{2\alpha}{N^2} (m-n)^2]$. On prend le conjugué du

20 premier produit soit $\overline{P_m}$ et on forme le produit $\overline{P_m} \cdot P_{m-n}$ soit :

$$s_m \exp(i\pi \frac{2\alpha}{N^2} m^2) \cdot s_{m-n} \exp[i\pi \frac{2\alpha}{N^2} (m-n)^2]$$

25 Pour n fixé, on fait la somme de tous ces produits lorsque le rang m prend toutes les valeurs de 0 à $M-1$, M étant un nombre prédéterminé fixant la durée de calcul, et l'on multiplie la somme obtenue par $\frac{2\alpha}{N^2}$, ce qui fournit une composante $Z(f)$ égale à :

$$30 \quad Z(f) = \frac{2\alpha}{N^2} \sum_{m=0}^{M-1} [s_m \exp(i\pi \frac{2\alpha}{N^2} m^2)] \cdot s_{m-n} \exp[i\pi \frac{2\alpha}{N^2} (m-n)^2] \quad (2)$$

expression qui traduit bien la fonction d'autocorrélation exprimée par (1).

35 On peut procéder de manière légèrement différente en écrivant (2) sous la forme :

$$Z(f) = \frac{2\alpha}{N^2} \sum_{m=0}^{M-1} \bar{s}_m s_{m-n} \exp[i\pi \frac{2\alpha}{N^2} (-2nm + n^2)]$$

soit

$$Z(f) = \frac{2\alpha}{N^2} \exp(i\pi \frac{2\alpha}{N^2} n^2) \sum_{m=0}^{M-1} \bar{s}_m s_{m-n} \exp(-i2\pi fm) \quad (3)$$

5 On reconnaît, dans cette relation, au coefficient multiplicatif près, une fonction d'autoambiguïté ou si l'on veut, une double fonction d'autocorrélation et de Fourier. Un procédé légèrement différent consiste donc à calculer $\bar{s}_m$, à retarder s_m de n rangs, puis à effectuer le produit de $\bar{s}_m$ par s_{m-n} , puis à multiplier le produit obtenu par $\exp(-i2\pi fm)$, puis à faire la somme de tous les termes obtenus en donnant à m , M valeurs allant de 0 à $M-1$ et enfin à multiplier la somme obtenue par $\frac{2\alpha}{N^2} \exp(i\pi \frac{2\alpha}{N^2} n^2)$.

15 D'autres procédés dérivés pourraient être imaginés par l'homme de l'art, et qui ne sortiraient pas du cadre de la présente invention dès lors qu'ils seraient équivalents à l'autocorrélation définie plus haut. C'est ainsi qu'on pourrait effectuer une analyse spectrale du signal produit (P_m) suivie d'une transformation de Fourier inverse.

20 L'invention a également pour objet un circuit qui permet de mettre en oeuvre le procédé qui vient d'être défini et qui comprend essentiellement un moyen pour effectuer l'équivalent d'une autocorrélation sur des signaux égaux aux échantillons délivrés par le radar multipliés par un terme de phase qui varie quadratiquement avec le rang de l'échantillon. Ce circuit peut comprendre soit un autocorrélateur au sens strict

25 (pour le calcul des composantes selon la relation (2)) soit un ambiguïmètre (pour un calcul selon la relation (3)), soit tout autre système équivalent.

30

De toutes façons, les caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront mieux après la description qui suit, faite en référence aux figures annexées, sur lesquelles :

- 5 - la figure 2 est un schéma permettant de préciser quelques notations et définitions,
- la figure 3 est un schéma d'un équipement utilisant le circuit de l'invention,
- la figure 4 illustre un premier mode de
- 10 réalisation d'un circuit de traitement selon l'invention,
- la figure 5 illustre un second mode de réalisation d'un circuit de traitement selon l'invention,
- la figure 6 illustre un exemple de circuit
- 15 permettant de calculer les composantes de Fourier par la variante utilisant une fonction d'ambiguïté.

Avant de décrire les moyens permettant de mettre en oeuvre l'invention, les opérations qui sont l'essence de celle-ci et qui ont été définies plus haut (autocorrélation, autoambiguïté etc...) vont être main-

20 tenant justifiées. Toutefois, l'aspect mathématique du problème étant manifestement en dehors du cadre de l'invention, on se bornera aux grandes lignes de la démonstration, les étapes intermédiaires pouvant être aisément retrouvées par l'homme de l'art.

25 L'invention se propose donc de calculer en temps réel les composantes de Fourier d'une image radar. Cette image est définie par la section efficace de la surface analysée, laquelle est balayée par une onde hyperfréquence rayonnée par une antenne de radar. Comme

30 cette onde est de nature impulsionnelle, les signaux rétrodiffusés sont des signaux discrets (et non continus). On notera donc la section efficace de la surface sous la forme z_m où m est un entier, et non $z(t)$ où t serait le temps. Pour les mêmes raisons, la transformation de

Fourier qu'il faut réaliser est une transformation discrète et non continue et les composantes de Fourier ont la forme suivante :

$$Z(f) = \sum_{m=0}^{M-1} z_m \exp(-i2\pi f \frac{m}{M}) \quad (1)$$

Inversement, la section efficace z_m s'exprime à partir des composantes $Z(f)$ par :

$$z_m = \frac{1}{M} \sum_{f=M/2}^{M/2-1} Z(f) \exp(i2\pi m \frac{f}{M}) \quad (1')$$

Cette section efficace est égale, par ailleurs, au carré du module du coefficient de rétrodiffusion complexe noté f_m :

$$z_m = f_m \cdot \bar{f}_m$$

où $\bar{f}_m$ désigne le complexe conjugué de f_m .

L'invention se propose de calculer les composantes de Fourier $Z(f)$ en traitant directement les échantillons fournis par le circuit de détection du radar et non en passant par l'intermédiaire d'une image radar préalablement formée. Avant de préciser la forme prise par les différents signaux envisagés dans l'invention, quelques notations vont être définies en référence à la figure 2.

Le radar est embarqué à bord d'un mobile M se déplaçant dans une direction D à une vitesse V. Il émet, en direction d'une surface S à analyser, une onde hyperfréquence de longueur d'onde λ à une fréquence de répétition F_r . Sur la surface S, la ligne L_0 analysée se trouve à la distance R_0 de la trajectoire du mobile à bord duquel le radar est embarqué. Le point courant sur cette ligne possède une abscisse x à l'instant t et sa distance au mobile est $R(t)$. A l'instant t_0 , l'abscisse du point courant est x_0 et sa distance au mobile est égale à R_0 . On note Δx la longueur de la trace sur la

surface S et le long de L_0 du faisceau radar et N le nombre d'impulsions reçues par un point de L_0 pendant la durée où il est situé dans cette trace. Inversement, dans un repère qui est lié au mobile, N est le nombre d'impulsions émises par le radar pendant le temps où ledit point traverse la trace au sol. Comme le temps mis par un obstacle pour traverser la trace radar au sol est $T = \Delta x/v$, on a : $N = (\Delta x/v) Fr.$

On posera $\alpha = \frac{\Delta x^2}{\lambda R_0}$. Les coefficients N et α sont alors des caractéristiques du radar définies par ses conditions opératoires.

Le coefficient α est encore égal à la moitié du produit du temps T par l'élargissement doppler B du signal. C'est donc un nombre sans dimension. La constante N est également un nombre sans dimension. Ces deux constantes α et N sont classiques en théorie du radar à synthèse d'ouverture.

Par ailleurs, la fréquence f, qui définit les différentes composantes de Fourier recherchées, prend N/2 valeurs entre 0 et α/N et peut être notée :

$$f = \frac{2\alpha}{N^2} n$$

où n varie de 0 à $+\frac{N}{2}$.

On peut aussi écrire :

$$f = \pm \frac{2\alpha}{N^2} n$$

ce qui introduit des "fréquences négatives", artifice utile si l'on veut effectuer une transformée de Fourier inverse ; on a en effet $Z(f) = \overline{Z(-f)}$.

Enfin, on appellera direction azimutale une direction parallèle à D (c'est-à-dire parallèle à la direction de déplacement du mobile) et direction radiale une direction perpendiculaire à D. Une composante de Fourier

azimutale est donc une composante de Fourier d'une image linéaire dans la direction D. Une composante de Fourier radiale est une composante de Fourier d'une image considérée dans la direction perpendiculaire.

- 5 Ces notations étant précisées, on peut indiquer tout d'abord la forme prise par le signal radar en sortie du récepteur, pour une porte en distance déterminée. Si l'émission radar était continue, le signal radar $s(x_0)$ obtenu à l'instant où $x = x_0$ serait donné par une
- 10 intégrale de la forme :

$$s(x_0) = \int_{-\frac{\Delta x}{2}}^{\frac{\Delta x}{2}} f(x - x_0) \cdot h(x) dx \quad (3)$$

- 15 où h est un terme de phase. Comme l'émission radar s'effectue de manière impulsionnelle à la fréquence de répétition F_r , l'intégrale (3) doit être remplacée par une sommation sur un indice k et le signal radar est un échantillon s_n donné par :

20

$$s_n = \sum_{k = -\frac{N}{2}}^{k = +\frac{N}{2}} f_{n-k} h_k \quad (4)$$

Le terme de phase h_k va maintenant être précisé.

- 25 La phase $\phi(t)$ de l'onde provenant d'un obstacle rétrodiffuseur situé à la distance $R(t)$ du radar est donnée par :

$$\phi(t) = -\frac{4\pi}{\lambda} R(t) = -\frac{4\pi}{\lambda} \left\{ R_0^2 + V^2 (t - t_0)^2 \right\}^{1/2}$$

- 30 Si l'on suppose que la distance $V(t - t_0)$ est très inférieure à R_0 , une approximation de $\phi(t)$ est :

$$\phi(t) = -\frac{4\pi}{\lambda} \left(R_0 + \frac{V^2 (t - t_0)^2}{2R_0} \right)$$

Si l'on néglige le terme constant, le facteur de phase est alors de la forme :

$$h(t) = \exp \left\{ - \frac{i 2\pi V^2 (t - t_0)^2}{\lambda R_0} \right\}$$

soit encore :

$$5 \quad \exp \left\{ - \frac{i 2\pi}{\lambda R_0} (x - x_0)^2 \right\}$$

Toujours en raison de ce que l'émission du radar n'est pas continue mais s'effectue sous forme d'impulsions à la fréquence de répétition F_r , le terme de phase h_k varie donc avec le rang k comme :

$$\exp \left\{ - i \frac{2\pi}{\lambda R_0} \left(\frac{V}{F_r} \right)^2 k^2 \right\}$$

soit encore :

$$15 \quad h_k = \exp \left(-i 2\pi \alpha \frac{k^2}{N^2} \right) \quad (5)$$

Le signal radar est donc finalement de la forme :

$$20 \quad s_n = \sum_{k = -\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} f_{n-k} \exp \left(-i 2\pi \alpha \frac{k^2}{N^2} \right) \quad (6)$$

Le problème que se propose de résoudre l'invention est de trouver les composantes $Z(f)$ telles que définies par (1) directement à partir des signaux s_n tels que définis par (6).

25 Pour résoudre ce problème, quelques hypothèses préalables doivent être posées, qui sont d'ailleurs classiques dans ce genre de calcul :

- l'ordre M de la transformée de Fourier discrète, qui correspond à la dimension azimutale de la zone analysée, est supposé prédéterminé,
- 30 - les séquences d'échantillons sont artificiellement prolongées par un nombre approprié de zéros de telle

sorte que la convolution circulaire et la convolution linéaire de ces séquences sont équivalentes : le théorème de convolution discrète peut alors être appliqué (cf l'ouvrage de RABINER L.R. and GOLD B. intitulé "Theory and Application of Digital Signal Processing" New-York, Prentice Hall, 1975) ;

- les séquences temporelles et en fréquence sont considérées comme présentant une période M, ce qui permet d'utiliser les propriétés de décalage de la transformée de Fourier (cf l'ouvrage précédent et celui de Schwartz M et Shaw L, 1975, "Signal Processing : Discrete Spectral Analysis, Detection and Estimation" New-York, Mc GRAW Hill).

Dans ces conditions, on a les relations (7)

15 à (10) :

$$F_k = \sum_{j=0}^{M-1} f_j \exp(-i2\pi \frac{jk}{M}) \quad (7)$$

20

$$f_j = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} F_k \exp(i2\pi \frac{jk}{M}) \quad (8)$$

25

$$S_k = \sum_{j=0}^{M-1} s_j \exp(-i2\pi \frac{jk}{M}) \quad (9)$$

$$H_k = \sum_{j=0}^{M-1} h_j \exp(-i2\pi \frac{jk}{M}) \quad (10)$$

30 expression dans lesquelles les fonctions notées en lettres majuscules sont les transformées de Fourier des fonctions notées par la même lettre mais en minuscule.

Si l'on revient à la relation (5), on voit que

h_k a la forme d'un signal modulé linéairement en fréquence à cause de la présence d'un terme en k^2 . On sait, dans ces conditions (cf l'ouvrage de A.W. RIHACZEK déjà cité, pages 231 et suivantes) qu'une expression approximative de la transformée de Fourier H_k de ce terme de phase h_k , est

$$H_k = \frac{N}{2\alpha} \exp \left(i2\pi \frac{k^2}{K^2} + i \frac{\pi}{4} \right) \text{ si } k < \frac{K}{2} \quad (11)$$

avec $K = 2\alpha \frac{M}{N}$ et $H_k = 0$ si $k > \frac{K}{2}$

10

Selon le théorème de convolution, l'équation (4) exprimant le signal reçu est équivalente à :

$$S_k = F_k \cdot H_k \quad (12)$$

En remplaçant H_k par sa valeur (11), on obtient :

15

$$\text{et : } \begin{cases} S_k = \frac{N}{2\alpha} F_k \exp \left(i2\pi \frac{k^2}{K^2} + i \frac{\pi}{4} \right) \text{ si } k < \frac{K}{2} \\ S_k = 0 \text{ si } k > \frac{K}{2} \end{cases} \quad (13)$$

20

$$\text{D'où l'on peut tirer } F_k : \\ F_k = \frac{2\alpha}{N} S_k \exp \left(-i2\pi \frac{k^2}{K^2} - i \frac{\pi}{4} \right) \quad (14)$$

Quant à la section efficace $z_m = f_m \cdot \bar{f}_m$, elle peut s'exprimer, conformément à l'équation (8) par :

25

$$z_m = \frac{1}{M^2} \left\{ \sum_{k'=0}^{M-1} F_j \exp \left(i2\pi \frac{k'm}{M} \right) \right\} \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} \bar{F}_k \exp \left(-i2\pi \frac{km}{M} \right) \right\} \quad (15)$$

30

Les propriétés circulaires de la transformée de Fourier discrète entraînent la relation suivante entre

$$z_k \text{ et } F_k : \\ z_k = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} F_j \bar{F}_{j-k} \quad (16)$$

La fonction F_j est calculable par (14) et

l'on a :

$$z_k = \frac{1}{M} \frac{2\alpha}{N^2} \sum_{j=0}^{M-1} s_j \overline{s_{j-k}} \exp \left\{ -i2\pi\alpha \frac{j^2}{K^2} - \frac{i\pi}{4} + i2\pi\alpha \frac{(j-k)^2}{K^2} + \frac{i\pi}{4} \right\} \quad (17)$$

5 Cette équation étant valable pour $|j| < \frac{K}{2}$ et $|j - k| < \frac{K}{2}$.

Comme en dehors de ces plages s_j et s_{j-k} sont nuls (cf eq. 13), on a :

$$10 \quad z_k = \frac{2\alpha}{N^2} \frac{1}{M} \exp(i2\pi\alpha \frac{k^2}{K^2}) \sum_{j=0}^{M-1} s_j \overline{s_{j-k}} \exp(-i2\pi\alpha \frac{2jk}{K^2}) \quad (18)$$

Les s_j et s_{j-k} peuvent être exprimés par des sommes, selon l'équation (9). On est donc amené à calculer une expression de la forme :

$$15 \quad \sum_{j=0}^{M-1} \left\{ \sum_{n=0}^{M-1} s_n \exp(-i2\pi \frac{nj}{M}) \right\} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \overline{s_m} \exp(i2\pi \frac{m(j-k)}{M}) \right\} \times \exp(-i2\pi\alpha \frac{2jk}{K^2}) \quad (19)$$

20 Soit encore, avec $\beta = \frac{N}{K}$, une expression de la forme :

$$\sum_{n=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} s_n \overline{s_m} \exp(-i2\pi \frac{mk}{M}) \left\{ \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} \exp[i\frac{2\pi}{M} j(-\beta k + m - n)] \right\} \quad (20)$$

25 Soit encore, en utilisant le fait que l'expression entre accolades est la somme des termes d'une progression géométrique

$$\sum_{m=0}^{M-1} s_{-\beta k + m} \cdot \overline{s_m} \exp(-i2\pi \frac{mk}{M}) \quad (21)$$

30 si et seulement si βk est un entier.

On obtient finalement, par une transposition

immédiate des notations, une expression de la forme :

$$Z(f) = \frac{2\alpha}{N^2} \exp(i\pi f^2 \frac{N^2}{2\alpha}) \sum_{m=0}^{M-1} \bar{s}_m \cdot s_{m-n} \exp(-i2\pi fm) \quad (22)$$

soit encore :

$$5 \quad Z(f) = \frac{2\alpha}{N^2} \sum_{m=0}^{M-1} \bar{s}_m s_{m-n} \exp i\pi \frac{2\alpha}{N^2} [-2nm + n^2] \quad (23)$$

soit finalement :

$$10 \quad Z(f) = \frac{2\alpha}{N^2} \sum_{m=0}^{M-1} \overline{s_m \exp(i\pi \frac{2\alpha}{N^2} m^2)} s_{m-n} \exp[i\pi \frac{2\alpha}{N^2} (m-n)^2] \quad (24)$$

La relation (24) exprime bien que les composantes de Fourier peuvent être obtenues par une autocorrélation discrète effectuée sur le signal $s_m \exp(i\pi \frac{2\alpha}{N^2} m^2)$, c'est-à-dire sur un signal égal au produit d'un échantillon, de rang m par un terme de phase qui dépend quadratiquement de ce rang.

La relation intermédiaire (22) montre que ces composantes peuvent aussi s'obtenir par une fonction d'autoambiguïté discrète portant sur les échantillons s_m .

Les moyens permettant de mettre en oeuvre le procédé qui vient d'être défini sont illustrés de manière synoptique sur les figures 3 à 5.

La figure 3, tout d'abord, illustre la place occupée par ces moyens et permet d'effectuer une comparaison aisée avec l'art antérieur tel que représenté sur la figure 1. Le moyen de calcul selon l'invention porte la référence 50. Il reçoit les échantillons $s^1, s^2, \dots, s^p$ délivrés par le circuit 33, pour les p portes en distance considérées. Pour chaque porte en distance, on trouve un circuit de calcul des composantes de Fourier, soit 60/1

pour la première porte, 60/2 pour la seconde etc... 60/p pour la $p^{\text{ième}}$. Ces p circuits délivrent p groupes de composantes $z^1(f)$, $z^2(f)$, ... $z^p(f)$ pour les différentes portes, c'est-à-dire pour les différentes lignes analysées.

- 5 Chaque groupe comprend $\frac{N}{2} + 1$ composantes obtenues lorsque f prend les valeurs $\frac{2\alpha}{N} n$, n prenant $\frac{N}{2} + 1$ valeurs de 0 à $\frac{N}{2}$. La fréquence f varie donc de 0 à $\frac{\alpha}{N}$.

Ces groupes de composantes peuvent être transmis du mobile M vers une station de réception située au sol.

- 10 Cette station comprend des organes de réception 52 et des moyens de traitement ultérieurs 54.

- Ce traitement peut consister par exemple, en un calcul des composantes de Fourier radiales, à partir des groupes de composantes de Fourier azimutales, ce qui permet
15 d'obtenir la transformée de Fourier à deux dimensions. Il peut consister également en une transformation de Fourier inverse donnant une image estimée de la surface analysée le long d'une ligne correspondant à une porte, l'ensemble des différentes images estimées pour différentes lignes
20 fournissant une image radar estimée à deux dimensions.

- La figure 4 représente un premier mode de réalisation d'un circuit pouvant constituer l'un des circuits 60/1, 60/2... 60/p. Ce circuit porte la référence 60, les indices supérieurs marquant le numéro de la porte étant
25 maintenant omis puisque le circuit représenté est valable quelle que soit la porte en distance considérée (le coefficient α , qui dépend de cette porte par l'intermédiaire de R_0 étant ajusté en conséquence). Ce circuit reçoit une suite d'échantillons s_m pour différentes valeurs de m allant de 0
30 à $M-1$ et cela pour une porte en distance déterminée et il délivre la suite des composantes $z(f)$ pour les $\frac{N}{2} + 1$ valeurs de f définissant la transformée de Fourier azimutale pour cette distance.

- Dans le mode de réalisation illustré, le circuit 60
35 comprend un générateur 62 délivrant un signal de phase égal à $\exp(i2\pi \frac{\alpha}{N^2} m^2)$, un multiplieur 64 recevant ce signal

et la suite des échantillons s_m et délivrant un signal produit P_m , un autocorrélateur 66 relié au multiplieur 64, un générateur 67 délivrant un terme constant $2\alpha/N^2$ et enfin un multiplieur 68 relié à ce générateur et à l'autocorrélateur.

Il est clair qu'un tel circuit est apte à délivrer des signaux $Z(f)$ tels que définis par la relation (24).

Le générateur 62 peut recevoir un signal d'horloge provenant de l'horloge d'émission 12 qui rythme la suite des échantillons. Ce générateur peut être constitué par une table de déphasages associée à une mémoire d'adresses lue à chaque réception d'un échantillon.

L'autocorrélateur 66 peut être de tout type connu et il n'est pas nécessaire de le décrire ici. On sait qu'il s'agit d'un appareil comprenant en général un registre à décalage, des multiplieurs et un additionneur, ces moyens étant aptes à réaliser la multiplication entre eux d'échantillons décalés dans le temps, puis à faire la somme des produits obtenus. Un exemple d'un circuit de ce genre sera illustré sur la figure 6.

Le circuit de la figure 5 permet de mettre en oeuvre une autre variante du procédé de l'invention. Il s'agit de la variante fondée sur la relation (22) exprimant une fonction d'autoambiguïté. A cette fin, le circuit comprend un autoambiguïmètre 70, un générateur 72 délivrant un terme de phase $\exp(i\pi f^2 \frac{N^2}{2\alpha})$, un multiplieur 74 relié à l'ambiguïmètre 70 et au générateur 72, un générateur 75 délivrant un signal constant $\frac{2\alpha}{N^2}$ et un multiplieur 76 relié à ce générateur et au multiplieur 74. Il est clair qu'un tel circuit permet bien le calcul de coefficients tels que définis par la relation (22).

Naturellement, les générateurs 72 et 75 peuvent être confondus en un seul générateur, auquel cas les

multiplieurs 74 et 76 sont également confondus.

L'ambiguimètre peut être de tout type connu. Il peut notamment fonctionner en faisant usage de signaux aléatoires auxquels on ajoute les échantillons à traiter, le signe de la somme étant seul pris en compte pour effectuer les calculs. Un tel appareil est décrit par exemple dans la demande de brevet français 2.172.858 publiée le 5 octobre 1973 sous le titre : "Procédé d'estimation de la fonction d'ambiguïté et dispositif mettant en oeuvre ce procédé".

Pour illustrer le type de circuit mis en oeuvre dans l'invention, la figure 6 illustre une variante de réalisation qui correspond au schéma de la figure 5. Le circuit représenté comprend : un aiguilleur 80 à deux entrées et une sortie, l'une des entrées recevant les échantillons s_m , cet aiguilleur étant commandé par des impulsions d'horloge appliqués sur une entrée de commande 81 et provenant de l'horloge 12 d'émission ; un registre à décalage 82 à $N/2$ cellules, dont la sortie est rebouclée sur l'autre entrée de l'aiguilleur 80 ; une horloge 84 qui commande le décalage dans le registre 82, le rythme de cette horloge étant $N/2$ fois plus rapide que le rythme de l'horloge d'émission 12 ; un circuit 86 recevant les échantillons s_m et délivrant des échantillons conjugués, soit $\overline{s_m}$; un multiplieur 88 relié à la sortie du registre 82 et au circuit 86 ; un générateur 90 délivrant un signal de phase $\exp(-i2\pi fm)$, ce générateur étant rythmé par l'horloge d'émission 12 (pour fixer le coefficient m) et par l'horloge 84 (pour fixer le terme f , autrement dit n) ; un multiplieur 92 relié au multiplieur 88 et au générateur 90 ; un additionneur 94 à deux entrées, dont l'une est reliée au multiplieur 92 ; un registre à décalage 96

à $N/2 + 1$ cellules, ayant une entrée 97 reliée à la sortie de l'additionneur 94 et une sortie 98 rebouclée sur l'autre entrée de ce même additionneur ; un circuit 100 apte à engendrer un signal $\frac{2\alpha}{N^2} \exp(i2\pi f \frac{n}{2})$; et

5 enfin, un multiplieur 102 relié à ce circuit et à la sortie 98 du registre 96.

Le fonctionnement de ce circuit est le suivant. Les échantillons contenus dans le registre 82 se décalent de cellule en cellule à un rythme rapide défini par l'horloge 84 ; le multiplieur 88 délivre des signaux $\bar{s}_m \cdot s_{m-n}$ pour toutes les valeurs de n à m fixe. A chaque arrivée d'un nouvel échantillon s_m , c'est-à-dire à un rythme lent fixé par l'horloge d'émission 12, ce nouvel échantillon prend place dans le registre 82 grâce au basculement de l'aiguilleur 80 et l'échantillon le plus ancien est perdu. Par ailleurs, le circuit 90 délivre, au rythme lent, le terme de phase $\exp(-i2\pi fm)$, de sorte que l'on obtient, pour chaque m , à la sortie du multiplieur 92, une suite de signaux de la forme $\bar{s}_m \cdot s_{m-n} \cdot \exp(-i2\pi fm)$. Ces signaux circulent entre le registre 96 et l'additionneur 94, de sorte que sont ajoutés, à chaque nouvel m , les termes relatifs à un même rang n . Il se forme ainsi des signaux somme égaux à :

$$\sum_m \bar{s}_m \cdot s_{m-n} \exp(-i2\pi fm).$$

Lorsque le rang m a pris ses M valeurs de 0 à $M-1$, on trouve dans le registre 96, à un coefficient près, les $N/2 + 1$ composantes de Fourier recherchées. Le circuit 100 engendre le coefficient en question et le multiplieur 102, qui travaille, délivre les composantes définitives $Z(f)$.

Un tel circuit est transformé aisément en auto-corrélateur par suppression du circuit 90. Pour retrouver

le circuit de la figure 4, il suffit alors d'ajouter à l'entrée un générateur 62 apte à délivrer un signal de phase $\exp(i2\pi \frac{\omega}{N_2} m^2)$.

REVENDEICATIONS

1. Procédé de traitement de signal en temps réel pour radar à visée latérale et à synthèse d'ouverture, ce signal consistant en des suites d'échantillons correspondant à des portes en distance déterminées, caractérisé en ce que, pour chaque porte en distance, on effectue directement sur le signal radar une opération correspondant à une autocorrélation portant sur un signal produit d'un échantillon par un terme de phase variant quadratiquement avec le rang de l'échantillon, ce qui fournit une estimation des composantes de Fourier de l'image radar pour chaque porte.

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que :

- pour chaque échantillon s_m de rang m , on forme un signal produit $P_m = s_m \exp(i\pi \frac{2\alpha}{N^2} m^2)$ où α et N^2 sont des constantes définies par les conditions opératoires du radar,

- on mémorise le signal produit retardé de n rangs, soit P_{m-n} ,

- on prend le conjugué du premier signal produit soit $\bar{P}_m$,

- on forme le signal produit $\bar{P}_m \cdot P_{m-n}$,

- pour n fixé, on fait la somme de ces produits obtenus, m prenant toutes les valeurs entières de 0 à $M-1$, M étant un nombre prédéterminé, ce qui donne à un coefficient $\frac{2\alpha}{N^2}$ près, une composante de Fourier $Z(f)$

pour la fréquence f liée à n avec $f = \frac{2\alpha}{N^2} n$, les diffé-

rentes composantes étant obtenues en donnant à n toutes les valeurs entières allant de 0 à $N/2$.

3. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que :

- pour chaque échantillon s_m de rang m , on forme l'échantillon conjugué $\bar{s}_m$ et un échantillon retardé de n rangs, soit s_{m-n} ,

- on forme le produit $\bar{s}_m \cdot s_{m-n} \exp [-i2\pi fm]$

5 où f est lié à n par $f = \frac{2\alpha}{N^2} n$ où α et N sont deux

constantes définies par les conditions opératoires du radar,

- on fait la somme de tous ces produits obtenus lorsque m prend toutes les valeurs entières allant de
10 0 à $M-1$, M étant un nombre prédéterminé, ce qui donne, à un coefficient $\frac{2\alpha}{N^2} \exp (i\pi \frac{2\alpha}{N^2} n^2)$ près, une composante

de Fourier à la fréquence f , les différentes composantes étant obtenues en donnant à n toutes les valeurs entières
15 allant de 0 à $N/2$.

4. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que le radar étant embarqué à bord d'un mobile (avion, satellite etc...), ledit traitement est effectué à bord dudit mobile, les
20 composantes de Fourier obtenues étant ensuite transmises du mobile vers le sol pour traitement ultérieur.

5. Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce que, au sol, on groupe toutes les composantes de Fourier azimutales pour différentes portes en distance,
25 ce qui permet de calculer ensuite la transformée de Fourier radiale de l'image radar.

6. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce qu'on effectue en outre, sur chaque groupe de composantes de Fourier correspondant à
30 une porte en distance déterminée, une transformation de Fourier inverse, ce qui fournit une image estimée de la surface analysée le long d'une ligne correspondant à ladite porte, et en ce qu'on groupe les différentes images estimées ainsi obtenues pour différentes lignes, ce qui fournit une

image radar estimée à deux dimensions.

7. Circuit de traitement de signal radar en temps réel pour la mise en oeuvre du procédé selon la revendication 1, ce radar étant du type à visée latérale et à synthèse d'ouverture et délivrant des suites d'échantillons correspondant à des portes en distance déterminées, caractérisé en ce qu'il comprend à la sortie de chaque porte en distance, des moyens (60/1, 60/2, ... 60/p) pour effectuer l'équivalent d'une autocorrélation portant sur le signal produit d'un échantillon par un terme de phase qui varie quadratiquement avec le rang de l'échantillon.

8. Circuit selon la revendication 7, caractérisé en ce qu'il comprend :

- un générateur (62) d'un signal de phase égal à $\exp(i\pi \frac{2\alpha}{N^2} m^2)$ où α et N sont deux constantes définies

par les conditions opératoires du radar et m est le rang d'un échantillon reçu,

- un multiplieur (64) à deux entrées, l'une recevant les échantillons s_m et l'autre étant reliée audit générateur, et à une sortie délivrant un signal produit P_m ,
- un autocorrélateur (66) relié audit multiplieur,
- un multiplieur (68) par $\frac{2\alpha}{N^2}$ relié à la sortie de l'autocorrélateur.

9. Circuit selon la revendication 7, caractérisé en ce qu'il comprend :

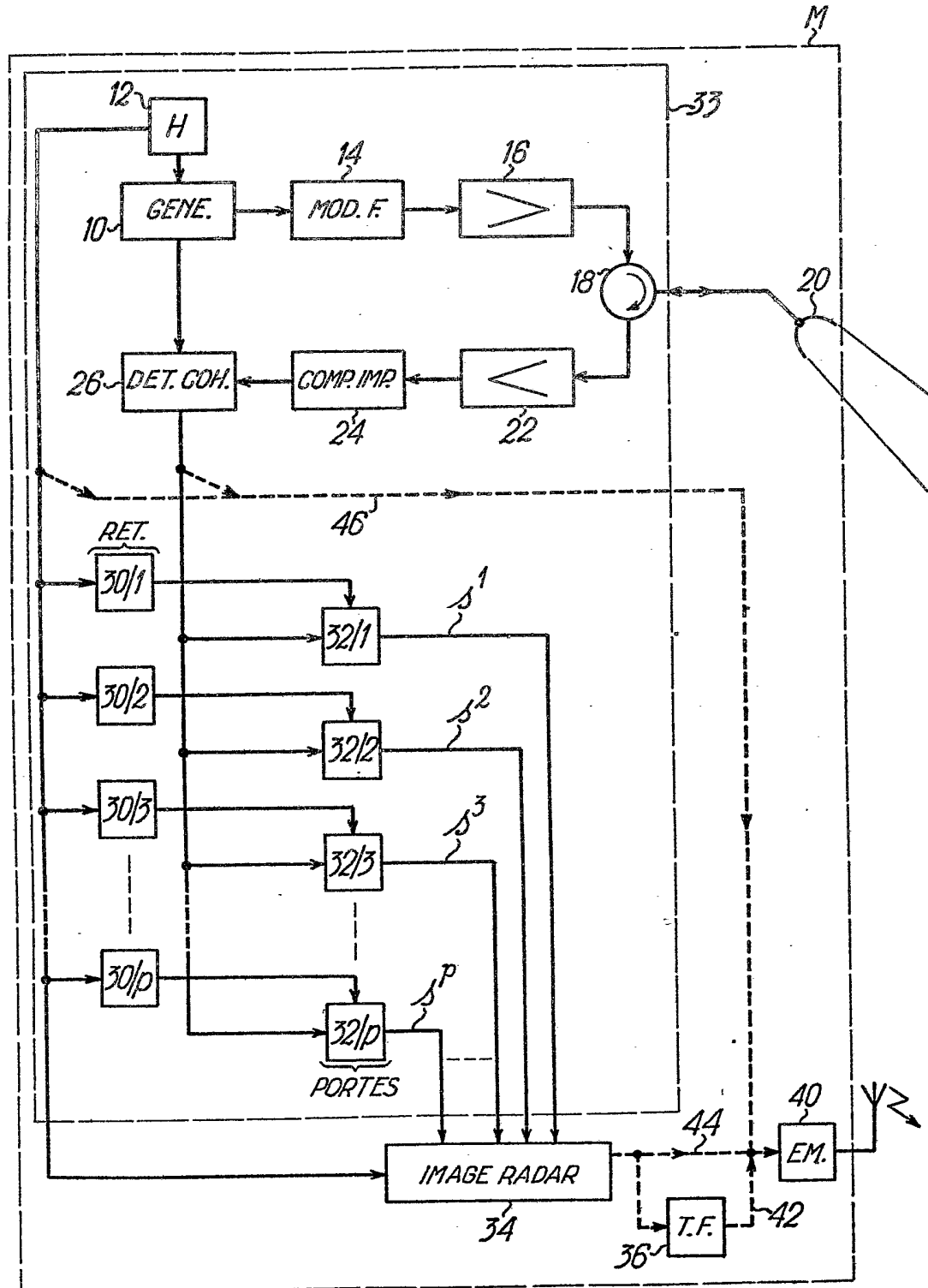
- un autoambiguïmètre (70) recevant les échantillons s_m du radar,
- un générateur (72) d'un signal de phase égal à $\frac{2\alpha}{N^2} \exp[i\pi \frac{2\alpha}{N^2} n^2]$ où α et N sont deux constantes définies

par les conditions opératoires du radar, et n un retard prenant toutes les valeurs entières de 0 à $N/2$,

- un multiplieur (76) relié au générateur et à l'ambiguïmètre.

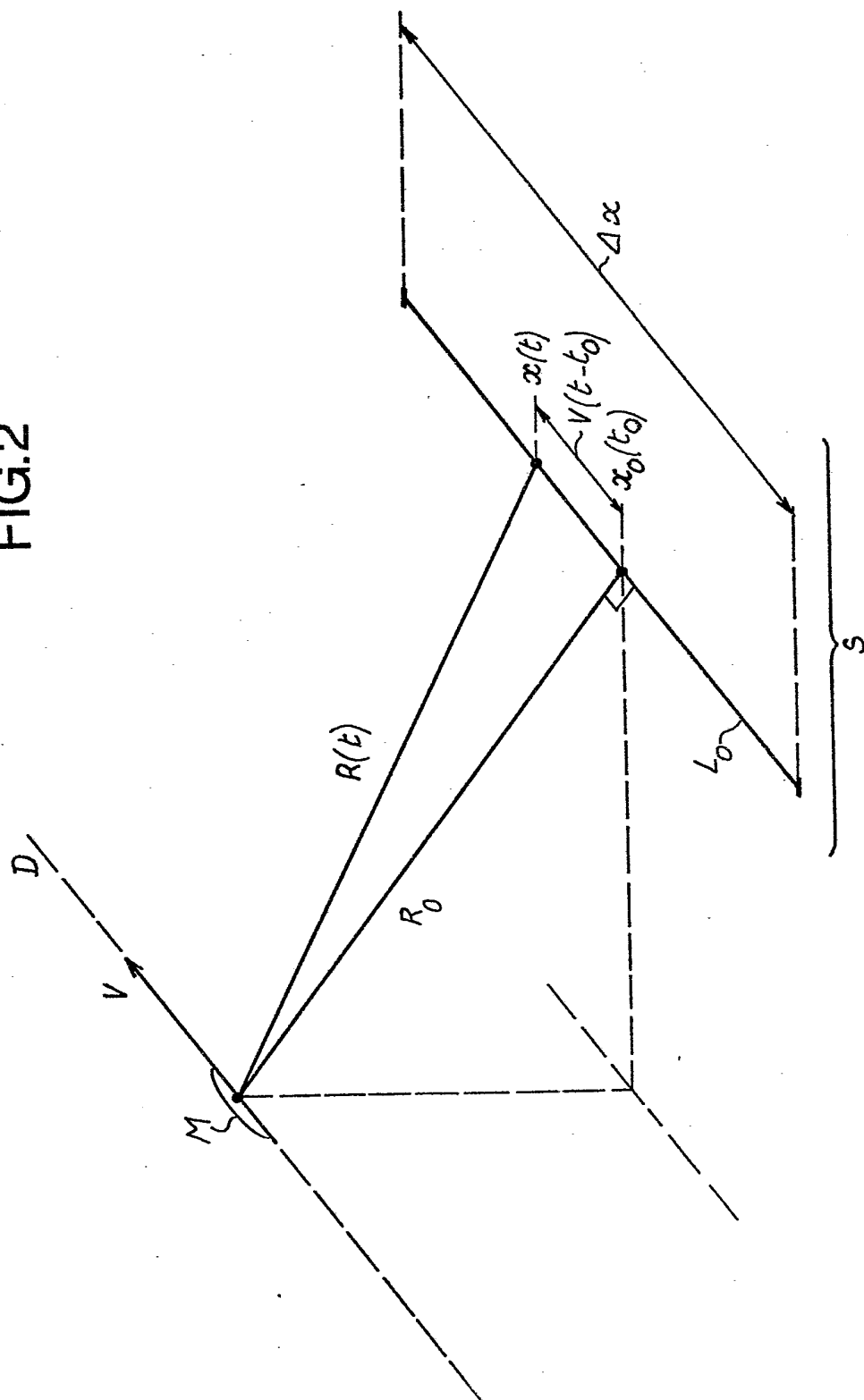
1/5

FIG.1



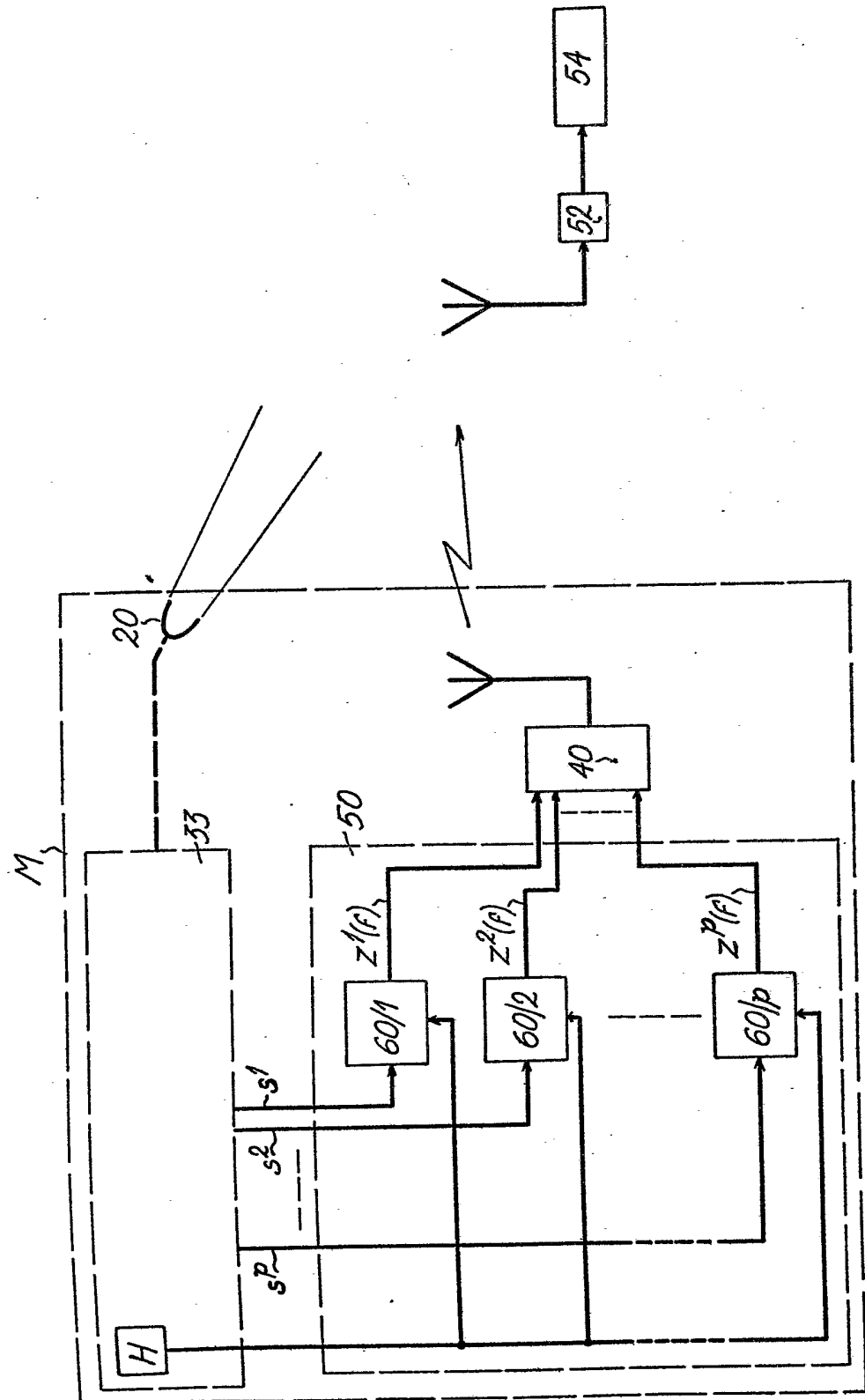
2/5

FIG. 2



3/5

FIG.3



4/5

FIG.4

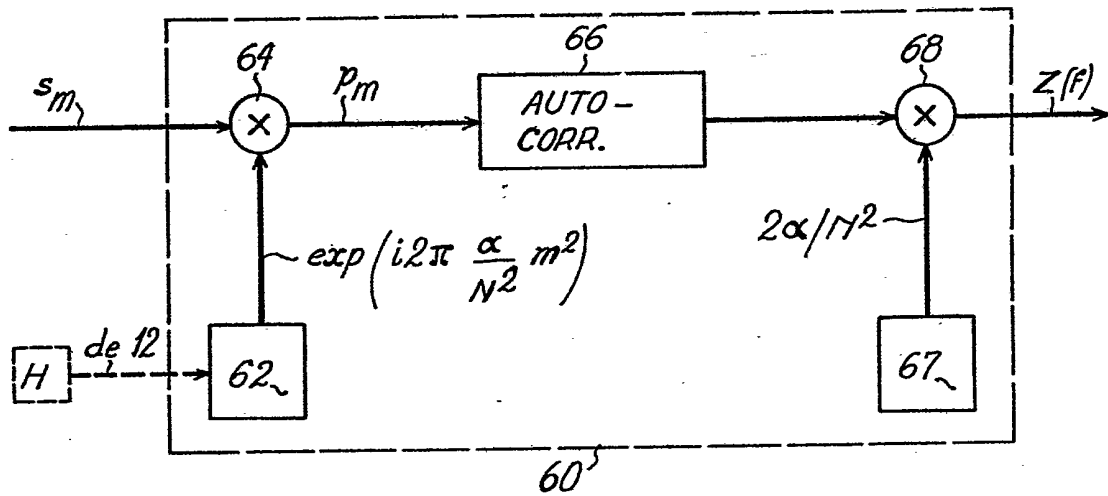


FIG.5

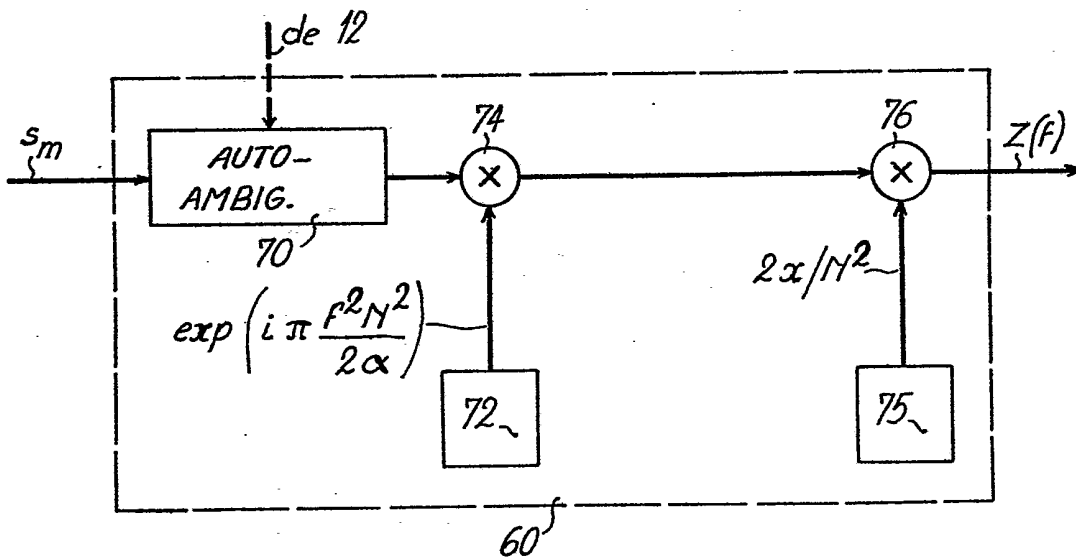


FIG.6

