

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 16.05.06.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la demande : 23.11.07 Bulletin 07/47.

56 Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du présent fascicule*

60 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

71 Demandeur(s) : THALES Société anonyme — FR.

72 Inventeur(s) : BOSSER LUC, KEMKEMIAN STEPHANE et NOUVEL MYRIAM.

73 Titulaire(s) :

74 Mandataire(s) : MARKS & CLERK FRANCE.

54 PROCÉDE DE DETECTION DES REFLECTEURS D'UNE IMPLUSION ELECTROMAGNETIQUE.

57 La présente invention concerne un procédé de détection des réflecteurs d'une impulsion électromagnétique caractérisé en ce qu'il comporte:

- une phase d'échantillonnage temporel du signal reçu et de l'impulsion émise à une même fréquence d'échantillonnage, chaque échantillon correspondant à une distance aller-retour de l'impulsion entre son émetteur et un éventuel réflecteur;

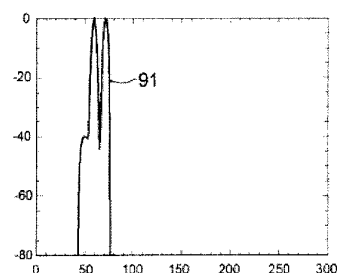
- dans un intervalle de durée égale à l'impulsion émise divisée en L échantillons, une phase de division du signal reçu échantillonné par l'impulsion émise échantillonnée, et translatée temporellement dans cet intervalle;

- une phase de sommations pondérées des L résultats de la division, les jeux de L pondérations ayant chacun un support sur lequel les pondérations ne sont pas nulles, tout sous intervalle de longueur comprise entre U_n et L, où n est un entier non nul tel que U_n est supérieur ou égal à 2, étant le support d'au moins un jeu de pondérations et aucun support n'ayant une longueur inférieure à U_n , les sommes des pondérations d'un jeu étant toutes égales;

- une phase de détermination du minimum des sommations;

- un minimum non nul caractérisant l'amplitude de l'impulsion renvoyée par un réflecteur situé à la distance corres-

pondant au début de l'intervalle temporel considéré.
Application: radar météorologique



PROCEDE DE DETECTION DES REFLECTEURS D'UNE IMPULSION ELECTROMAGNETIQUE

La présente invention concerne un procédé de détection des réflecteurs d'une impulsion électromagnétique. Elle s'applique par exemple dans le domaine des radars météorologiques.

5

La détection d'objets lointains par émission d'impulsions électromagnétiques et analyse de l'ensemble des signaux électromagnétiques perçus en vue d'y retrouver d'éventuels échos des impulsions émises est le principe des radars. Les impulsions émises sont
10 adaptées à la distance et à la nature des objets à détecter et susceptibles de réfléchir les impulsions. En particulier, les impulsions peuvent durer plus ou moins longtemps, avoir une amplitude et une fréquence plus ou moins élevées et être espacées entre elles par une durée plus ou moins longue.
15 Tout ceci caractérise en partie « une forme d'onde », chaque forme d'onde présentant des propriétés spécifiques de propagation et de réflexion plus ou moins adaptées au radar. En effet, en fonction des propriétés de propagation et de réflexion de la forme d'onde, la recherche des éventuels échos dans les signaux perçus peut être facile ou au contraire nécessiter des traitements
20 spécifiques.

Par exemple, les radars météorologiques détectent des zones de précipitation, caractérisées par leur pression et leur taux d'hygrométrie, à des distances très importantes pouvant dépasser 100 miles nautiques. Les impulsions en bande X, aux alentours de 10 giga-hertz, sont bien renvoyées
25 par ce type de réflecteur. Vu la portée longue spécifiée et la limitation en amplitude liée aux émetteurs à bas coût utilisés, les impulsions doivent être longues, de l'ordre de plusieurs centaines de micro-secondes, afin d'avoir la puissance nécessaire à la propagation à de telles distances aller-retour. Mais l'augmentation de la longueur d'impulsion fait baisser la résolution du radar,
30 qui ne pourrait distinguer deux cibles éloignées d'une distance inférieure à la longueur d'impulsion. C'est pourquoi un motif de phase est codé dans l'impulsion en faisant varier la fréquence du signal émis selon une fonction linéaire d'amplitude faible, de l'ordre de quelques dizaines de kilo-hertz,

2

appelée « chirp linéaire de fréquence ». Ce motif de phase pourra ainsi être reconnu dans les signaux perçus, au milieu du bruit, et ceci autant de fois que l'impulsion aura été réfléchi. La fréquence de répétition des impulsions émises est basse, largement inférieure au kilo-hertz.

5 L'un des objectifs des traitements effectués par un radar sur les signaux électromagnétiques perçus est d'établir un « profil comprimé en distance » par une méthode dite « de compression ». Il s'agit de concentrer ou de « comprimer » sur une plage de distance la plus restreinte possible l'énergie d'un signal rétro-diffusé par un réflecteur ou « contributeur »,
10 énergie qui avant compression est diluée sur une plage de distance très étendue car égale à la longueur de l'impulsion émise. Le principe de la compression d'impulsion consiste à enrichir l'information contenue dans l'impulsion émise, par exemple en introduisant une modulation linéaire de fréquence, pour pouvoir retrouver aisément ce motif particulier au milieu du
15 bruit.

Pour une direction donnée dans laquelle une impulsion a été émise, c'est-à-dire à azimuth et site fixé, un profil comprimé en distance indique graphiquement l'amplitude de signal réfléchi en fonction de la distance qu'a parcouru l'impulsion jusqu'à un éventuel réflecteur depuis son
20 émission. Dans un profil comprimé en distance, l'axe des abscisses représente la distance entre l'émetteur et le réflecteur et l'ordonnée représente l'amplitude du signal réfléchi. Ainsi, comme illustré par la suite, un pic d'amplitude dans un profil comprimé en distance caractérise l'écho d'un lobe de l'impulsion émise sur un contributeur situé à une certaine distance, le
25 réflecteur contribuant à l'amplitude des signaux électromagnétiques perçus au niveau de l'émetteur. Un tel pic est appelé « pic de corrélation » car il établit un lien entre l'impulsion émise et les signaux perçus à l'instant correspondant au temps pour parcourir la distance indiquée en abscisse en aller et retour à la vitesse de la lumière.

30

Une méthode classique de compression appelée « méthode de filtrage adapté » permet de construire des profils comprimés en distance. Il s'agit, pour une hypothèse de distance D , de corréler le signal reçu avec le signal émis décalé d'une distance D , c'est-à-dire retardé de $2D/c$ où c
35 caractérise la vitesse de la lumière. Si un contributeur est positionné à la

distance D , un pic de corrélation apparaît. Ce pic est d'autant plus fin, c'est-à-dire concentré sur une plage de distance restreinte, que l'information contenue dans l'impulsion émise est riche, autrement dit que la bande émise est large. La réponse impulsionnelle ainsi dégagée est composée d'un lobe principal, qui fournit la position en distance de l'écho, accompagné de lobes secondaires, qui eux ne correspondent nullement à un écho physique mais sont des « artéfacts » liés au procédé même de compression d'impulsion. Une autre méthode classique appelée « méthode de filtrage pseudo-adapté » permet de réduire le niveau de lobes secondaires à condition de connaître parfaitement les caractéristiques des signaux rétro-diffusés. Ainsi apparaissent des pics de corrélation caractérisant l'écho du lobe principal très haut par rapport à ceux caractérisant l'écho des lobes secondaires. Ceci sera illustré par la suite. Ces méthodes s'avèrent efficaces avec de nombreuses formes d'onde émises et sont utilisées dans de nombreux radar.

Elles se basent sur le principe de codage en phase de l'impulsion émise qu'il faut retrouver dans les signaux perçus. Le critère de corrélation permettant de positionner un pic de corrélation, c'est donc la présence du motif codé en phase. Mais dans le cas d'un radar météorologique par exemple, la forme d'onde utilisée et précédemment décrite est très sensible au phénomène Doppler qui modifie ou parasite considérablement la fréquence du signal réfléchi en fonction de la vitesse relative du contributeur par rapport à l'émetteur. Par extension, on appellera « contribution doppler » ou encore « doppler » la variation de fréquence du signal réfléchi par rapport au signal émis, cette variation étant induite par la vitesse du contributeur relativement à l'émetteur. La fréquence du signal réfléchi n'est donc plus la même que celle du signal émis et le motif codé en phase s'en trouve déformé. Les méthodes classiques de compression par filtrage adapté et par filtrage pseudo-adapté ne fonctionnent plus aussi efficacement. Notamment les profils comprimés en distance présentent des niveaux de lobes secondaires particulièrement élevés qui peuvent masquer les lobes principaux des contributeurs de faible réflectivité. En outre, il ne peut être envisagé de calculer les contributions doppler et d'en déduire le motif codé en phase déformé, car pour cela il faudrait connaître la vitesse relative du contributeur par rapport à l'émetteur et donc la vitesse du contributeur, ce qui ne peut jamais être le cas. En effet, les vitesses de rapprochement des différents

contributeurs ne peuvent pas être déterminées de manière non-ambiguë par une analyse Doppler, la fréquence de répétition des impulsions ne pouvant être suffisamment élevée. En bande X par exemple, certains modes radar se caractérisent par une fréquence de répétition des impulsions de l'ordre de
5 400 hertz, alors que la plage des fréquences Doppler possibles couverte par l'ensemble des contributeurs est de largeur 6000 hertz.

L'invention a notamment pour but de remédier à ce problème et
10 de garantir un niveau de lobes secondaires extrêmement bas dans le profil comprimé en distance quelles que soient les dopplers des différents échos. A cet effet, l'invention a pour objet un procédé de détection des réflecteurs d'une impulsion électromagnétique comportant une phase d'échantillonnage temporel du signal reçu et de l'impulsion émise à une même fréquence
15 d'échantillonnage. Chaque échantillon correspond à une distance aller-retour de l'impulsion entre son émetteur et un éventuel réflecteur. Le procédé comporte également, dans un intervalle de durée égale à l'impulsion émise divisée en L échantillons, une phase de division du signal reçu échantillonné par l'impulsion émise échantillonnée, et translatée temporellement dans cet
20 intervalle. Il comporte aussi une phase de sommations pondérées des L résultats de la division. Les jeux de L pondérations ont chacun un support sur lequel les pondérations ne sont pas nulles. Tout sous intervalle de longueur comprise entre L/n et L, où n est un entier non nul tel que L/n est supérieur ou égal à 2, est le support d'au moins un jeu de pondérations et aucun
25 support n'a une longueur inférieure à L/n . Les sommes des pondérations d'un jeu sont toutes égales. Il comporte enfin une phase de détermination du minimum des sommations, un minimum non nul caractérisant l'amplitude de l'impulsion renvoyée par un réflecteur situé à la distance correspondant au début de l'intervalle temporel considéré.

30 Dans un mode de réalisation, l'intervalle de durée égale à l'impulsion émise peut être divisé en $L=32$ échantillons et les plus petits supports de jeux de pondérations peuvent avoir par exemple une longueur de 8 échantillons, ce qui correspond à $n=4$.

Avantageusement, tout sous intervalle de longueur comprise entre
35 L/n et L peut être le support d'un unique jeu de pondérations, par exemple en

utilisant la famille de jeux de pondérations classique de Blackmann, qui est bien connue. Mais les jeux de pondérations adaptatives peuvent également être utilisés, comme les jeux de pondérations de Hanning qui sont bien connus également.

5 Le procédé peut aussi être appliqué sur plusieurs intervalles temporels correspondant à une même distance et avec les mêmes jeux de pondérations. Les sommations correspondant à un même jeu de pondérations sont alors sommées entre elles avant de déterminer le minimum des sommations, un minimum non nul caractérisant toujours
10 l'amplitude de l'impulsion renvoyée par un réflecteur situé à la distance correspondant au début de l'intervalle temporel considéré.

L'invention a encore pour principaux avantages qu'elle peut
15 s'implémenter dans les systèmes actuels sans modification de l'architecture matérielle ou logicielle. Notamment, elle ne nécessite aucune modification de la chaîne d'émission-réception du radar car elle exploite une impulsion avec une modulation linéaire de fréquence, la plus largement utilisée. En outre, la charge de calcul supplémentaire est tout à fait adaptée aux performances
20 spécifiées pour ces systèmes et à la puissance des calculateurs qu'ils mettent en oeuvre. Son coût est donc extrêmement minime.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront
25 à l'aide de la description qui suit faite en regard de dessins annexés qui représentent :

- les figures 1a et 1b illustrent par des profils comprimés en distance des pics de corrélation caractérisant l'écho d'une même impulsion émise par un radar météorologique sur un même contributeur,
30 respectivement de contribution doppler nulle et de contribution doppler non nulle, les pics ayant été obtenus par la méthode de filtrage pseudo-adapté,
- la figure 2, par un synoptique les phases possibles du procédé selon l'invention,

- les figures 3a, 3b, 3c et 3d, par des graphes illustrent la phase de division du signal reçu dans le procédé selon l'invention,
- les figures 4a et 4b, par des graphes illustrent des jeux de pondérations utilisables dans le procédé selon l'invention,
- 5 - les figures 5a, 5b et 5c, par des graphes illustrent les profils comprimés en distance correspondant à la réflexion par trois contributeurs de dopplers non nuls d'une même impulsion émise par un radar météorologique et obtenus respectivement par la méthode de filtrage pseudo-adapté, par le procédé selon l'invention utilisant un jeu de pondérations classiques et par le
10 procédé selon l'invention utilisant un jeu de pondérations adaptatives.

15 La figure 1a illustre par un profil comprimé en distance un pic de corrélation caractérisant l'écho d'une impulsion émise par un radar météorologique sur un contributeur de doppler nul, le pic ayant été obtenu par la méthode de filtrage pseudo-adapté. L'impulsion est en bande X, sa longueur T est de 275 micro-secondes et le chirp linéaire de fréquence a une
20 amplitude B de 67 kilohertz. L'axe des abscisses représente la distance émetteur-réflecteur en miles nautiques et l'ordonnée représente l'amplitude du signal reçu en décibels.

Un pic de corrélation 1 indique sans ambiguïté la présence d'un contributeur à une distance comprise entre 60 et 70 miles nautiques dans la
25 direction d'émission de l'impulsion. Le pic 1 caractérise uniquement l'écho du lobe principal de l'impulsion émise, le niveau des lobes secondaires n'apparaissant pas à l'échelle du système d'axe utilisé dans l'exemple. En effet, un niveau de lobes secondaires bas dans un profil comprimé en distance s'obtient classiquement par filtrage pseudo-adapté. Cette méthode
30 consiste tout d'abord à appliquer à la représentation temporelle du signal reçu et à la représentation temporelle du signal émis un traitement connu sous la dénomination anglo-saxonne de « Fast Fourier Transformation », que l'on appellera FFT par la suite, qui permet d'obtenir la représentation fréquentielle ou spectrale du signal. Sur la plage spectrale correspondant à la
35 bande émise, le spectre du signal reçu est divisé par le spectre du signal

émis et multiplié par un jeu de pondérations adéquates garantissant un niveau de lobes secondaires acceptable, la plage hors-bande du spectre étant quant à elle mise à zéro. Le profil comprimé en distance est finalement obtenu en effectuant la FFT inverse du spectre ainsi filtré.

5

La figure 1b illustre par un profil comprimé en distance dans le même système d'axes que celui de la figure 1a des pics de corrélation caractérisant l'écho de la même impulsion sur le même contributeur que l'exemple de la figure 1a, les pics ayant été obtenu par exactement la même
10 méthode de filtrage pseudo-adapté. Mais cette fois le contributeur présente une contribution doppler non nulle $f_d=3000$ hertz.

Des pics de corrélation 2, 3 et 4 indiquent simplement la présence du contributeur dans la direction d'émission de l'impulsion. Le pic 2 caractérise l'écho sur le contributeur du lobe principal de l'impulsion émise,
15 les pics 3 et 4 caractérisent les niveaux des lobes secondaires. C'est le décalage fréquentiel entre le spectre du signal émis et le spectre du signal reçu, décalage égal au doppler du contributeur, qui provoque la remontée de niveau des lobes secondaires après application de la méthode de compression par filtrage pseudo-adapté. En effet, pour les formes d'onde
20 considérées dans l'exemple, le décalage doppler $f_d = 3000$ hertz n'est pas négligeable vis-à-vis de la largeur de bande émise $B=67$ kilohertz. Or ce décalage ne peut être corrigé par l'application d'aucun jeu de pondérations sur le spectre.

En particulier, la remontée importante du niveau des lobes
25 secondaires devient incompatible de la dynamique recherchée sur le profil comprimé en distance : les échos de réflectivité très faible sont masqués par les lobes secondaires issus des échos de forte réflectivité. La compression par une technique classique, que ce soit la méthode par filtrage adapté ou par filtrage pseudo-adapté, est donc peu appropriée aux formes d'onde
30 utilisées par le radar météorologique de l'exemple, le nombre de contributeurs éclairés par le faisceau et leurs dopplers respectifs étant a priori inconnus. En outre, si la plage des fréquences doppler possibles est restreinte, l'émission de plusieurs impulsions ne peut cependant se faire avec une fréquence suffisamment haute pour déterminer de manière non
35 ambiguë les fréquences doppler des différents contributeurs. Dans l'exemple

des figures, les impulsions sont émises à la fréquence de seulement 400 hertz.

Ainsi, dans le cadre de certaines formes d'ondes comme celles utilisées par les radars météorologiques par exemple, les méthodes de
5 filtrage adapté et pseudo-adapté ne répondent plus au problème de détection posé.

La figure 2 illustre par un synoptique les phases possibles du procédé selon l'invention appliqué au même exemple de forme d'onde que
10 celui des figures 1a et 1b.

Le procédé comporte une phase 20 d'échantillonnage temporel du signal reçu et de l'impulsion émise à la même fréquence d'échantillonnage. L'échantillonnage du signal reçu et de l'impulsion émise se font en utilisant la même horloge d'échantillonnage ou des horloges d'échantillonnage
15 synchronisées. Cependant, l'échantillonnage de l'impulsion émise peut être réalisé en amont lors d'une phase de calibration qui enregistre effectivement l'impulsion émise, ou même plus simplement réalisé de manière purement théorique, en utilisant une modélisation de l'impulsion émise. En considérant l'exemple de forme d'onde de radar météorologique des figures 1a et 1b, et
20 si on appelle L la longueur de l'impulsion émise en nombre d'échantillons, une fréquence d'échantillonnage $F_{ech}=116364$ hertz permet avantageusement de découper l'impulsion émise d'une longueur $T=275$ micro-secondes en $L=32$ échantillons successifs d'une durée identique d'environ 8,6 micro-secondes. Ainsi, le signal reçu est également découpé
25 en échantillons de 8.6 micro-secondes. Chaque échantillon est désigné par son indice k qui peut être n'importe quel entier supérieur ou égal à 0, $k=0$ désignant le premier échantillon dans l'ordre chronologique, $k=1$ désignant le deuxième échantillon dans l'ordre chronologique et ainsi de suite. Par extension, on désignera l'échantillon d'indice k par « case distance k ». En
30 effet, le temps écoulé entre l'instant marquant le début d'impulsion, qui est le début de l'échantillon d'indice 0, et l'instant marquant le début de l'échantillon d'indice k correspond également à la distance parcourue en aller et retour par l'impulsion électromagnétique à la vitesse de la lumière entre ces deux instants. Cela permet d'assimiler chaque échantillon à une distance à
35 l'émetteur où peut se trouver un réflecteur.

Le procédé comporte une phase 21, dans un intervalle de durée égale à l'impulsion émise divisée en L échantillons, de division du signal reçu échantillonné par l'impulsion émise échantillonnée et translatée temporellement dans cet intervalle. Dans l'exemple du radar météorologique

5 considéré, il s'agit, pour une restriction des signaux perçus à une suite consécutive de L=32 échantillons d'indices compris entre k et k+L-1, quel que soit l'indice k, de diviser 2 à 2 les valeurs des échantillons par les valeurs des 32 échantillons qui représentent l'impulsion émise. Par analogie avec

10 une opération classique de traitement du signal connue par l'expression anglo-saxonne de « deramping » et qui inclut notamment la division d'un signal reçu par un signal émis modulé linéairement en fréquence, le résultat de cette division sur 32 échantillons sera appelé par la suite le « signal dérampé ».

15 Les figures 3a, 3b, 3c et 3d illustrent par des graphes la phase de division du signal reçu dans le procédé selon l'invention. Ils sont tous représentés dans un même système d'axes avec en abscisse l'indice de l'échantillon, ou case distance, et en ordonnée l'amplitude du signal en décibels.

20 La figure 3a représente par une courbe 31 le signal reçu si un contributeur de doppler nul est localisé à la case distance k. La figure 3b représente par une courbe 32 le signal dérampé correspondant. Le signal dérampé est continu, c'est-à-dire de fréquence nulle, et stationnaire, c'est-à-dire d'amplitude constante sur les L=32 échantillons qui suivent l'échantillon

25 d'indice k. On dira par la suite que si un contributeur est situé à la case distance k, alors le signal dérampé contient une composante continue et stationnaire.

Pour le même contributeur localisé à la même case distance k, un doppler non nul se traduirait simplement par le fait que le signal dérampé est

30 continu sur un nombre d'échantillons très légèrement inférieur à L, égal en fait à $L - [\delta k]$ où $\delta k = \frac{f_d}{\delta f}$, $[\]$ désigne le plus proche entier et $\delta f = \frac{B}{T \cdot F_{ech}}$. Dans l'exemple du radar météorologique où $f_d = 3000$ hertz, $B = 67$ kilohertz, $T = 275$ micro-secondes et $F_{ech} = 116364$ hertz, le signal dérampé est donc continu et stationnaire sur $L - 1 = 31$ échantillons et nul sur un seul échantillon.

La figure 3c représente par une courbe 33 le signal reçu si aucun contributeur n'est localisé à la case distance k. La figure 3d représente par une courbe 34 le signal dérampé correspondant. Le signal dérampé présente
 5 les caractéristiques suivantes :

- signal nul pour les contributeurs éloignés d'un nombre de cases distance supérieur à L,
- signal non stationnaire présent sur une partie seulement de la
 10 fenêtre d'analyse de taille L et de fréquence non nulle proportionnelle à la distance qui sépare le contributeur de la case distance k.

On dira par la suite que si aucun contributeur n'est situé à la case distance k, alors le signal dérampé ne contient aucune composante continue et stationnaire.

15

Le principe du procédé selon l'invention est d'affecter à la case distance k du profil comprimé en distance la composante continue et stationnaire du signal dérampé correspondant. Si cette composante est non nulle, alors un contributeur est localisé à la case distance k. Si cette
 20 composante est nulle, alors aucun contributeur n'est localisé à la case distance k. Les étapes suivantes du procédé visent notamment à repérer la composante continue et stationnaire dans un signal dérampé, sachant que les échos sont reçus mélangés et bruités.

25 Le procédé comporte une phase 22 de sommations pondérées des L résultats de la division, les jeux de L pondérations ayant chacun un support sur lequel les pondérations ne sont pas nulles, tout sous intervalle de longueur comprise entre L/n et L, où n est un entier non nul tel que L/n est supérieur ou égal à 2, étant le support d'au moins un jeu de pondérations et
 30 aucun support n'ayant une longueur inférieure à L/n , les sommes des pondérations d'un jeu étant toutes égales.

Il s'agit de faire plusieurs fois la somme des valeurs des L échantillons du signal dérampé en leur affectant à chacune un certain poids, la famille de jeux de L pondérations utilisée ayant les propriétés suivantes :

- pour un signal stationnaire et de fréquence nulle, les différentes sommes pondérées renvoient une valeur identique non nulle proportionnelle à l'amplitude du signal,
- au contraire, pour un signal non stationnaire ou de fréquence non nulle, différents jeux de pondérations sont susceptibles d'annuler la somme pondérée du signal.

En considérant l'exemple du radar météorologique où $L=32$ et en choisissant avantageusement $n=4$, la longueur des supports varie donc de 8 à 32 échantillons, soit 25 longueurs de support distinctes. Pour chacune des 25 longueurs de support, il faut considérer tous les supports possibles ayant cette longueur. Par exemple, pour la longueur de support égale à 8 échantillons, il peut être imaginé de faire glisser le support de longueur 8 tout le long des 32 échantillons, c'est-à-dire de décaler le support. Le premier support s'étend alors de $k=0$ à $k=7$ et correspond à une valeur 0 de décalage. Le deuxième support s'étend de $k=1$ à $k=8$ et correspond à une valeur 1 de décalage. Et ainsi de suite, le dernier support s'étend de $k=24$ à $k=31$ et correspond à une valeur 24 de décalage. Il y a donc 25 supports de longueur 8, chacun caractérisé par son décalage compris entre 0 et 24. De même il existe 24 supports de longueur égale à 9 échantillons. Et ainsi de suite, il existe 2 supports de longueur 31 échantillons et un seul support de longueur 32 échantillons. En tout, pour $L=32$ et $n=4$, il y a 325 supports distincts.

La figure 4a illustre par des graphes un jeu de pondérations pour chacune des longueurs de support possibles, à savoir de 8 à 32 échantillons. Les indices d'échantillon sont en abscisse et les valeurs des pondérations sont en ordonnée. Des courbes 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64 et 65 représentent respectivement les jeux de pondérations de longueur 8 à 32 échantillons et correspondant tous à la valeur de décalage 0. Quel que soit le jeu de pondérations considéré, la somme de ses pondérations doit toujours être égale à une même valeur. Ceci assure que la somme pondérée d'une composante stationnaire et de fréquence nulle sera toujours égale à une même valeur. Dans l'exemple de la figure 4a, l'amplitude des pondérations

varie de manière inversement proportionnelle à la longueur du support pour assurer que leurs sommes sont bien égales.

La figure 4b illustre par des graphes les jeux de pondérations dont le support a une longueur égale à 20, ceci pour toutes les valeurs de
 5 décalage possibles à cette longueur, à savoir entre 0 et 12. Le système d'axes est le même que celui de la figure 4a. Des courbes 70, 71, 72, 73, 74, 75, 76, 77, 78, 79, 80, 81 et 82 représentent respectivement les jeux de pondérations de longueur 20 échantillons correspondant aux valeurs de décalage 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11 et 12. Dans l'exemple de la figure
 10 4b, les pondérations ont simplement été décalées en même temps que leur support, donc leurs sommes sont bien égales.

Les figures 4a et 4b montrent un exemple de jeux de pondérations dites classiques qui peut être utilisé dans le procédé selon l'invention. Il s'agit des pondérations de Blackman, bien connues par ailleurs pour leur niveau de
 15 lobes secondaires extrêmement bas. Des familles de pondérations classiques, et notamment les pondérations de Blackman, sont utilisées dans de nombreux procédés de filtrage des signaux. Dans ces familles de jeux de pondérations, à un couple longueur-décalage correspond avantageusement un unique jeu de pondérations. Mais il existe également des familles de jeux
 20 de pondérations dites adaptatives, qui à un couple longueur-décalage associent une série de pondérations, chacune des pondérations étant calculée à partir d'un paramètre α à valeur réelle dans l'intervalle $[0,1]$. Ces pondérations présentent différents compromis, qui dans l'exemple du radar météorologique peuvent permettre notamment d'améliorer la résolution sans
 25 dégrader le niveau de lobes secondaires et de filtrer plus efficacement le bruit. Dans le cadre du procédé selon l'invention, l'utilisation d'une famille de jeux de pondérations adaptatives est simple : il suffit de remplacer dans la méthode précédente la somme pondérée classique associée à un couple longueur-décalage par la somme pondérée minimale parmi les différentes
 30 sommes pondérées associées au même couple longueur-décalage obtenues en balayant toutes les valeurs possibles du paramètre α . Ainsi, une famille de jeux de pondérations adaptatives appelées pondérations de Hanning, bien connue par ailleurs et utilisée dans de nombreux procédés de filtrage des signaux, peut avantageusement être utilisée dans le cadre du procédé
 35 selon l'invention.

Enfin il faut remarquer que les pondérations nulles dans un jeu de pondérations, c'est-à-dire les pondérations en dehors du support, ont pour but d'annuler le signal dérapé non stationnaires ou de fréquence non nulle. Plus la longueur d'un support est petite, plus il a de chance d'annuler ce

5 signal. Mais il est à noter qu'il ne peut cependant y avoir dans une famille de jeux de pondérations des jeux dont le support se limite à 1 échantillon. En effet, certains de ces jeux de pondérations annuleraient par sommation une composante stationnaire et de fréquence nulle déformée par une éventuelle contribution doppler, le signal dérapé correspondant étant nul sur $[\delta k]$

10 échantillons comme expliqué précédemment. Ne connaissant pas $[dk]$ à priori, qui est proportionnel au doppler du contributeur considéré, le procédé selon l'invention indique donc de se limiter à des supports dont la longueur varie entre L/n et L , n étant un entier non nul tel que L/n est supérieur ou égal à 2. En fait n dépend de L et sera d'autant plus grand que L est grand, le but

15 théorique étant d'éviter des jeux de pondérations dont le support se limite à 1 échantillon. Dans la pratique, pour assurer une marge de sécurité plus grande, les supports auront une longueur nettement supérieure à 2.

Le procédé comporte une phase 23 de détermination du minimum

20 des sommations, un minimum non nul caractérisant l'amplitude d'une impulsion renvoyée par un réflecteur situé à la distance correspondant au début de l'intervalle temporel considéré. Il s'agit de repérer les signaux dérapés qui ont été annulés par l'une des sommations et qui ne sont donc pas des composantes stationnaires et de fréquence nulle. En effet, seule une

25 composante stationnaire et de fréquence nulle n'est pas annulée par cette opération.

Si le minimum des sommations est nul, alors il n'y a pas de contributeur à la case distance k considérée. Cette valeur nulle est utilisée pour caractériser l'amplitude de l'écho reçu à la case distance k .

30 Si le minimum des sommations n'est pas nul, alors il y a un contributeur à la case distance k considérée. Cette valeur non nulle de sommation, qui est la même quel que soit le jeu de pondérations, est utilisée pour caractériser l'amplitude de l'écho reçu à la case distance k .

Dans certains cas particuliers, l'exploitation d'une unique impulsion peut présenter certains inconvénients. Par exemple, dans un signal dérampé correspondant à une case distance k et à une impulsion, peuvent cohabiter un signal continu et stationnaire d'amplitude extrêmement faible et un ou plusieurs signaux non continus et non stationnaires d'amplitudes importantes. Sur l'ensemble des pondérations testées, il peut exister une configuration particulière pour laquelle la combinaison des différents signaux annule la somme pondérée. Ainsi, le procédé selon l'invention peut rater l'écho d'un contributeur. Cependant, le signal dérampé correspondant à la même case distance k mais à une autre impulsion que celle ayant amené à rater l'écho d'un contributeur peut également être considéré. Du fait de la rotation de phase due au doppler d'une impulsion à l'autre qui n'est pas strictement identique pour les différents échos, et du fait de la présence d'un bruit décorrélié entre impulsions, la probabilité que le même jeu de pondérations annule à nouveau la somme pondérée du signal est faible. Dès lors, la mise à profit de N impulsions peut avantageusement se faire de la manière suivante : pour une case distance k donnée, on considère simultanément les N signaux dérampés correspondant aux N impulsions. Pour chaque jeu de pondérations sont calculées N sommes pondérées, issues des N signaux dérampés. Ces N sommes pondérées sont ensuite elle-même additionnées. Le résultat final affecté à la case distance k , c'est-à-dire l'amplitude de l'écho à la case distance k , est le minimum sur l'ensemble des jeux de pondérations testés. Cette méthode générique visant à utiliser plusieurs impulsions est communément désignée par l'expression anglo-saxonne de « post-intégration ». Elle permet simultanément de diminuer l'écart type du bruit sur le profil en distance final et d'éviter la perte accidentelle des échos de faible amplitude. Elle est couramment dans le cadre des méthodes classiques de filtrage.

Les figures 5a, 5b et 5c illustrent par des graphes les profils comprimés en distance correspondant à la réflexion d'une même impulsion émise par un radar météorologique sur trois contributeurs de dopplers non nuls et obtenus respectivement par la méthode de filtrage pseudo-adapté, par le procédé selon l'invention utilisant un jeu de pondérations classiques et par le procédé selon l'invention utilisant un jeu de pondérations adaptatives.

Deux contributeurs de forte réflectivité sont localisés aux cases distance 60 et 70, de doppler respectifs 3000 hertz et -2500 hertz. Un contributeur de faible réflectivité est localisé à la case distance 50, de doppler 50 hertz. La distance est donnée par l'abscisse en miles nautiques, l'amplitude du signal réfléchi est donnée en décibels par l'ordonnée.

La figure 5a illustre par une courbe 90 le résultat d'une compression par la méthode de filtrage pseudo-adaptée classique avec post-intégration. La remontée des lobes secondaires masque considérablement les lobes principaux des trois échos, qui sont difficiles voire impossibles à distinguer même en connaissant à priori la localisation des contributeurs. La figure 5b illustre par une courbe 91 le résultat obtenu par le procédé selon l'invention utilisant des pondérations classiques. Cette fois, les lobes principaux des 3 échos aux cases distances 50, 60 et 70 se distinguent clairement, mettant en évidence les contributeurs et l'efficacité du procédé selon l'invention. La figure 5c illustre par une courbe 92 le résultat obtenu par le procédé selon l'invention utilisant des pondérations adaptatives. Les lobes principaux des 3 échos sont encore plus marqués aux cases distances 50, 60 et 70 et donc encore plus faciles à exploiter numériquement.

Le procédé selon l'invention décrit précédemment, quelle que soit sa variante d'implémentation, peut être mis en oeuvre dans les systèmes actuels sans modification de l'architecture matérielle ou logicielle. Notamment, il ne nécessite aucune modification de la chaîne d'émission-réception du radar car il exploite une impulsion avec une modulation linéaire de fréquence, la plus largement utilisée. En outre, la charge de calcul supplémentaire est tout à fait adaptée aux performances spécifiées pour ces systèmes et à la puissance des calculateurs qu'ils mettent en oeuvre. Son coût est donc extrêmement minime.

REVENDEICATIONS

1. Procédé de détection des réflecteurs d'une impulsion électromagnétique, caractérisé en ce qu'il comporte :
 - une phase (20) d'échantillonnage temporel du signal reçu (31, 33) et de l'impulsion émise à une même fréquence d'échantillonnage, chaque échantillon correspondant à une distance aller-retour de l'impulsion entre son émetteur et un éventuel réflecteur ;
 - dans un intervalle de durée égale à l'impulsion émise divisée en L échantillons, une phase (21) de division du signal reçu échantillonné par l'impulsion émise échantillonnée, et translatée temporellement dans cet intervalle (32, 34) ;
 - une phase (22) de sommations pondérées des L résultats de la division, les jeux de L pondérations (40 à 65, 70 à 82) ayant chacun un support sur lequel les pondérations ne sont pas nulles, tout sous intervalle de longueur comprise entre L/n et L, où n est un entier non nul tel que L/n est supérieur ou égal à 2, étant le support d'au moins un jeu de pondérations et aucun support n'ayant une longueur inférieure à L/n , les sommes des pondérations d'un jeu étant toutes égales ;
 - une phase (23) de détermination du minimum des sommations ;
 un minimum non nul caractérisant l'amplitude (91, 92) de l'impulsion renvoyée par un réflecteur situé à la distance correspondant au début de l'intervalle temporel considéré.
2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que $L=32$.
3. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que $n=4$.
4. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que tout sous intervalle de longueur comprise entre L/n et L est le support d'un unique jeu de pondérations (40 à 65, 70 à 82).
5. Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce que les jeux de pondérations utilisés sont des jeux de pondérations de Blackman (40 à 65, 70 à 82).

6. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que les jeux de pondérations utilisés sont des jeux de pondérations de Hanning.
- 5 7. Procédé de détection des réflecteurs d'une impulsion électromagnétique selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'il est appliqué sur plusieurs intervalles temporels correspondant à une même distance et avec les mêmes jeux de pondérations, les sommations correspondant à un
- 10 même jeu de pondérations étant sommées entre elles avant de déterminer le minimum des sommations, un minimum non nul caractérisant l'amplitude de l'impulsion renvoyée par un réflecteur situé à la distance correspondant au début de l'intervalle temporel considéré.

1/5

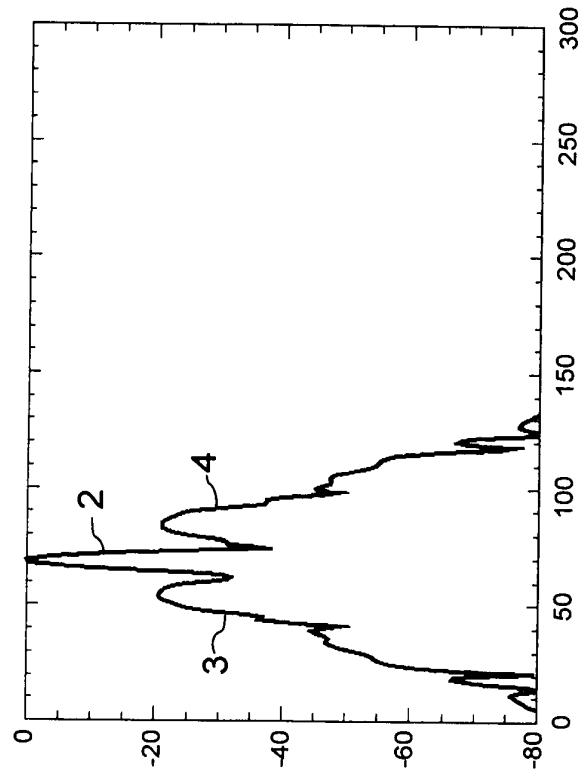


FIG. 1a

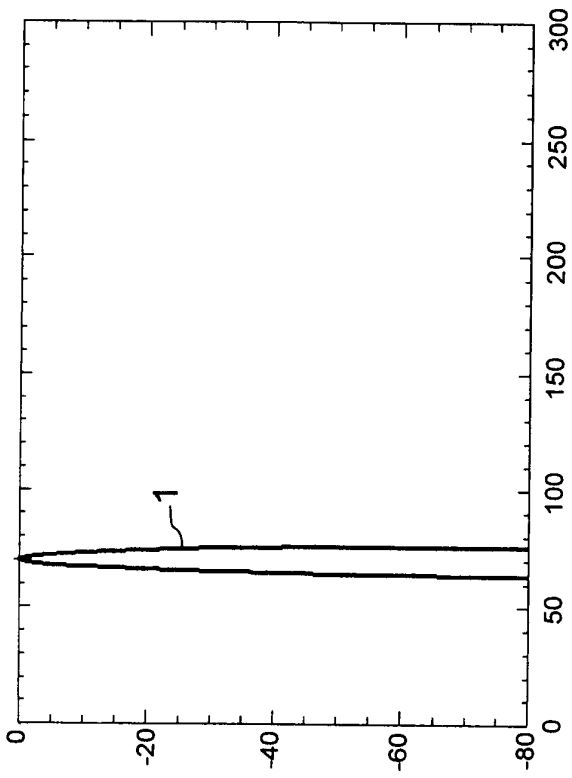


FIG. 1b

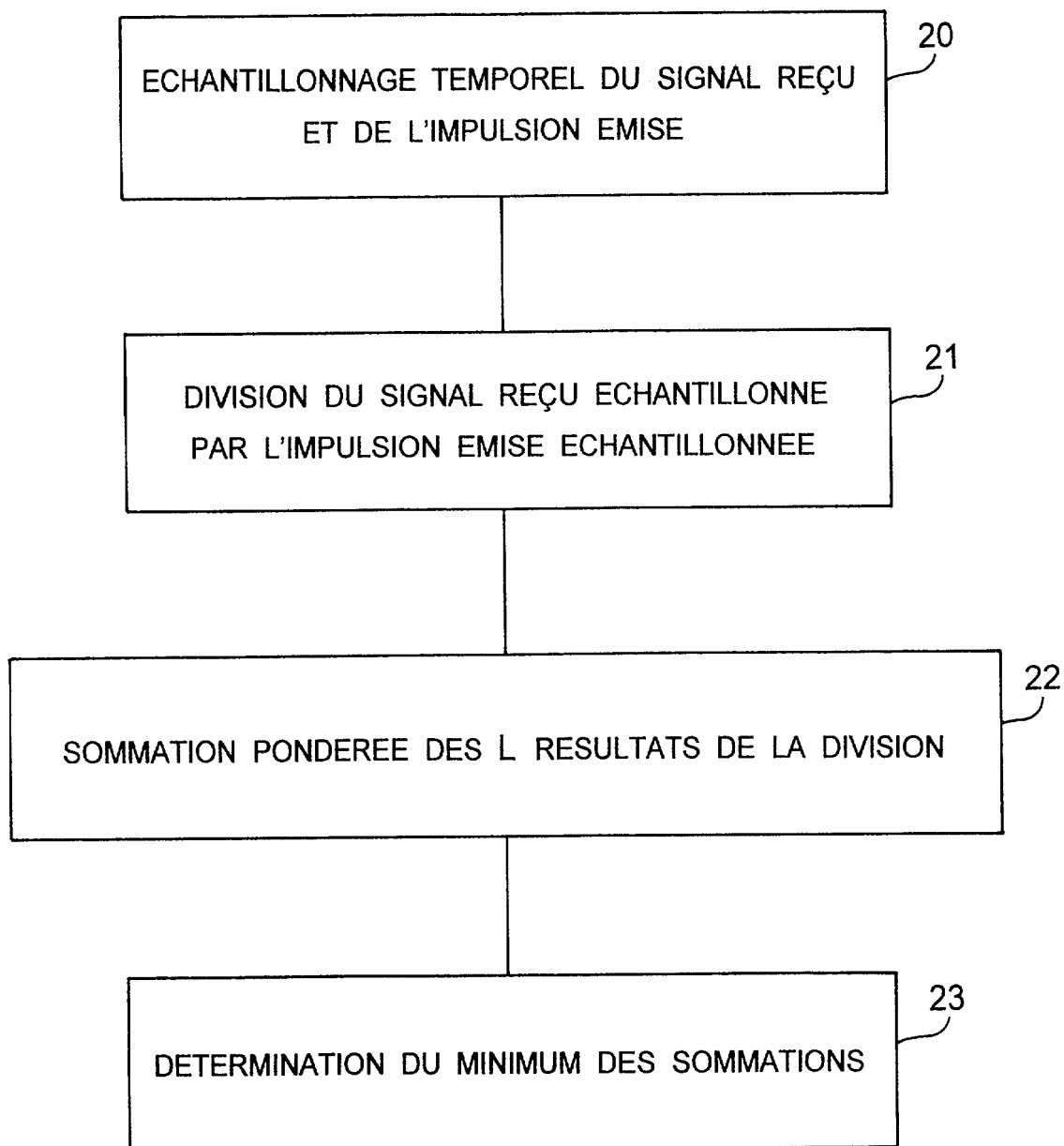


FIG.2

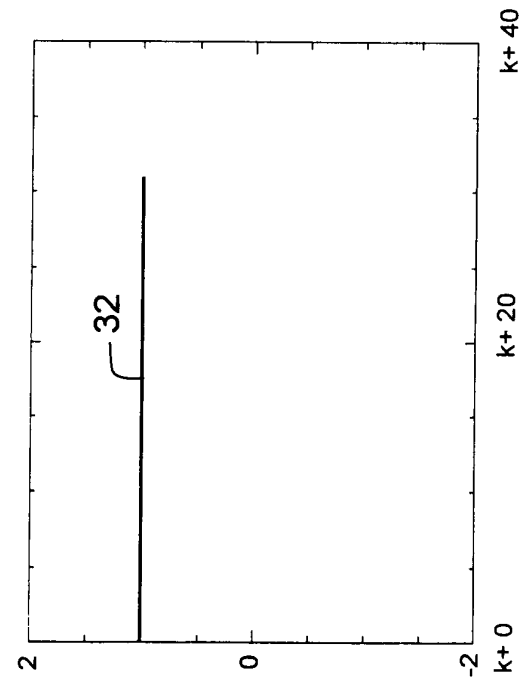


FIG. 3a

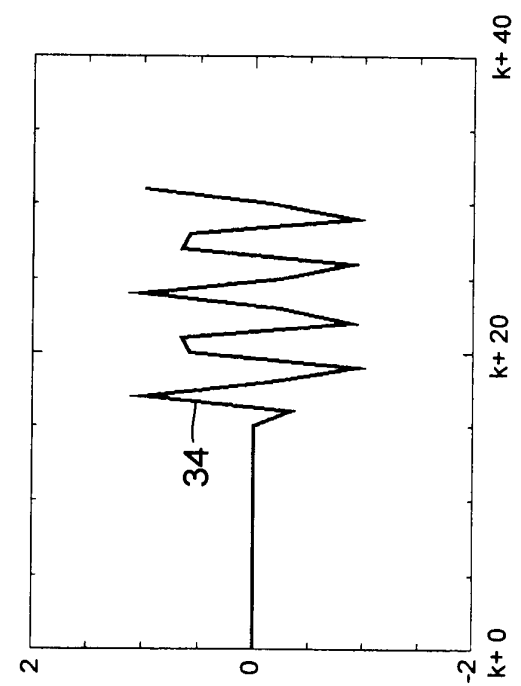


FIG. 3b

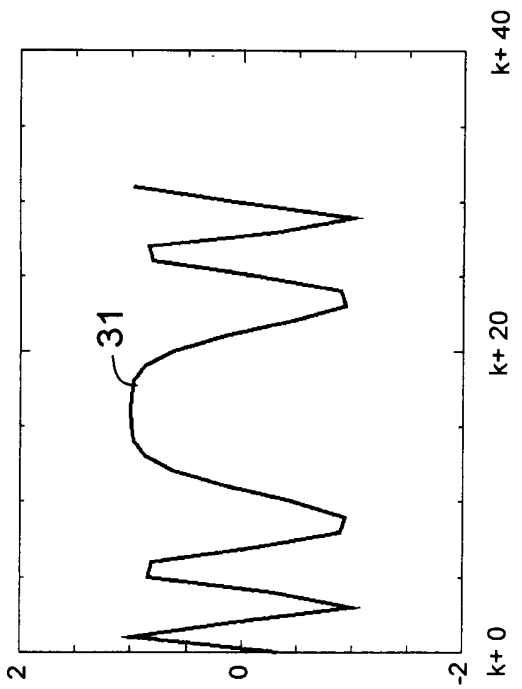


FIG. 3c

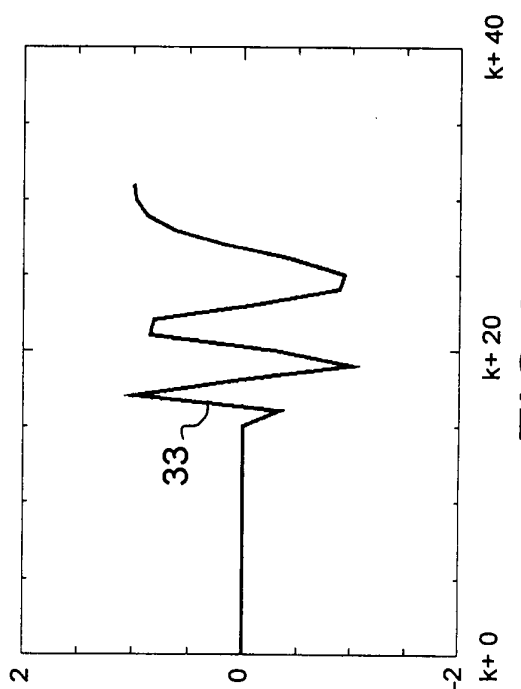


FIG. 3d

4/5

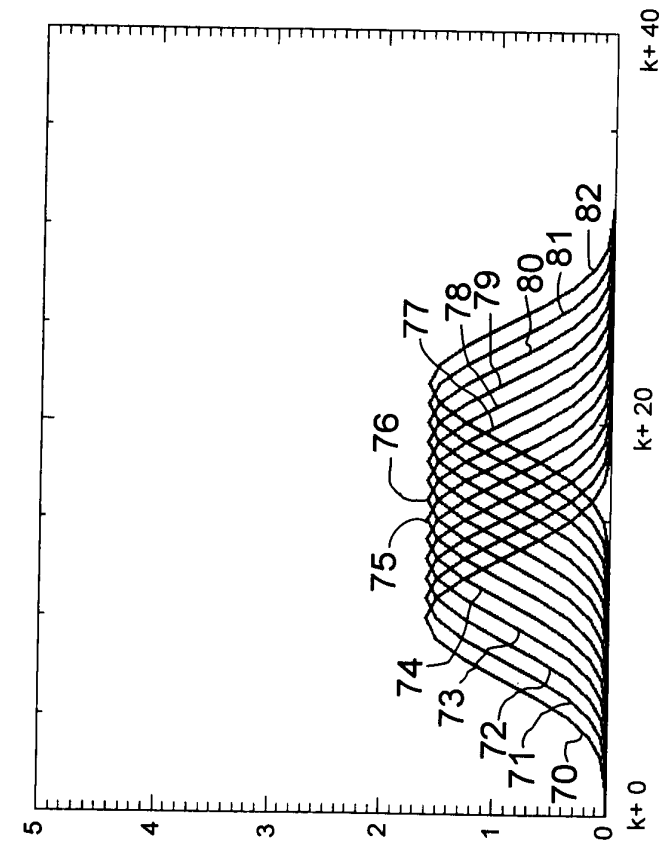


FIG. 4a

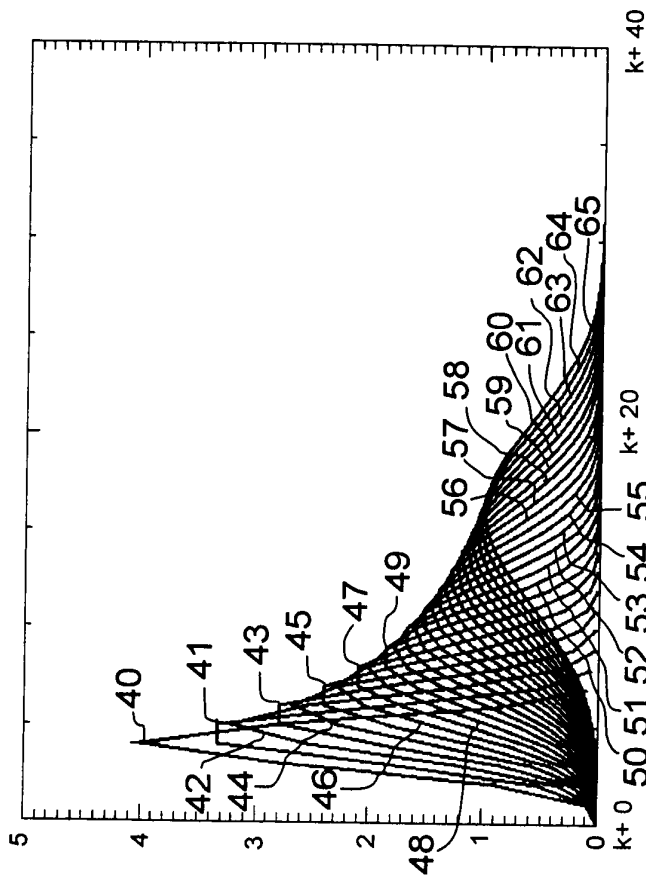
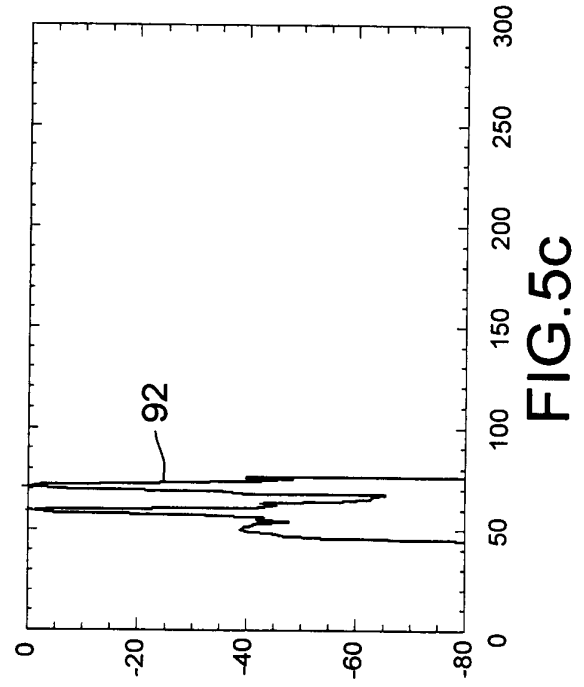
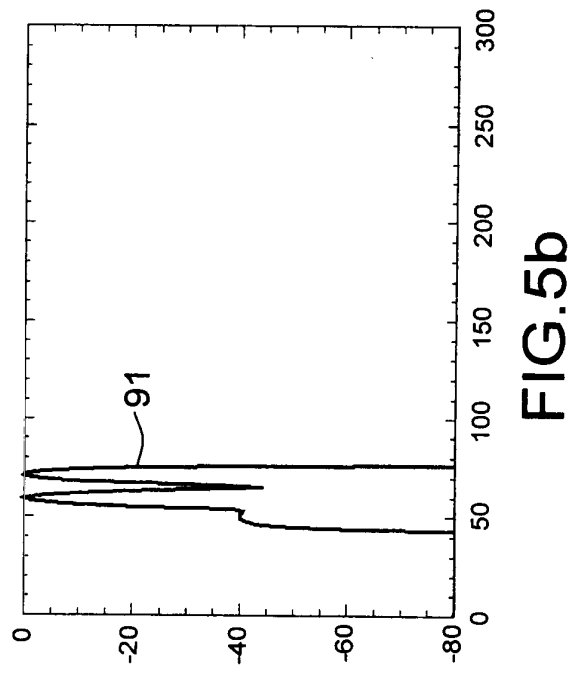
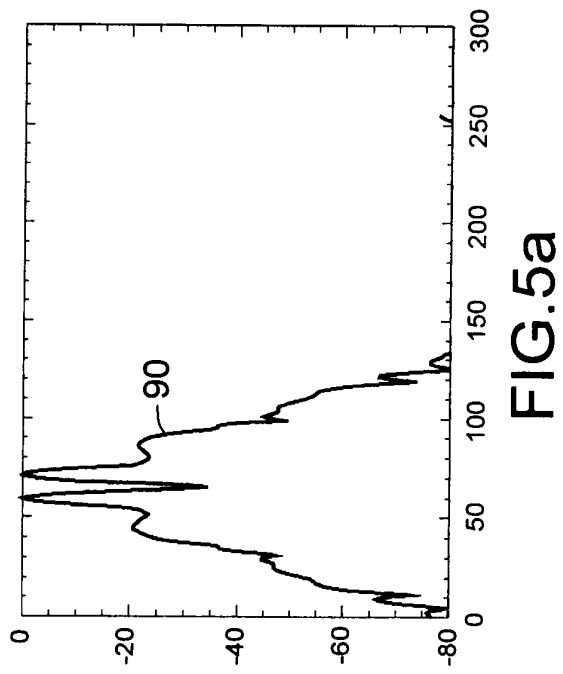


FIG. 4b



**RAPPORT DE RECHERCHE
PRÉLIMINAIRE**

établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement
national

FA 681512
FR 0604371

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
A	EP 0 493 189 A (THOMSON CSF [FR]) 1 juillet 1992 (1992-07-01) * abrégé; revendication 1; figures 4a,4b,4c *	1-7	
A	US 6 448 923 B1 (ZRNIC DUSAN S [US] ET AL) 10 septembre 2002 (2002-09-10) * colonne 3, ligne 59 - colonne 5, ligne 9; revendication 1; figures 2d,2e,2f *	1-7	
A	US 3 720 959 A (HAHN G) 20 mars 1973 (1973-03-20) * abrégé * * colonne 5, ligne 47 - colonne 6, ligne 6 *	1-7	
A	FR 2 763 398 A1 (THOMSON CSF [FR]) 20 novembre 1998 (1998-11-20) * abrégé; revendication 1; figures 1,2 *	1-7	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC)
			G01S
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
26 janvier 2007		Mercier, Francois	
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant			

ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE**RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 0604371 FA 681512**

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche préliminaire visé ci-dessus.

Les dits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du **26-01-2007**

Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets, ni de l'Administration française

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
EP 0493189	A	01-07-1992	DE 69110646 D1	27-07-1995
			DE 69110646 T2	14-12-1995
			FR 2671195 A1	03-07-1992
			IL 100473 A	11-11-1994
			JP 6102347 A	15-04-1994
			US 5189428 A	23-02-1993

US 6448923	B1	10-09-2002	AUCUN	

US 3720959	A	20-03-1973	AUCUN	

FR 2763398	A1	20-11-1998	EP 0884605 A1	16-12-1998
			US 6072419 A	06-06-2000
