

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 02.06.98.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la
demande : 03.12.99 Bulletin 99/48.

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) : ONERA (OFFICE NATIONAL D'ETU-
DES ET DE RECHERCHES AEROSPATIALES) Etablis-
sment public — FR.

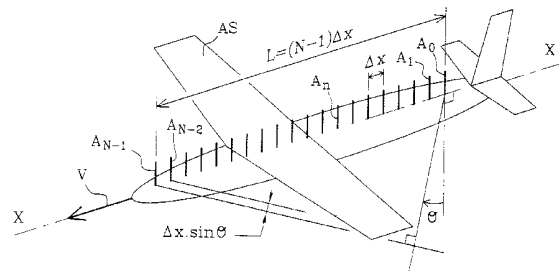
72 Inventeur(s) : GARNIER GERARD.

73 Titulaire(s) :

74 Mandataire(s) : MARTINET ET LAPOUX.

54 SIGNAUX D'EMISSION POUR ANTENNE RESEAU MOBILE.

57 L'invention vise à faciliter le filtrage de fouillis dans un signal par un système émetteur-récepteur mobile qui est actuellement complexe à cause de l'étalement spectral par l'effet Doppler. Le système émetteur-récepteur mobile à une vitesse V est par exemple un radar comprenant une antenne réseau (A_0 à A_{N-1}) embarqué dans un avion AV. Un signal d'émission de fréquence porteuse f pour un élément d'antenne (A_0 à A_{N-1}) comprend, pour une direction de visée (D) faisant un angle de gisement prédéterminé avec la direction d'avance (XX) du système, un argument ayant un facteur de fréquence de la forme $f(1 - (2V/c) \sin\theta)$, c étant la vitesse de la lumière. Ce facteur anticipe l'effet Doppler à l'émission de manière à annuler celui-ci à la réception.



Signaux d'émission pour antenne réseau mobile

La présente invention concerne l'émission de signaux par des éléments d'antenne dans un système émetteur/récepteur mobile relevant du domaine de la télédétection, de la radiolocalisation, ou des télécommunications. Plus particulièrement, le système émetteur/récepteur peut être un radar aéroporté à balayage électronique avec une antenne réseau.

10

En référence à la figure 1, une antenne réseau simple comprend N éléments d'antenne A_0 à A_{N-1} alignés suivant une direction longitudinale XX et distants deux à deux d'un pas Δx . Afin que l'antenne réseau rayonne suivant une direction de visée D définie par un angle de gisement θ entre cette direction et une perpendiculaire à la direction longitudinale XX , il faut que l'antenne réseau soit équiphasé suivant la direction D , c'est-à-dire tous les signaux émis depuis les éléments d'antenne A_0 à A_{N-1} soient en phase dans un plan d'onde perpendiculaire PO à la direction de visée D . Cette condition est exprimée par un déphasage

25

$$\Delta\varphi_n = 2\pi(n \Delta x \sin\theta) / \lambda$$

pour le signal émis par l'élément d'antenne A_n de rang n avec $0 \leq n \leq N-1$ et λ la longueur d'onde. Le signal émis à l'instant t pour l'élément d'antenne A_n est alors de la forme :

30

$$s_{e_n, \theta} = e^{j2\pi f(t + n (\Delta x / c) \sin \theta)}$$

où f est la fréquence, égale à c/λ , et c la vitesse de la lumière.

Le signal émis par l'antenne réseau dans la direction de visée D est la somme des N signaux
5 d'émission élémentaires $se_{n,\theta}$.

En référence à la figure 2, si l'on suppose que l'antenne réseau est mobile par rapport au sol SOL, et est par exemple portée par un aéronef AE de
10 vitesse de déplacement V parallèle à la direction longitudinale XX , un écho reçu par l'élément d'antenne A_n à l'instant t et provenant de la direction de visée formant un angle de gisement θ correspond au signal émis par l'aéronef à un instant
15 antérieur de $2\pi f_D t$, f_D étant la fréquence Doppler égale à $(2V/\lambda)\sin\theta$. L'effet Doppler engendre une variation de fréquence qui s'exprime dans le signal reçu par tout élément d'antenne A_n sous la forme du facteur fréquentiel $2\pi(f + f_D)$.

20 La variation de fréquence revient à élargir la bande de fréquence émise depuis l'effet Doppler maximum pour $\theta=\pi/2$ correspondant à un écho sur l'axe de déplacement XX jusqu'à l'effet Doppler nul pour $\theta=0$ lorsque l'antenne balaye un demi-plan sous
25 l'aéronef. Ainsi l'antenne de réception reçoit de la part des échos sur le sol des signaux dont la densité spectrale couvrira l'étendue de la bande engendrée par le déplacement de l'aéronef. L'écho d'une cible
30 CI de faible vitesse relative par rapport au sol est donc immergé dans des signaux de niveau élevé non séparables spectralement rendant ainsi la détection de cette cible improbable.

Cet étalement spectral du fouillis très gênant doit être compensé par une excellente directivité de
35 l'antenne utilisée et une réduction drastique des

cases de résolution. Toutefois les limites sont très vite atteintes : en réjection des lobes latéraux de l'antenne par la physique de la diffraction et son couplage avec la structure, en résolution angulaire par ses dimensions fatalement limitées, et en résolution distance par la bande passante proportionnelle à gérer. Ces contraintes sont d'autant plus difficiles à satisfaire que la fréquence porteuse f émise est basse. Or la lutte contre la furtivité des cibles impose de travailler dans une gamme de fréquence très inférieure au gigahertz où les performances de directivité et de bande passante des antennes sont physiquement limitées.

Pour éliminer les échos de fouillis, la différence de comportement entre les échos relatifs au fouillis "fixe" proprement dit et aux cibles "mobiles" est observée au cours du temps. Le signal issu du fouillis est éliminé en soustrayant les signaux reçus à deux instants successifs de manière à ne conserver que le signal reçu issu des cibles. Ces opérations sont d'autant plus complexes que la vitesse des cibles est faible.

La présente invention a pour objectif de remédier aux complications du filtrage de fouillis dans le signal reçu dues à l'étalement spectral par l'effet Doppler, en annulant l'effet Doppler dans le signal reçu par le radar.

30

A cette fin, un signal d'émission de fréquence porteuse f pour un élément d'antenne qui est inclus dans un système émetteur-récepteur mobile à une vitesse prédéterminée V , est caractérisé en ce que, pour une direction de visée faisant un angle de

35

gissement prédéterminé θ avec la direction d'avance du système, le signal d'émission comprend un argument ayant un facteur de fréquence de la forme $f(1 - (2V/c) \sin\theta)$, c étant la vitesse de la lumière.

5

Ainsi, selon l'invention, la fréquence du signal émis suivant une direction de visée prédéterminée θ résulte d'une transposition préalable de la fréquence porteuse et ainsi "anticipe" l'effet Doppler des échos de fouillis attendus dans cette direction, ce qui annule la fréquence Doppler dans le signal reçu. Cette caractéristique assure que les échos rétrodiffusés par le sol constituant le fouillis fixe se trouvent rassemblés à la même fréquence à la réception, facilitant par là-même le filtrage du fouillis et donc la séparation de celui-ci et des cibles de faible vitesse.

10

15

La détection des cibles de faible vitesse relative par rapport au sol est rendue indépendante de la vitesse absolue de l'avion porteur de l'antenne réseau. L'invention permet une veille permanente de tout l'espace combinée avec la poursuite des cibles choisies.

20

L'invention utilise N éléments d'antenne peu directifs montés sur une plate-forme mobile, par exemple un avion embarquant un système émetteur-récepteur tel qu'un radar mettant en oeuvre une antenne réseau. Le système émetteur-récepteur peut fonctionner dans des gammes VHF/UHF favorables à la détection de cibles traitées en vue de leur discrétion radar. Lorsque les éléments d'antenne sont écartés d'un pas Δx , par exemple suivant l'axe longitudinal de l'avion, les signaux émis respectivement par les N éléments d'antenne ont,

25

30

35

selon l'invention, des arguments à un instant t de la forme :

$$f(1 - (2V/c) \sin\theta)(t + n (\Delta x/c) \sin\theta), \text{ où}$$

n est un entier dénotant le rang d'élément d'antenne, compris entre 0 et $N-1$. Le deuxième facteur précédent traduit la mise en phase des N signaux émis par les éléments d'antenne pour la direction de visée définie par l'angle de gisement θ , ce qui focalise toute l'énergie des éléments d'antenne vers la direction de visée.

Le déplacement du centre de phase de l'antenne réseau, entraîné par l'avion porteur est ainsi compensé, ce qui permet un étalonnage stationnaire des diagrammes de rayonnement de l'antenne.

Comme on le verra dans la suite, l'argument précédent du signal d'émission pour l'élément d'antenne de rang n peut être réduit à :

$$f[t + (n(\Delta x/c) - (2V/c)) \sin\theta].$$

Quelle que soit la direction observée, les échos rétrodiffusés par le sol éclairé par le faisceau d'émission formé à un instant donné sont rassemblés à l'intérieur d'une bande de fréquence peu large qu'il est facile d'éliminer par filtrage. Selon l'invention, cette bande de fréquence dépend d'une fréquence de modulation.

L'invention propose d'éclairer l'espace par des émissions dont la fréquence est codée pour chaque direction permettant ainsi d'identifier et séparer les échos du sol en fonction de leur provenance angulaire. A cette fin, le facteur d'angle $\sin\theta$ dans les arguments précédemment définis est remplacé par $\sin(2\pi Ft)$, F étant la fréquence de modulation. Chaque signal d'émission est généré facilement puisqu'il est

issu d'une modulation de fréquence de la porteuse f par un signal à basse fréquence F qui permet de balayer au moins le demi-espace sous un avion.

Pour une résolution spatiale Δr du système émetteur-récepteur, la fréquence de modulation F est inversement proportionnelle au produit $(N.\Delta r.\Delta x)$, ce qui "découpe" une impulsion récurrente en des "sous-impulsions codées" attribuées respectivement à des directions définies dans une plage de variation de l'angle de gisement à balayer.

Avantageusement, le rendement de l'émission est maximum puisque simultanément tous les éléments d'antenne sont disponibles et fonctionnent en émission comme en réception.

15

D'autres caractéristiques et avantages de la présente invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description suivante de plusieurs réalisations préférées de l'invention en référence aux dessins annexés correspondants dans lesquels :

- la figure 1 montre schématiquement une antenne réseau linéaire selon la technique antérieure ;
- la figure 2 montre un aéronef se déplaçant à une vitesse V le long d'un axe XX et portant une antenne pour une visée suivant un angle de gisement θ , selon la technique antérieure ;
- la figure 3 montre un aéronef portant une antenne réseau linéaire pour émettre des signaux selon l'invention ;
- la figure 4 montre des impulsions récurrentes radar ; et
- la figure 5 montre la division d'une impulsion radar en sous-impulsions codées pour balayage d'un espace à surveiller selon l'invention.

35

En référence à la figure 3, un système émetteur-récepteur, tel qu'un radar impulsif à balayage, embarqué sur une plate-forme mobile, telle qu'un avion cargo de surveillance AS, comprend une antenne réseau. Par exemple, l'antenne réseau est linéaire et comprend $N=32$ éléments d'antenne A_0 à A_{N-1} à faible gain ayant individuellement une large couverture angulaire en gisement. Les éléments d'antenne sont fixés de préférence sous le fuselage de l'aéronef, axialement ou latéralement, et équirépartis parallèlement à l'axe longitudinal XX de l'avion avec un pas $\Delta x = \lambda/2 = 0,6$ m, soit une longueur $L = (N-1)\Delta x$ de l'antenne réseau égale à 18,6 m pour les valeurs numériques précitées. Les éléments d'antenne peuvent être du type monopôle ou dipôle, plaqués de préférence par intégration à la structure de revêtement de l'avion AS.

Comme déjà dit, pour assurer la cohérence de phase entre tous les éléments d'antenne afin de focaliser l'énergie émise par l'antenne suivant une direction de visée D faisant un angle de gisement orienté avec un plan perpendiculaire à l'axe longitudinal XX de l'avion, qui est supposé parallèle à la direction d'avance de l'aéronef de vitesse V de l'ordre de 150 m/s, l'élément d'antenne A_n de rang n émet un signal $u_{n,\theta}$ ayant le déphasage suivant par rapport à l'élément A_0 :

$$\Delta\phi_n = 2\pi f (n.\Delta x/c) \sin\theta$$

n étant un entier tel que $0 \leq n \leq N-1$, et f étant la fréquence porteuse d'émission radar de quelques centaines de mégahertz.

Selon l'invention, l'argument du signal d'émission $u_{n,\theta}$ comprend un facteur fréquentiel traduisant une variation opposée préalable de la

fréquence porteuse à l'émission, de la fréquence Doppler suivant la direction de visée D :

$$(f - f_D) = f - (2V/\lambda) \sin\theta$$

5 Comparativement à l'argument du signal reçu selon la technique antérieure, cette transposition de fréquence à l'émission compense "a priori" l'effet Doppler dans le signal reçu par l'antenne réseau puisque le facteur fréquentiel du signal reçu
10 devient :

$$(f + f_D - f_D) = f,$$

ce qui annule l'effet Doppler dans le signal
15 reçu.

Ainsi dans la direction de visée D d'angle de gisement θ , l'élément d'antenne A_n de rang n émet le signal d'émission suivant, en supposant que le signal
20 d'émission est issu d'une onde du type $a(t) \cdot e^{j2\pi ft}$:

$$u(n, t, \theta) = e^{j2\pi f(1 - (2V/c)\sin\theta) \cdot (t + (n \cdot \Delta x/c)\sin\theta)} \quad (1)$$

Dans l'argument du signal $u(n, t, \theta)$ le terme
25 quadratique en $\sin^2\theta$ est négligeable puisque :

$$2\pi f(2V/c)n(\Delta x/c) < 4\pi (V/c)(L/\lambda) \ll 1$$

Comme montré à la figure 4, la variable temps t
30 correspond aux instants d'émission pendant K impulsions radar récurrentes successives de largeur τ et de période Tr , sur une longueur de traitement de $K \cdot Tr$, soit $t \in [kTr, kTr + \tau]$, k étant un indice de récurrence tel que $k \in [1, K]$, et $2\pi f \cdot kTr \equiv 0$ modulo 2π .
35 Par exemple, l'entier K est égal à 32 et chaque

impulsion a une largeur $\tau = 100 \mu\text{s}$ pendant laquelle la zone à surveiller en terme de variation d'angle de gisement $\theta \in [\theta_1, \theta_2]$ est balayée électroniquement entre des limites θ_1 et θ_2 avec une variation constante ou un pas prédéterminé $\Delta\theta$ comme montré à la figure 5.

Entre deux périodes de répétition successives, l'avion se déplace d'une distance égale à l'espacement Δx entre deux éléments d'antenne. Cette contrainte se traduit par la relation $2VTr = \Delta x$, dite condition DPCA (Displaced Phase Centre Antenna). Le respect de cette condition permet que le même point de fouillis soit observé, sous le même angle, par les éléments de réception de l'antenne réseau et que le signal reçu soit traité selon une méthode de type MTI (Moving Target Indicator) afin d'éliminer les échos fixes.

En posant $\alpha = 2\pi(\Delta x/\lambda)$, $Tr = (\Delta x/2V)$ et $t = kTr$, le signal à émettre par l'élément d'antenne A_n selon la relation (1) pour que le fouillis, dans la direction θ , soit reçu à effet Doppler nul est :

$$u(n, t, \theta) = e^{j2\pi ft} \cdot e^{j\alpha(n-k) \cdot \sin\theta} \quad (2)$$

La compensation anticipée de l'effet "DOPPLER" selon l'invention représentée par le terme $(-\alpha k \sin\theta)$ est appliquée à tout l'espace surveillé $[\theta_1, \theta_2]$ pour chaque élément d'antenne. En supposant un balayage de 180° , soit $\theta_1 = -\pi/2$ et $\theta_2 = +\pi/2$, le signal émis par l'élément d'antenne A_n est :

$$u(n, t) = e^{j2\pi ft} \cdot \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{j\alpha(n-k) \cdot \sin\theta} \cdot d\theta$$

en supposant que l'amplitude est indépendante de le direction θ . La relation précédente s'écrit plus simplement :

$$5 \quad u(n,t) = e^{j2\pi ft} \cdot \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{j\zeta \sin\theta} \cdot d\theta$$

$$\text{avec } \zeta(n,k) = \alpha(n-k).$$

Cette expression est développée sous forme de
10 série de fonctions de BESSEL sous la forme :

$$u(n,t) = e^{j2\pi ft} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \left[J_0(\zeta) + 2 \sum_{m=1}^{m=\infty} J_{2m}(\zeta) \cdot \cos(2m\theta) + 2j \sum_{m=1}^{m=\infty} J_{2m-1}(\zeta) \cdot \sin(2m-1)\theta \right] \cdot d\theta$$

puis s'intègre :

15

$$u(n,t) = e^{j2\pi ft} \left[J_0(\zeta) \theta + 2 \sum_{m=1}^{m=\infty} J_{2k}(\zeta) \frac{\sin(2m\theta)}{2m} - 2j \sum_{m=1}^{m=\infty} J_{2m-1}(\zeta) \frac{\cos(2m-1)\theta}{2m-1} \right]_{-\pi/2}^{\pi/2}$$

$$\text{soit : } u(n,t) = e^{j2\pi ft} \cdot \pi \cdot J_0(\zeta).$$

20

L'expression du signal à émettre par l'élément d'antenne A_n pour ramener à effet Doppler nul tous les échos du fouillis est réduite à :

$$u(n,t) = e^{j2\pi ft} \cdot \pi \cdot J_0[(2\pi/\lambda)(n\Delta x - k2V Tr)]$$

25

Chaque élément doit donc émettre un signal modulé en amplitude par une fonction de BESSEL d'ordre zéro dont l'argument est une fonction du rang

n de l'élément d'antenne et du temps en relation avec la vitesse même de l'avion.

Toutefois, il n'est pas souhaitable en radar de
 5 générer un signal modulé en amplitude à cause du compromis entre le rendement et la linéarité des amplificateurs de puissance dans l'émetteur.

Pour maintenir l'effet Doppler nul relativement
 10 aux échos du fouillis de sol et retrouver la forme d'onde $u(n,t)$ exprimée sous forme d'une fonction de Bessel, l'invention préconise d'émettre pendant chaque impulsion un signal d'amplitude fixe modulé
 15 sinusoïdalement en fréquence qui est en pratique plus facile à générer qu'un signal de modulation d'amplitude. En effet, le signal modulé en fréquence peut être représenté par une sommation de signaux aux fréquences harmoniques dont les amplitudes sont
 20 précisément représentées par une série de fonctions de BESSEL dont la principale J_0 d'ordre zéro a un argument qui dépend de l'indice de modulation. Par analogie avec la formulation (2), le signal émis par l'élément d'antenne A_n est sous la forme d'un signal de modulation de fréquence :

25

$$SE(n,t) = e^{j2\pi ft} \cdot e^{j\alpha(n-k) \sin(\Omega t)} \quad (3)$$

où $\alpha(n-k) = (2\pi/\lambda)(n-k)\Delta x$ est l'indice de
 modulation et $\Omega = 2\pi F$, F étant la fréquence basse
 30 d'un signal modulant dont les valeurs sont respectivement associées aux directions de l'espace balayé. La deuxième fonction exponentielle dans
 35 $SE(n,t)$ génère elle-même des fonctions de Bessel dont celles d'ordre supérieur à 0 ou 1 sont d'autant plus négligeables que l'indice de modulation $\alpha(n-k)$ est

faible. Comparativement au signal $u(n,t,\theta)$ en fonction de θ selon la formulation (2), la variation de la fréquence Ω du signal modulant permet de balayer le demi-espace sous l'avion AS.

5

Une formation de voies dans la direction " θ " conduit à exprimer le signal de réception par l'ensemble des N éléments d'antenne A_0 à A_{N-1} par la somme suivante des N signaux d'émission à modulation de fréquence respectivement déphasés de $(\alpha n \sin\theta)$:

10

$$SR(t,\theta) = \sum_{n=0}^{n=N-1} SE(n,t) \cdot e^{-j\alpha n \sin\theta}, \text{ soit :}$$

$$15 \quad SR(t,\theta) = e^{j[2\pi ft - \alpha k \sin(\Omega t)]} \sum_{n=0}^{n=N-1} e^{j\alpha n (\sin(\Omega t) - \sin\theta)}$$

en supposant que tous les éléments d'antenne sont alimentés par des sources de même amplitude et les diagrammes de rayonnement des éléments d'antenne sont identiques. La somme Σ dans l'expression précédente est ensuite réduite :

20

$$SR(t,\theta) = e^{j[2\pi ft - \alpha k \sin(\Omega t)]} \cdot \frac{\sin NU}{\sin U} \cdot e^{j(N-1)U}$$

25

avec $U = (\alpha/2) (\sin(\Omega t) - \sin\theta)$ et $\alpha = 2\pi(\Delta x/\lambda)$.

En première approximation, cette expression ne prend de valeur que lorsque Ωt tend vers θ , et par conséquent $\sin NU/\sin U$ tend vers (NU/U) et $e^{j(N-1)U}$ tend vers 1. Le signal de réception suivant la direction θ est donné par :

30

$$SR(t,\theta) = N e^{j2\pi ft} \cdot e^{-j2\pi(\Delta x/\lambda)k \sin\theta}$$

soit en remplaçant Δx par $2V.Tr$:

$$SR(t, \theta) = Ne^{j2\pi ft} \cdot e^{-j(2\pi/\lambda)2V(\sin\theta)k.Tr}$$

5

Pendant chaque impulsion radar de largeur τ , le signal précédent correspond à un signal dont la fréquence de modulation est reliée au sinus de la direction angulaire et dont la présence est limitée dans le temps lorsque Ωt est égal à θ .

Comme montré à la figure 5, chaque impulsion radar de largeur τ est en pratique divisée en "sous-impulsions codées" de largeur τ_c et représentant des "codes" attribués aux directions θ de l'espace $[\theta_1, \theta_2]$ à surveiller. Le radar effectue ainsi un balayage dans l'impulsion codé en fréquence en fonction de la direction spatiale considérée, où la largeur de l'impulsion est donnée par :

20

$$\left| \frac{\sin NU}{\sin U} \right| = \left| \frac{\sin(\pi N(\Delta x/\lambda)(\sin\Omega t - \sin\theta))}{\sin(\pi(\Delta x/\lambda)(\sin\Omega t - \sin\theta))} \right| \leq \frac{N}{\sqrt{2}}$$

$$\text{Pour } N \geq 25, \pi N(\Delta x/\lambda)(\sin(\Omega t) - \sin(\theta)) = 1,39.$$

25

Pour $\theta=0$, cette expression relie la durée τ_c de la sous-impulsion codée et donc la résolution spatiale $\Delta r = (c\tau_c/2)$, à la fréquence de modulation Ω par

$$\pi N (\Delta x/\lambda) \Omega(2\Delta r/c) = 2 \times 1,39.$$

30

On en déduit la fréquence de modulation $F = (\Omega/2\pi)$:

$$F = (1,39/2\pi^2) (c\lambda/(N \cdot \Delta r \cdot \Delta x)).$$

Plus la longueur de la case de résolution spatiale est faible, plus la fréquence de modulation

est élevée. Pour les valeurs numériques précitées $\Delta x = \lambda/2 = 0,6$ m et $N = 32$ et pour $\Delta r = 100$ m, la fréquence de modulation F est 13,203 kHz.

Il apparaît, en fonction de $SE(n,t)$ selon la
5 formulation (3), qu'au cours du temps chaque élément
d'antenne A_n émet un signal modulé sinusoïdalement en
fréquence dont l'indice de modulation varie en "n-k"
où "n" est le rang de l'élément d'antenne et "k" le
rang temporel de la sous-impulsion codée de durée τ_C
10 telle que $\Omega\tau_C = \pi$ dans l'impulsion τ .

L'indice de modulation est limité lorsque k
atteint N , ce qui assure à la fois la cohérence
temporelle entre les rafales (impulsions) successives
15 et la cohérence spatiale des positions prises par
l'antenne réseau au temps de référence du début de
chacune de ces rafales. Cette caractéristique
autorise donc des temps d'intégration du signal
suffisamment prolongés pour faciliter la détection de
20 cibles lointaines et de faibles dimensions. En
autorisant ainsi un accroissement des dimensions
apparentes de l'antenne réseau, cette disposition
accroît la résolution angulaire sur la position des
cibles et améliore encore le contraste que celles-ci
25 présentent vis-à-vis du fouillis engendré par la
présence du sol dans les mêmes cases de résolution en
distance.

Plus généralement, l'invention s'applique à
30 toute antenne réseau mobile comprenant au moins deux
éléments d'antenne, ou plusieurs éléments d'antenne.
Les éléments d'antenne ne sont pas obligatoirement
alignés, mais répartis sur une surface plane ou
courbe, par exemple cylindrique, conique ou
35 sphérique, de manière à balayer un espace de

surveillance s'étendant longitudinalement et transversalement à la plate-forme, tel qu'avion, porteuse de l'antenne réseau.

REVENDEICATIONS

1 - Signal d'émission de fréquence porteuse f pour un élément d'antenne (A_0 à A_{N-1}) qui est inclus dans un système émetteur-récepteur mobile à une vitesse prédéterminée V , caractérisé en ce que, pour une direction de visée (D) faisant un angle de gisement prédéterminé θ avec la direction d'avance (XX) du système, le signal d'émission comprend un argument ayant un facteur de fréquence de la forme $f(1 - (2V/c) \sin\theta)$, c étant la vitesse de la lumière.

2 - Signaux d'émission conformes à la revendication 1, émis respectivement par N éléments d'antenne (A_0 à A_{N-1}) formant une antenne réseau et écartés d'un pas Δx , caractérisés par des arguments à un instant t pendant des impulsions récurrentes (Tr) de type :

$f(1 - (2V/c) \sin\theta)(t + n (\Delta x/c) \sin\theta)$,
 n étant un entier dénotant le rang d'élément d'antenne (A_n), compris entre 0 et $N-1$.

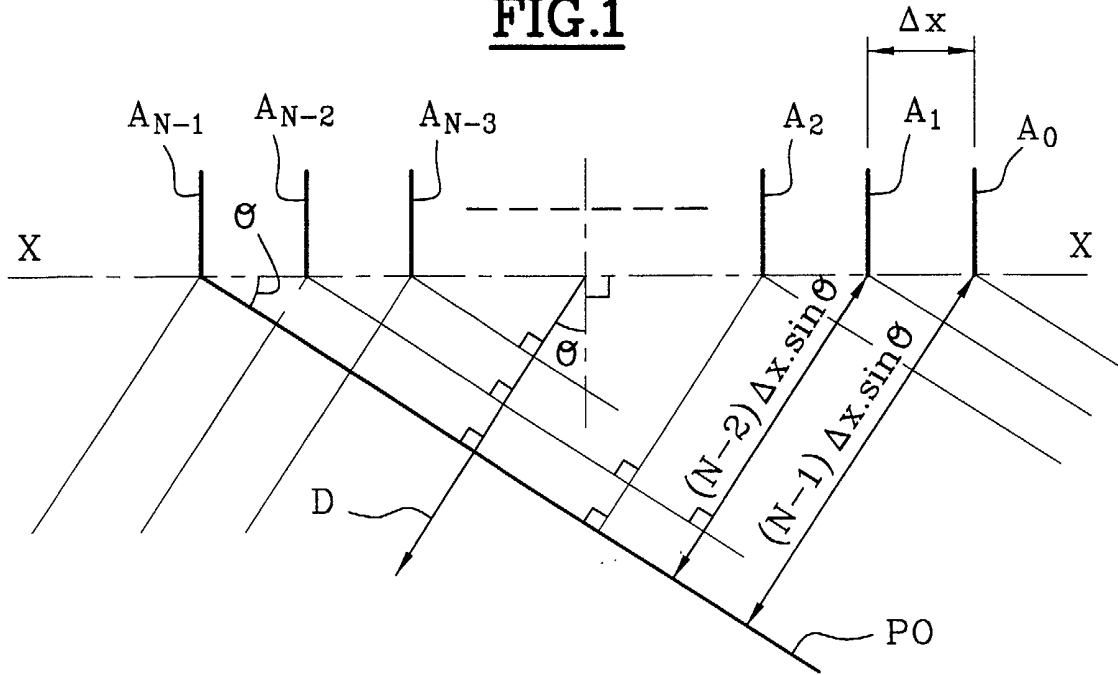
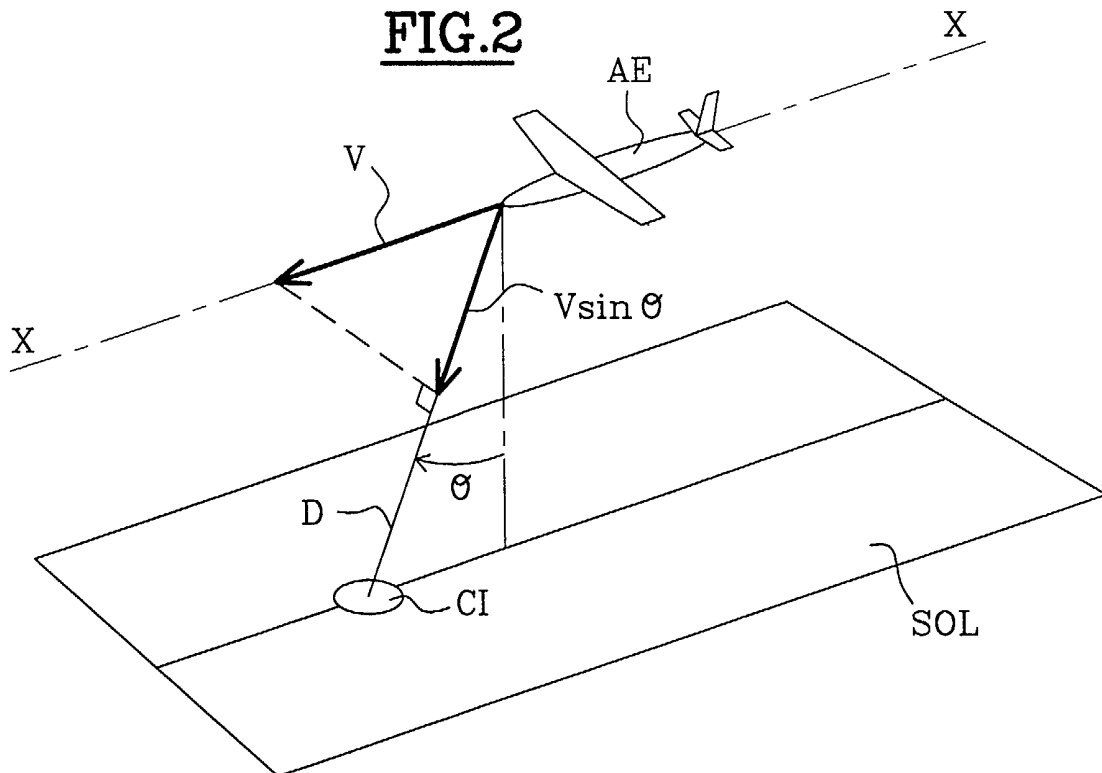
3 - Signaux d'émission conformes à la revendication 1, émis respectivement par N éléments d'antenne (A_0 à A_{N-1}) formant une antenne réseau et écartés d'un pas Δx , caractérisés par des arguments à un instant t pendant des impulsions récurrentes (Tr) de type :

$f[t + (n(\Delta x/c) - (2V/c)) \sin\theta]$,
 n étant un entier dénotant le rang d'élément d'antenne (A_n), compris entre 0 et $N-1$.

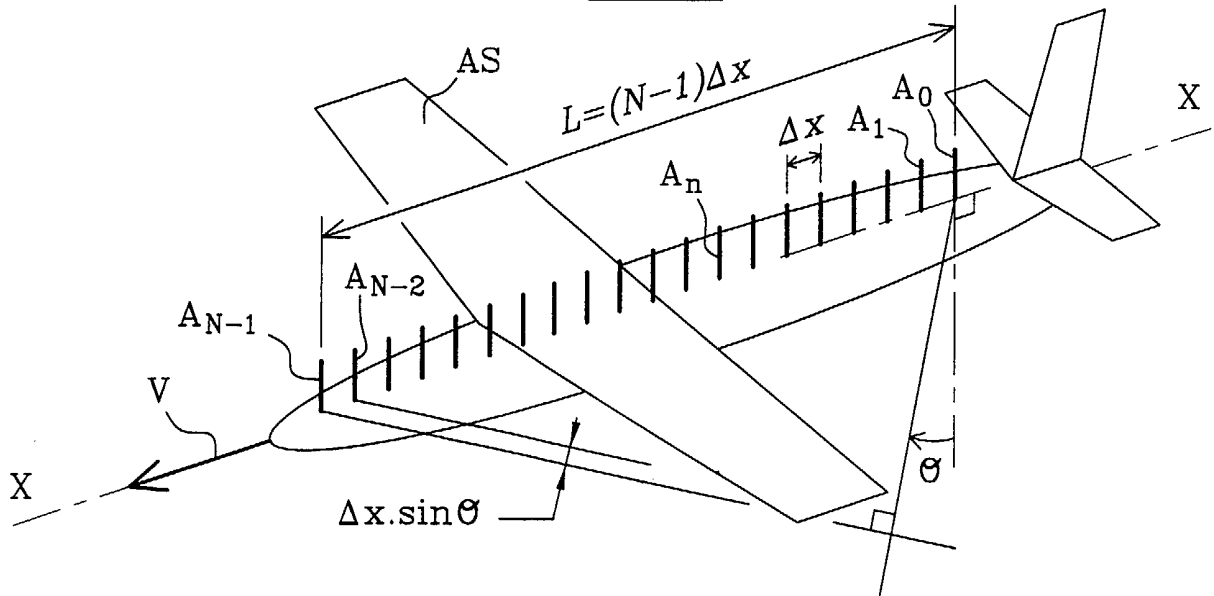
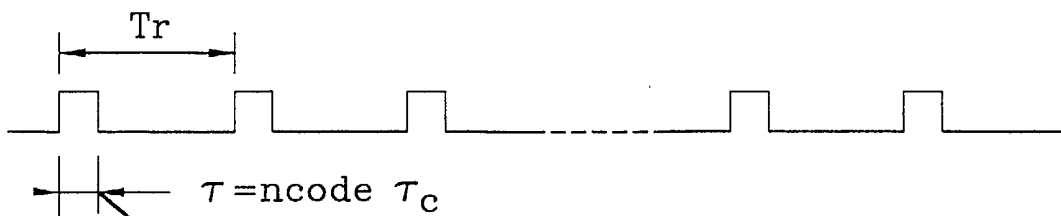
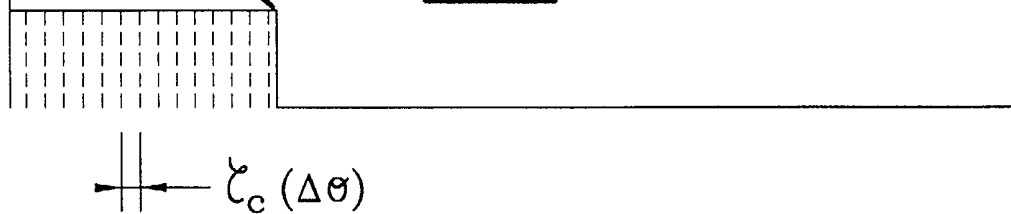
4 - Signaux d'émission conformes à la revendication 2 ou 3, pour lesquels $\sin\theta$ est remplacé par $\sin 2\pi Ft$, F étant une fréquence de modulation.

5 - Signaux d'émission conformes à la revendication 4, pour lesquels la fréquence de modulation F est inversement proportionnelle au produit $(N.\Delta r.\Delta x)$, Δr étant la résolution spatiale du système émetteur-récepteur.

1/2

FIG.1**FIG.2**

2/2

FIG.3**FIG.4****FIG.5**

INSTITUT NATIONAL
de la
PROPRIETE INDUSTRIELLE

RAPPORT DE RECHERCHE
PRELIMINAIRE

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

N° d'enregistrement
national

FA 561921
FR 9806932

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	US 4 586 044 A (HOPWOOD FRANCIS W ET AL) 29 avril 1986 * abrégé * * colonne 1 - colonne 3 * -----	1
A	DE 38 41 864 A (TELEFUNKEN SYSTEMTECHNIK) 21 juin 1990 * colonne 3, ligne 2 - ligne 14 * -----	1
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.6)
		G01S
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
4 février 1999		Zaccà, F
<p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>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</p>		

4

EPO FORM 1503 03.82 (P04C13)