



- (51) Classification internationale des brevets :
G01S 3/46 (2006.01) *G01S 3/74* (2006.01)
- (21) Numéro de la demande internationale :
PCT/EP2013/056406
- (22) Date de dépôt international :
26 mars 2013 (26.03.2013)
- (25) Langue de dépôt : français
- (26) Langue de publication : français
- (30) Données relatives à la priorité :
1200967 30 mars 2012 (30.03.2012) FR
- (71) Déposant : THALES [FR/FR]; 45 rue de Villiers, F-92200 Neuilly Sur Seine (FR).
- (72) Inventeurs : CORNIC, Pascal; 85, rue Henri Queffelec, F-29820 Guilers (FR). LE BIHAN, Patrick; Thales Systèmes Aéroports, 2 Avenue Gay Lussac, F-78851 ELANCOURT Cedex (FR). KEMKEMIAN, Stéphane; Thales Systèmes Aéroports, 2 Avenue Gay Lussac, F-78851 ELANCOURT Cedex (FR).
- (74) Mandataires : LUCAS, Laurent et al.; Immeuble Visium, 22, avenue Aristide Briand, F-94117 ARCUEIL Cedex (FR).

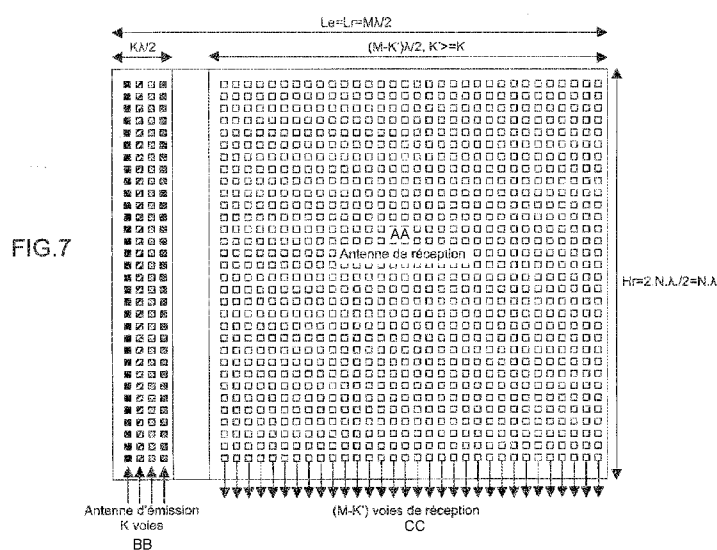
- (81) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de protection nationale disponible) : AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de protection régionale disponible) : ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), européen (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Publiée :

— avec rapport de recherche internationale (Art. 21(3))

(54) Title : DEVICE FOR ACTIVE AND PASSIVE ELECTROMAGNETIC DETECTION WITH A LOW LIKELIHOOD OF INTERCEPTION

(54) Titre : DISPOSITIF DE DÉTECTION ÉLECTROMAGNÉTIQUE ACTIF ET PASSIF À FAIBLE PROBABILITÉ D'INTERCEPTION



AA Receiving antenna
BB Transmitting antenna, K channels
CC (M-K) receiving channels

(57) Abstract : The present invention relates to a device for active and passive detection with a low likelihood of interception, comprising a stationary antenna structure, a transmitting means, and a receiving means. The antenna structure consists of a plurality of radiating elements grouped together into identical subarrays, and includes at least one transmitting subarray and at least three receiving subarrays. The transmitting means is capable of generating a continuous, unfocused, low-power peak waveform to be transmitted in a plane. The receiving means is capable of detecting targets after forming a plurality of directional beams from the signals received on the receiving subarrays. The receiving means is also capable of carrying out the interception of radar signals from other radar sources by means of cross-correlation processing between the signals received on at least three receiving subarrays.

(57) Abrégé : La présente invention concerne un dispositif de détection actif et passif à faible probabilité d'interception comportant une structure antenne

[Suite sur la page suivante]



fixe, des moyens d'émission et des moyens de réception. - la structure antenne est formée d'une pluralité d'éléments rayonnants regroupés en sous réseaux identiques et comprend au moins un sous réseau d'émission et au moins trois sous réseaux de réception, - les moyens d'émission sont aptes à générer une forme d'onde continue de faible puissance crête non focalisée dans un plan et à l'émettre, - les moyens de réception sont aptes à détecter les cibles après formation d'une pluralité de faisceaux directifs à partir des signaux reçus sur les sous réseau de réception, - les moyens de réception sont également aptes à réaliser l'interception de signaux radar provenant d'autres sources radars par un traitement de corrélation croisée entre les signaux reçus sur au moins trois sous réseaux de réception.

DISPOSITIF DE DÉTECTION ÉLECTROMAGNÉTIQUE ACTIF ET PASSIF À FAIBLE PROBABILITÉ D'INTERCEPTION

La présente invention concerne le domaine de la détection électromagnétique. La présente invention concerne plus particulièrement un dispositif de détection électromagnétique actif et passif à faible probabilité d'interception. La présente invention peut trouver son utilité dans des applications terrestres, maritimes ou aéroportées.

Les radars à faible probabilité d'interception ou LPI suivant le sigle anglo saxon pour Low Probability of Intercept, se développent de plus en plus. Il a été démontré que ces radars, bien que difficilement détectables par les intercepteurs conventionnels, peuvent être détectés par des systèmes de mesure de renseignement spécialement dédiés à cet effet, par exemple en utilisant une antenne à grand gain en rotation. Il y a donc un besoin pour renforcer la discrétion de ces radars dits LPI afin que leur détection soit la plus difficile possible.

Il est connu, des systèmes radar à faible probabilité d'interception réalisant une fonction de détection passive et active à l'aide d'un radar tournant. Malheureusement, même si la fonction d'interception passive n'est pas détectable par principe, le système reste vulnérable si le radar peut être détecté lorsqu'il est en émission. De plus les antennes tournantes nécessitent l'utilisation de joints tournants hyperfréquence qui sont généralement des composants critiques. Un autre inconvénient des antennes tournantes est lié au bruit généré par les mécanismes de rotation de l'antenne qui nuit à la discrétion acoustique du radar. La transmission de signaux numériques et/ou optiques très large bande entre la partie mobile et la partie fixe du radar pose également problème.

Par ailleurs, lorsque l'environnement ne permet pas l'utilisation de servomécanismes comme par exemple lorsque le système est destiné à être monté sur un véhicule où le risque de chocs est important, ou bien lorsqu'il est nécessaire de détecter en un temps très faible, un système à antenne directive en rotation ne peut être utilisé, compte tenu du temps nécessaire

pour balayer l'ensemble du domaine angulaire, typiquement quelques secondes pour 360°.

En général, les radars LPI émettent des impulsions de faible puissance crête par rapport aux radars impulsions classiques. Plutôt que d'émettre des impulsions de courte durée et de forte puissance, les radars LPI ont la particularité de répartir la puissance sur le temps. Ils émettent ainsi des impulsions de faible puissance crête mais sur un temps beaucoup plus long et dans le cas extrême, l'émission est continue ou quasi continue. Un inconvénient de cette technique d'émission est que lorsqu'elle est employée seule elle peut être contrée par des détecteurs utilisant, par exemple, des traitements permettant une intégration cohérente du signal sur un temps long, typiquement de l'ordre de une à quelques dizaines de millisecondes.

D'autre part, les radars à ondes continues présentent un inconvénient majeur, relatif au couplage entre l'émission et la réception qui sont simultanées, ce qui tend à fortement limiter leur utilisation dès que la portée demandée est importante, typiquement au-delà d'une à quelques dizaines de kilomètres.

Un but de l'invention est notamment de corriger les inconvénients précités en proposant un dispositif de détection permettant d'effectuer une détection active et passive facilement intégrable, robuste vis à vis de l'environnement mécanique, et présentant une très faible probabilité d'interception par les systèmes adverses.

A cet effet, l'invention a pour objet un dispositif de détection électromagnétique actif et passif à faible probabilité d'interception comportant une structure antennaire fixe, des moyens d'émission et des moyens de réception,

- la structure antennaire étant formée d'une pluralité d'éléments rayonnants regroupés en sous réseaux identiques et comprenant au moins un sous réseau d'émission et au moins trois sous réseaux de réception distincts des sous réseaux d'émission,
- les moyens d'émission étant aptes à générer une forme d'onde continue ou quasi continue de faible puissance crête non focalisée dans

un plan et à émettre cette forme d'onde via le ou les sous réseaux d'émission,

- les moyens de réception étant aptes à détecter les cibles après formation d'une pluralité de faisceaux directifs à partir des signaux reçus sur les sous réseau de réception de la structure antennaire,
- les moyens de réception étant également aptes à réaliser l'interception de signaux radar provenant d'autres sources radars par un traitement de corrélation croisée entre les signaux reçus sur au moins trois sous réseaux de réception.

- 10 Selon une variante de réalisation, la structure antennaire comprend au moins deux sous réseaux d'émission et les moyens d'émission sont aptes à générer des signaux ayant des bandes de fréquences différentes et à émettre ces signaux sur des sous réseaux d'émission différents.

- 15 Selon une autre variante de réalisation, les moyens d'émission sont aptes à générer des signaux d'émission de forme identique centrés sur des fréquences différentes et occupant des bandes de fréquences disjointe.

Selon une autre variante de réalisation, les signaux d'émission sont de forme continue ou quasi continue et modulés en fréquences.

- 20 Selon une autre variante de réalisation, les moyens de réception sont aptes à démoduler les signaux reçus par l'un des signaux d'émission.

Selon une autre variante de réalisation, les moyens de réception sont aptes à démoduler les signaux reçus par l'un des signaux d'émission après transposition en fréquence de ce dernier.

- 25 Selon une autre variante de réalisation, les moyens de réception sont aptes à séparer les signaux reçus, après démodulation, en sous signaux de réception par filtrage passe bande, ledit filtrage étant effectué en fonction des signaux d'émission.

- 30 Selon une autre variante de réalisation, les moyens de réception sont aptes à intégrer temporellement de façon cohérente les différents signaux de réception, l'intégration de chaque sous signal s'effectuant de façon séparée.

Selon une autre variante de réalisation, les moyens de réception sont aptes à intégrer les sous signaux de réception spatialement et de façon cohérente afin de former des faisceaux directifs dans un plan.

5 Selon une autre variante de réalisation, après intégration cohérente temporelle et spatiale, les moyens de réception sont aptes à post intégrer les sous signaux de réception de façon non cohérente pendant tout le temps disponible pour l'exploration du domaine angulaire à couvrir.

10 Selon une autre variante de réalisation, les moyens de réception sont aptes à détecter les cibles potentielles dans chaque faisceau formé après post intégration non cohérente.

Selon une autre variante de réalisation, les moyens d'émission possèdent des moyens aptes à ajuster la puissance émise au minimum en fonction de la portée instrumentée et la surface équivalente radar à détecter.

15 Selon une autre variante de réalisation, les moyens de réception sont aptes, en mode passif, à effectuer une intercorrélation des signaux reçus sur au moins trois sous réseaux de réception de façon à détecter et la localiser de façon angulaire les sources d'émission potentielles.

20 Selon une autre variante de réalisation, les moyens de réception sont aptes à effectuer une localisation angulaire des sources d'émission radar potentielles par interférométrie de phase, les sous réseaux de réception utilisés formant au moins une première base d'interférométrie ambiguë et une seconde base d'interférométrie non ambiguë.

25 Selon une autre variante de réalisation, les bases d'interférométrie sont formées par trois sous réseaux de réception, deux étant situés à chacune des deux extrémités de la structure antennaire et le troisième étant le voisin le plus proche de l'un des deux précédents.

30 Selon une autre variante de réalisation, les moyens de réception comportent des moyens de sélection aptes à sélectionner les sous réseaux à utiliser pour la détection et la localisation de façon différenciée au cours du temps de façon à séparer les signaux reçus et lever les ambiguïtés angulaires dans un environnement électromagnétique dense.

Selon une autre variante de réalisation, le dispositif comprend n structures antennaires avec $n \geq 3$, chaque structure couvrant un domaine angulaire sensiblement égale à $360^\circ/n$ et chaque structure étant disposé sur chacune des faces latérales d'un polyèdre de base un polygone à n cotés de façon à couvrir un domaine angulaire sensiblement égale à 360° .

D'autres particularités et avantages de la présente invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description ci-après, donnée à titre illustratif et non limitatif, et faite en référence à son annexe et aux dessins annexés, dans lesquels :

- L'annexe 1 est un tableau de caractéristiques d'un radar LPI conventionnel et celle d'un mode de réalisation particulier d'un dispositif de détection selon l'invention ;
- La figure 1 représente différents exemples de modes de réalisation du dispositif suivant l'invention ;
- La figure 2 représente des exemples de mode de réalisation préférés du dispositif suivant l'invention ;
- La figure 3 représente un exemple de réalisation d'une structure antenne à K entrées et M sorties;
- La figure 4 représente un exemple de réalisation d'une structure antenne selon l'invention ;
- La figure 5 représente un exemple de réalisation d'un radar LPI conventionnel ;
- La figure 6 représente des courbes de gain de post-intégration en fonction du nombre d'intégration ;
- La figure 7 représente un exemple d'agencement de la structure antenne selon l'invention ;
- La figure 8 représente un mode de réalisation particulier d'une structure antenne à K entrées et M sorties selon l'invention ;
- La figure 9 représente des exemples de signaux émis par le dispositif de détection selon l'invention ;

- La figure 10 représente un exemple de synoptique de séparation des signaux reçu par le dispositif de détection ;
- La figure 11 représente un exemple de synoptique du traitement après séparations des signaux de réception ;
- 5 - La figure 12 représente un exemple de réalisation d'un sous réseau d'émission suivant l'invention ;
- La figure 13 est une courbe représentative de la portée en fonction du nombre d'éléments rayonnants activés ;
- La figure 14 représente un exemple de bases d'interférométrie
10 choisie pour la fonction MRE ;
- La figure 15 représente un exemple de synoptique de traitement des signaux reçus de la fonction radar passif ;
- La figure 16 représente un exemple de répartition spectrale des signaux d'émission ;
- 15 - La figure 17 représente un exemple d'occupation spectrale des signaux reçus après démodulation ;
- La figure 18 représente un exemple de synoptique de traitement des signaux reçus en mode avec les fonctions radar actif et radar passif intégrées.

20

La solution proposée par la présente invention consiste à réaliser avec le même matériel, un dispositif de détection électromagnétique permettant une fonction d'interception à la fois active et passive, à très haute sensibilité, sans mécanisme de rotation et présentant une très faible probabilité
25 d'interception par les systèmes adverses. Suivant un mode de réalisation préféré, le dispositif couvre un domaine angulaire de 360°.

La figure 1 représente des exemples de modes de réalisation d'un dispositif de détection 1 suivant l'invention.

30 D'une façon générale, le dispositif de détection 1 a la forme d'un polyèdre dont la base est un polygone à n cotés ($n \geq 1$). Le dispositif comprend n structures antennaires 10 formées de plusieurs éléments rayonnants regroupés en sous réseaux 11. Afin de couvrir un domaine

angulaire de 360° en gisement, chaque structure antennaire pourra avoir une couverture angulaire de 360° en gisement.

Le dispositif 1 peut également avoir une base cylindrique ou ovale ou toute autre forme possible.

- 5 Les structures antennaires 10 peuvent être des réseaux planaires ou conformés de façon à épouser les formes du dispositif de détection comme par exemple un cylindre ou un cône.

10 La figure 2 représente des modes de réalisation préférés. Les formes préférées pour la réalisation du dispositif de détection 1 sont le cube et la pyramide tronquées à base carrée. Les quatre faces latérales du dispositif sont recouvertes chacune d'un réseau antennaire 10 planaire couvrant un domaine angulaire d'environ 90° en gisement, et de quelques degrés à quelques dizaines de degrés en élévation. De façon à couvrir un domaine
15 angulaire de 360° en gisement, les quatre structures antennaires 10 pourront être activées de façon successive ou simultanée.

La figure 2c représente une vue de dessus d'un mode de réalisation préféré montrant les domaines de couverture 20 de chaque structure antennaire 10 et donc la couverture angulaire totale en gisement du dispositif
20 suivant l'invention.

La figure 3 représente un exemple de réalisation d'une structure antennaire 10 selon l'invention. La structure représentée est le mode de réalisation le plus simple. La structure antennaire comprend un réseau
25 vertical d'émission 31 correspondant à une colonne de N éléments rayonnants 30 identiques espacés entre eux d'une distance égale à la moitié de la longueur d'onde. Chaque élément rayonnant d'un sous réseau d'émission 31 est alimenté en phase par le même signal d'émission. Sur la même structure antennaire sont également disposés M sous réseaux
30 verticaux de réception 32 comprenant chacun N éléments rayonnants 30 identiques connectés entre eux et séparés de $\lambda/2$.

Dans ce mode de réalisation, les sous réseaux d'émission 31 et de réception 32 ont le même nombre d'élément rayonnant 30. Ceci n'est nullement limitatif. Dans d'autres modes de réalisation, ces deux types de

sous réseaux peuvent avoir des nombres d'éléments rayonnants 30 différents.

En supposant que les N éléments rayonnants 30 sont espacés de $\lambda/2$ dans les deux plans, la directivité du faisceau à l'émission est typiquement de 90° en gisement et de $360/N\pi$ en élévation, et $360/M\pi$ en gisement et en réception de $360/N\pi$ en élévation, après formation du faisceau.

La figure 4 représente un mode de réalisation dans lequel la structure antenne comporte K sous réseaux d'émission 31 et M sous réseaux de réception 32. Chaque sous réseau d'émission 31 est alimenté par un signal d'émission différent et forme une voie d'émission. Les différents signaux d'émission sont orthogonaux entre eux.

La structure antenne 10 présentée correspond à un réseau à K entrées et à M sorties. Cette structure est aussi connue sous le nom de MIMO pour Multiple Input Multiple Output selon la terminologie anglo saxonne.

Si les K sous réseaux d'émission sont alimentés par K signaux orthogonaux entre eux de puissance p, la puissance totale rayonnée par la structure antenne est égale à K.p et l'énergie émise est répartie dans le domaine de couverture angulaire de l'élément rayonnant élémentaire, typiquement 90° en gisement et $(\lambda/2N).180/\pi$ en élévation. Si on considère que la longueur élémentaire d'un élément rayonnant L_e est égale à la demi-longueur d'onde, le gain d'antenne à l'émission est alors pour chaque sous réseau d'émission:

$$G_e = \frac{4\pi S_e}{\lambda^2} = \frac{4\pi H_e L_e}{\lambda^2} = \frac{4\pi N \lambda L_e}{2\lambda^2} = \frac{2\pi N L_e}{\lambda} = \pi N$$

Avec : G_e : Gain d'antenne d'émission,
 S_e : Surface de l'antenne d'émission,
 H_e : Hauteur de l'antenne d'émission,
 L_e : Longueur de l'antenne d'émission,
 λ : Longueur d'onde du signal d'émission.

De plus, si les K signaux d'émissions occupent respectivement des bandes instantanées distinctes d'une largeur ΔF , la puissance rayonnée instantanée totale est répartie dans une bande totale de largeur $K.\Delta F$.

Dans ces conditions, supposons qu'un dispositif de détection MRE pour "Mesure de Renseignement Électronique" (ou, selon la terminologie anglo saxonne, ESM pour "Electronic Support Measure") détecte le signal émis par le dispositif de détection 1 selon l'invention. Si la bande de réception MRE est parfaitement adaptée à la bande instantanée d'émission de largeur ΔF du signal radar, le dispositif de détection MRE captera une puissance p simultanément dans K filtres de réception de bande ΔF .

Dans le cas où les K signaux d'émission seraient contenus dans la même bande de fréquence de largeur ΔF , le dispositif de détection MRE aurait capté une puissance égale à $K.p$ dans un seul filtre de réception.

L'étalement spectral du signal d'émission du dispositif 1 suivant l'invention permet de réduire d'un facteur K la puissance captée par un dispositif MRE et donc d'augmenter la discrétion du radar. Le "gain de discrétion" du signal radar ainsi obtenu par étalement spectral est égal à K.

Par ailleurs, la puissance équivalente isotrope rayonnée ($PIRE_1$) peut être obtenue par la formule :

$$PIRE_1 = KN\pi p$$

On peut remarquer que la puissance équivalente isotrope qui serait rayonnée par la même antenne si les K sous réseaux d'émission émettaient le même signal serait:

$$PIRE_2 = K^2 N \pi p = K.PIRE_1$$

Le "gain de discrétion relatif" du signal radar ainsi obtenu par défocalisation à l'émission serait dans ce cas égal à K et le gain de discrétion global serait égal à K^2 .

En référence aux figures 5 à 7, les performances du dispositif de détection électromagnétique 1 suivant, en mode radar, vont être comparées avec celles d'un radar LPI classique à ondes continues à faisceau étroit présentant la même surface d'antenne, à balayage mécanique ou électronique en gisement.

Pour des raisons de simplicité de réalisation, un radar LPI utilise de façon préférentielle, une forme d'onde périodique constituée de rampes de fréquences. La période est généralement de l'ordre de quelques centaines de microsecondes à quelques millisecondes.

5

La figure 5 représente un exemple de réalisation d'un radar LPI conventionnel à onde continue.

Dans la suite de la description, on considèrera une forme d'onde continue modulée en fréquence ou FMCW pour Frequency Modulated Continuous Wave selon la terminologie anglo saxonne. Ceci n'est nullement limitatif et d'autres types de modulation sont possibles comme par exemple, une modulation par code de phase, une modulation de fréquence ou FSK (Frequency Shift Keying ou saut de fréquence).

Pour des raisons de découplage, un tel radar LPI à ondes continues comprend deux antennes d'émission 51 et de réception 52 distinctes, par exemple superposées. Ces antennes sont généralement directives dans les deux plans et présentent une ouverture angulaire hors pondération :

$$\text{En gisement : } \theta_{g3db} = \lambda / L_e = 2 / M \text{ (radians)}$$

$$\text{En élévation : } \theta_{e3db} = \lambda / H_e = 2 / N \text{ (radians)}$$

Elles présentent un gain à l'émission $G_e = G_r = 4\pi S / \lambda^2$.

En supposant un domaine de couverture angulaire $\Omega = \Omega_e \cdot \Omega_g$ et un temps d'exploration du domaine T_{ex} , le temps de présence de la cible dans le lobe d'antenne est

$$T_e = T_{ex} \theta_{g3db} \theta_{e3db} / \Omega$$

Le traitement radar adapté consiste à intégrer le signal reçu de façon cohérente, sur un temps T_c limité par le temps de cohérence de la cible, typiquement de l'ordre de 50 ms, puis à effectuer une post intégration de l'amplitude du signal sur un temps T_{nc} limité par le temps de présence de la cible dans le faisceau

$$T_{nc} = (T_{ex} \theta_{g3db} / \Omega_g) = T_{ex} \lambda^2 / L_e H_e \Omega_g$$

Chaque antenne d'émission 51 et de réception 52 possède une surface S correspondant à un gain

$$G_e = G_r = 4\pi L_e H_e / \lambda^2 = 4\pi L_r H_r / \lambda^2$$

Ces paramètres étant fixés, le bilan de portée du radar est déterminé par la puissance moyenne reçue et par le niveau de bruit dans le récepteur :

- 5 • La puissance moyenne reçue P_{mr} peut être donnée par la formule

$$P_{mr} = \frac{P_{me} G_e G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L}$$

ou encore en exprimant les gains d'antenne en fonction des dimensions de ces antennes :

$$P_{mr} = \frac{P_{me} H_e L_e H_r L_r \sigma}{4\pi R^4 L}$$

10

Dans les formules précédentes,

P_e représente la puissance émise,

G_e représente le gain d'antenne à l'émission,

G_r représente le gain d'antenne à la réception,

15 λ représente la longueur d'onde,

σ représente la surface équivalente de la cible,

R représente la distance de la cible,

L représentent les pertes hyperfréquence,

H_e représente la hauteur de l'antenne d'émission,

20 H_r représente la hauteur de l'antenne de réception,

L_e représente la largeur de l'antenne d'émission,

L_r représente la largeur de l'antenne de réception,

25 Dans la suite de la description, les mêmes symboles représenteront les mêmes caractéristiques.

- Le niveau de bruit dans le récepteur après intégration cohérente peut être donné par la formule

$$N = FkT/T_e$$

30 Où : F représente le facteur de bruit du récepteur,
 kT représente la densité de bruit,

T_e représente le temps d'intégration cohérent, généralement limité par le temps de cohérence de la cible

- 5 • Le rapport signal à bruit en sortie intégration cohérente peut être donné par la formule :

$$SNR = \frac{P_{mr} T_e}{FkT}$$

- 10 • En sortie post intégration, en supposant une intégration sur un nombre $N_{nc} \approx T_{nc}/T_e$, typiquement compris entre 10 et 50 et pour une probabilité de fausse alarme typiquement inférieure ou égale à 10^{-6} le gain de post-intégration G_{nc} peut être approximé pour une cible de fluctuation Swerling 1 ou non fluctuante par $G_{nc} = N_{nc}^{0,77}$, comme le montre les courbes représentées figure 6.

Dans ces conditions, le rapport signal à bruit peut s'écrire :

15
$$SNR = \frac{P_{mr} T_e N_{nc}^{0,77}}{FkT}$$

soit en approximant N_{nc} par $N_{nc} = T_{nc}/T_e$

$$SNR = \frac{P_{mr} T_e (T_{nc} / T_e)^{0,77}}{FkT}$$

ou encore, comme $T_{nc} = T_{ex} \lambda^2 / L_e H_e \Omega_g$

20
$$SNR = \frac{P_{mr} T_e}{FkT} \left(\frac{T_{ex} \lambda^2}{L_e H_e \Omega_g T_e} \right)^{0,77}$$

- 25 Afin de comparer le bilan de portée d'un radar selon l'invention avec celui d'un radar LPI conventionnel on considère un mode de réalisation de l'invention dans lequel la structure rayonnante a la même surface que celui du radar LPI conventionnel représenté figure 5 mais dont les zones d'émission et de réception sont répartie différemment. La figure 7 illustre un exemple d'agencement de la structure antennaire 10 considérée. On considérera la même forme d'onde et la même puissance émise pour les

deux types de radar. Contrairement à un radar LPI conventionnel, la structure antennaire 10 du dispositif 1 selon l'invention n'est pas directive à l'émission.

Cette structure antennaire comprend K sous réseaux verticaux d'émission de hauteur N_λ , soit $2.N$ éléments rayonnants espacés de $\lambda/2$,
 5 émettant des signaux différents dans des bandes ΔF distinctes et $(M-K')$ sous réseaux verticaux de réception indépendants, avec $K' \geq K$.

Si on considère un mode de réalisation particulier dans lequel $K'=K$, toute la surface disponible de la structure antennaire est occupée par des éléments rayonnants, ce qui optimise le gain en réception.

10 Dans d'autres modes de réalisation, on peut être amené à limiter le nombre de voies de réception ce qui peut amener à choisir $K' > K$.

L'ouverture de l'antenne d'émission selon l'invention est donnée par les formules :

15 en gisement $\theta_{g3db} = \pi/2$ (radians)
 en élévation $\theta_{e3db} = 1/N$ (radians)

La puissance moyenne reçue par un radar selon l'invention est affectée de la diminution du gain de l'antenne d'émission dans un rapport :

$$\Delta_{ge} = 10 \log \left(\frac{\frac{2}{\pi} \frac{2}{N}}{\frac{M}{\pi} \frac{1}{N}} \right) = 10 \log \left(\frac{8}{M\pi} \right)$$

20 En réception le gain d'antenne est augmenté du rapport des surfaces du fait du doublement de la hauteur de l'antenne de réception par rapport à un radar LPI conventionnel. Par exemple, en prenant $K=K'=1$, le gain de l'antenne de réception est augmenté sensiblement de 3 dB :

$$\Delta_{gr} = +3 \text{ dB}$$

25 Comme pour le radar LPI conventionnel, le traitement radar adapté consiste à intégrer le signal reçu de façon cohérente sur un temps T_c limité par le temps de cohérence de la cible, typiquement de l'ordre de 50 ms, puis à effectuer une post intégration de l'amplitude du signal sur un temps T_{nc} limité par le temps de présence de la cible dans le faisceau. Le temps
 30 d'intégration cohérent est inchangé.

- Par contre, compte tenu de l'ouverture de l'antenne d'émission, à condition que la cible reste dans la cellule de résolution du radar suffisamment longtemps, le temps de post intégration peut être augmenté dans un rapport voisin du rapport des ouvertures d'antenne, soit $M\pi/8$, ce
- 5 qui conduit à une augmentation du gain de post intégration voisin de :

$$\Delta_{gpi} = 7,7 \log\left(\frac{M\pi}{8}\right)$$

Finalement, la différence de rapport signal à bruit en sortie du traitement radar s'établit à :

$$\Delta SNR = -\Delta_{ge} + \Delta_{gr} + \Delta_{gpi}$$

- 10 soit

$$\Delta SNR = 3 - 2,3 \log\left(\frac{M\pi}{8}\right)$$

Le gain en discrétion du radar est évalué à partir de la différence des PIRE, soit :

$$\Delta_{PIRE} = \Delta_{ge} = 10 \log\left(\frac{8}{M\pi}\right)$$

- 15 Ces résultats montrent que pour des valeurs de M de l'ordre de quelques dizaines, le radar selon l'invention présente sensiblement le même bilan de portée qu'un radar LPI conventionnel. Par contre, sa puissance isotrope rayonnée est diminuée dans des proportions importantes.

- 20 A titre de comparaison, le tableau de l'annexe 1 présente des exemples de performance d'un radar conventionnel et celles d'un exemple de réalisation d'un radar selon l'invention.

- Dans cet exemple on a considéré un radar LPI classique en bande X ayant un domaine de couverture en gisement de 90° et un temps
- 25 d'exploration de 6,4 secondes. Les dimensions de l'antenne considérée sont 48 cm en hauteur et 60 cm en largeur.

Le radar selon l'invention ne comprend qu'une voie d'émission ($K=1$), et le nombre de sous réseaux en réception est volontairement limité à 32, ce qui correspond au cas $K'=8$ par rapport au nombre de sous réseau du radar LPI.

- 5 Dans les deux cas, on considère un temps d'intégration cohérent de 30 ms.

Dans de telles conditions, la sensibilité du radar selon l'invention est plus faible de 2 dB par rapport à celle d'un radar LPI conventionnel. Une
10 perte de 2 dB en sensibilité correspond à une diminution de la portée radar de l'ordre de 10%. Par contre, la discrétion du radar selon l'invention est augmentée de 13 dB par rapport au radar LPI considéré. Ceci signifie que la distance d'interception du signal radar pour un dispositif ESM d'une sensibilité donnée, est multipliée par un facteur supérieur à quatre.

- 15 Il est à noter que ces résultats peuvent encore être améliorés en utilisant plusieurs voies d'émission émettant des signaux dans des bandes de fréquences distinctes, avec un écart entre ces bandes de fréquences au moins égal à la largeur de bande de réception d'un détecteur ESM. Ce cas
20 est représenté sur la figure 8, pour $K=4$.

En référence à la figure 8 un mode de réalisation préférentiel du dispositif de détection suivant l'invention est présenté.

- Dans cette configuration nullement limitative, la partie émission de la
25 structure antenne 10 comprend quatre sous réseaux 31 verticaux de hauteur $N\lambda$ et la partie réception 32 sous réseaux 32 verticaux.

- La forme d'onde à l'émission est réalisée par exemple à l'aide de quatre signaux de type FMCW identiques, mais espacés en fréquence d'une valeur supérieure ou égale à la bande de modulation élémentaire, selon le
30 schéma de principe de la figure 9. Les signaux sont synchronisés et cohérents entre eux.

A la réception, les signaux reçus sur chaque sous réseau 32 sont séparés en fonctions des sous réseaux d'émission par exemple par filtrage passe bande.

En référence à la figure 10, sur chaque sous réseau de réception, les signaux reçus sont amplifiés par un amplificateur 111 puis sont démodulés 112 par un des signaux d'émission. Les signaux d'émission étant identiques, au décalage fréquentiel près, l'un quelconque des signaux d'émission peut
5 être choisi pour la démodulation. Suivant un autre mode de réalisation l'image du signal d'émission transposée en fréquence est utilisée pour la démodulation des signaux de réception.

Après démodulation, les signaux sont filtrés de façon à limiter la bande de réception. Ce filtrage 113 peut par exemple être réalisé par un filtre passe
10 bande, les signaux sont convertis en numérique à l'aide d'un convertisseur analogique numérique ou CAN 114. Les signaux numérisés sont ensuite filtrés 115 à travers des filtres passe bande de façon à séparer les différents signaux provenant des différents sous réseaux d'émission.

15 La figure 11 représente un synoptique d'opérations pouvant être effectuées par les moyens de réception après séparation des signaux.

Pour chaque sous réseaux de réception, après séparation 115, les signaux provenant des différents émetteurs subissent les traitements classiques d'intégration temporelle cohérente 121 par exemple par
20 transformée de Fourier rapide ou FFT pour Fast Fourier Transform selon le sigle anglo-saxon. L'intégration 121 peut être effectuée sur l'axe distance, sur l'axe Doppler ou sur les deux axes.

De façon à refocaliser le faisceau d'émission, les signaux sont ensuite sommés de façon cohérente 122. Ceci revient à former quatre faisceaux sur
25 le signal d'émission sur chaque sous réseau de réception. Une formation de faisceaux par le calcul 123 en réception est ensuite réalisée en sommant les sous réseaux de réception de façon cohérente temporellement et spatialement. Ce traitement 123 est effectué sur chaque faisceau formé.

Chaque faisceau formé subit ensuite une post intégration non
30 cohérente 124. Les signaux de chaque faisceau sont ainsi sommés en amplitude sur un certain nombre de coups au but.

Par rapport à un radar ne comportant qu'une voie d'émission comme par exemple représenté figure 3, à puissance totale émise constante, la
35 PIRE d'un dispositif de détection 1 selon l'invention est sensiblement égale et

la sensibilité de détection est peu modifiée puisqu'après réflexion sur la cible, les échos des signaux émis par les quatre voies sont sommés de façon cohérente.

Par contre, avec un dispositif de détection selon l'invention, la PIRE
5 apparente dans un détecteur ESM est divisée par quatre, puisque l'énergie rayonnée par le dispositif de détection se trouve répartie dans quatre filtres de réception ESM distincts. Ce raisonnement sous entend que le détecteur l'ESM intègre le signal émis par le dispositif selon l'invention sur une bande maximale correspondant à la bande émise par ledit dispositif de détection.
10 De ce fait le dispositif selon l'invention est plus discret qu'un radar LPI conventionnel.

Selon un mode de réalisation, chaque élément rayonnant 30 à l'émission comporte un amplificateur de puissance 130 ou HPA pour High
15 Power Amplifier selon la terminologie anglo-saxonne comme illustré figure 12. Suivant un autre mode de réalisation, l'amplificateur de puissance est associé à un groupe d'éléments rayonnants à l'émission. De façon avantageuse, en alimentant ou non certains amplificateurs, ou en faisant varier leur alimentation, il est possible de faire varier la puissance d'émission
20 totale. De la même manière, il est également possible de moduler l'ouverture du diagramme.

Si on considère un sous réseau d'émission avec N éléments rayonnants, la portée accessible avec n éléments rayonnants actifs en
25 émission ($n \leq N$) peut s'exprimer en fonction de la portée maximale (N émetteurs actifs) de la façon suivante :

$$D_n = r D_N \quad \text{avec} \quad r = \sqrt{\frac{n}{N}}$$

Si tous les éléments rayonnants de l'émetteur fonctionnent :

$$30 \quad G_e = \frac{4\pi}{\lambda^2} H_e L_e = \frac{4\pi}{\lambda^2} \left(N \frac{\lambda}{2} \right) \left(\frac{\lambda}{2} \right) = N\pi$$

$$P_e G_e = P_e N\pi$$

et

$$D_N = \sqrt[4]{\frac{P_e G_e}{SNR}} = \sqrt[4]{\frac{P_0 N \pi}{SNR}}$$

Si seuls n éléments rayonnants de l'émetteur sur N fonctionnent, alors :

$$5 \quad G'_e = \frac{4\pi}{\lambda^2} H_e L_e = \frac{4\pi}{\lambda^2} \left(n \frac{\lambda}{2} \right) \left(\frac{\lambda}{2} \right) = n\pi$$

donc

$$P'_e G'_e = \left(P_e \frac{n}{N} \right) n\pi = P_e \frac{n^2 \pi}{N}$$

10 donc

$$D_n = \sqrt[4]{\frac{P'_e G'_e}{SNR}} = \sqrt[4]{\frac{P_e n^2 \pi}{SNR.N}}$$

Finalement, D_n peut s'écrire en fonction de D_N :

$$D_n = \sqrt[4]{\frac{P_e N \pi}{SNR}} \sqrt[4]{\frac{n^2}{N^2}} = D_N \sqrt{\frac{n}{N}}$$

15

A titre d'exemple, la figure 13 représente la variation de la portée radar en fonction du nombre d'éléments rayonnants de l'émetteur alimentés.

20 Afin de comparer les performances d'un radar actif selon l'invention avec celle d'un radar LPI conventionnel, on considère un radar en bande X ayant les caractéristiques suivantes :

- portée de 10 km sur une Surface Équivalente Radar ou SER de 1m^2 ,
- dimensions d'antenne limitées à 60 cm en horizontal et à 48 cm en vertical,
- 25 - domaine de recherche de 90° en gisement, avec un temps d'exploration de 6,4 secondes,
- forme d'onde à l'émission du type FMCW.

30 Un dimensionnement selon les caractéristiques radars LPI conventionnelles conduit à une antenne comprenant un réseau d'émission et

un réseau de réception identiques et superposés, de dimensions 60 cm en horizontal et 24 cm en vertical comme illustré figure 5. Cette antenne balaye l'espace en gisement sur 90°, en émettant une forme d'onde continue FMCW périodique avec une bande de modulation de 1 MHz, une période de modulation de l'ordre de 1 ms et à une puissance d'émission p égale à 1 Watt, soit 30 dBm. Le temps d'intégration cohérent est de l'ordre de 30 ms, et le temps de post intégration non cohérent résultant de l'ouverture du faisceau d'antenne et du temps d'exploration est de 200 millisecondes, ce qui permet un nombre de post intégration de 6, correspondant à un gain de post intégration de l'ordre de 6 dB.

Selon l'invention, il est proposé d'effectuer la même fonction avec une structure antennaire fixe comprenant à l'émission quatre sous réseaux indépendants de hauteur sensiblement égale à 48 cm, constituée à partir de 32 dipôles d'ouverture 90° par 90° superposés et distants de 1,5 cm dans le plan vertical.

A la réception, l'antenne dispose de 32 sous réseaux de réception également constitués de 32 dipôles d'ouverture 90° par 90° superposés et distants de 1,5 cm dans le plan vertical. Les signaux reçus sur ces sous réseaux de réception sont sommés de façon cohérente dans le récepteur, par traitement classique de formation de faisceau.

La structure antennaire ainsi constituée est similaire à celle de la figure 8.

Compte tenu des différences de gain d'antenne à l'émission : -13 dB et à la réception : +2 dB, à puissance totale émise constante, le rapport signal à bruit pour chaque faisceau formé après intégration cohérente est diminué de 11 dB par rapport au radar LPI conventionnel. Par contre, la post-intégration s'effectue sur un temps de 3,2 secondes au lieu de 200 millisecondes, soit sur un nombre de post intégration de 104, ce qui donne un gain de post intégration de 14,5 dB d'après la courbe de la figure 6, soit une amélioration du gain de post-intégration de 8,5 dB.

A puissance émise constante, la sensibilité est donc diminuée d'environ 2,5dB. Ceci peut être compensé en augmentant dans un rapport sensiblement équivalent la puissance d'émission, en émettant une puissance totale de 2 Watt à partir de quatre sous réseaux émettant chacun 500 milliwatt, soit 27dbm par sous réseau.

Ainsi le bilan de portée radar est assuré, et la puissance rayonnée vue dans un filtre de réception de l'intercepteur est diminuée de 16dB par rapport à un radar LPI classique émettant la même puissance totale.

Pour un intercepteur ESM donné, la distance d'interception est ainsi
5 augmentée dans un rapport supérieur à 6.

La forme d'onde à l'émission est réalisée, par exemple, avec quatre signaux FMCW identiques à celui émis par le radar LPI de référence, mais espacés en fréquence d'une valeur supérieure à la bande de modulation élémentaire, selon le schéma de principe de la figure 9. La bande de
10 modulation de fréquence peut, par exemple, être choisie égale à 1MHz, et les signaux d'émission peuvent être décalés entre eux de 10 MHz.

En référence aux figures 14 et 15, le fonctionnement de la fonction intercepteur en mode passif ou MRE va être présenté.

15 La fonction intercepteur en mode passif s'effectue en utilisant seulement de la partie réception de la structure antennaire en utilisant les signaux reçus sur au moins trois sous réseaux de réception 32. Le groupe formé d'au moins trois sous réseau va former un système d'interférométrie lacunaire c'est à dire un système qui ne respecte pas les conditions de
20 Shannon sur l'échantillonnage spatial.

Suivant un mode de réalisation préférentiel, les trois sous réseaux 32 choisis sont d'une part les deux sous réseaux 1 et M placés aux deux extrémités de l'antenne de réception, et d'autre part le voisin immédiat de l'un des sous réseaux aux extrémités de l'antenne de réception. A titre
25 d'exemple, la figure 15 illustre un mode de réalisation dans lequel les deux sous réseau d'indice 1, 2 et M sont utilisés.

Le système d'interférométrie comporte deux bases. Dans le cas d'un système d'interférométries à trois sous réseaux, une première base d'interférométrie est formée par les deux sous réseaux adjacents. Cette base
30 a la particularité d'être non ambiguë. En effet chaque sous réseau est espacé d'une distance égale à la moitié de la longueur d'onde, il est donc possible de d'obtenir la direction d'arrivée du signal reçu par la mesure de phase. Par contre, du fait que les deux sous réseaux sont adjacents donc peu étendus, cette base est peu précise. La deuxième base est formée par
35 les deux sous réseaux placés aux deux extrémités de la structure antennaire.

Cette seconde base est très précise car très étendue, par contre elle est ambiguë. L'utilisation de ces deux bases d'interférométrie va permettre d'avoir des mesures de direction d'arrivée du signal reçu très précises et non ambiguës.

- 5 Cette méthode est efficace dans le cas d'une bande passante de l'ordre de 20% de la fréquence de fonctionnement centrale de l'antenne, typiquement 2 GHz en bande X.

 Bien entendu, il est possible d'étendre ce principe en prenant en compte un nombre supérieur de sous réseaux. De façon avantageuse, cela
10 permet de lever plus facilement l'ambiguïté mais cela complexifie le système.

 Suivant un mode de réalisation particulier, la sélection des sous réseaux de réception peut être modifiée de façon dynamique, par exemple au niveau du traitement numérique, pour résoudre les problèmes d'ambiguïté. Ce mode de réalisation peut être intéressant, par exemple, dans
15 le cas d'une importante densité de signaux reçus.

 La figure 15 présente un exemple de réalisation du traitement de la fonction MRE suivant l'invention.

 Dans cet exemple on considère les trois sous réseaux 32 d'indice 1, 2
20 et M comme illustré figure 14. Chaque signal issu de ces trois sous réseaux après limitation de la bande de fréquence de réception est amplifié 161 par exemple par un amplificateur faible bruit puis démodulé 162 à l'aide d'un oscillateur local commandé en fréquence 160. Après démodulation 162, les signaux sont de nouveau filtrés 163 par exemple à l'aide d'un filtre passe
25 bande de façon à réduire la bande de réception en fréquence intermédiaire puis numérisés 164 à l'aide d'un convertisseur analogique numérique. Les signaux numérisés sont ensuite séparés par filtrage numérique 165 en différentes sous bandes, puis inter corrélés deux à deux 186 c'est-à-dire entre deux fois deux voies de la structure antennaire. Dans l'exemple de la
30 figure 15, la corrélation croisée ou cross corrélation suivant l'expression anglo-saxonne, s'effectue en démodulant les signaux issus du premier sous réseau avec ceux du deuxième sous réseau et ceux issus du troisième sous réseaux par rapport aux signaux issus du premier sous réseau. Bien entendu, cette méthode peut se généraliser au cas comportant plus de sous
35 réseaux. Les signaux subissent ensuite une étape d'intégration cohérente

167 sur un temps long, typiquement de l'ordre d'environ 1 ms avant un
 traitement classique 168 de détection de radars et d'extraction des
 paramètres de ce ou ces radars cibles détectés.

- 5 En référence à la figure 14, on considère un mode de réalisation
 particulier dans lequel la fonction MRE utilise trois des sous réseaux 32 de la
 structure antennaire.

Le gain d'antenne de chaque sous réseau peut être estimé à 17 dB et
 le facteur de bruit F à 5 dB. La bande passante en fréquence intermédiaire
 10 est par exemple de 100 Mhz

Si on fixe au niveau du filtrage numérique multibande, trois largeurs
 de bande en réception : $B_{FI} = 50$ Mhz, 12,5 Mhz et 781 kHz, le niveau de
 bruit dans chacune de ces sous bandes peut être évalué à :

$$N = F + 10 \log(B_{FI}) + 10 \log(kT)$$

- 15 Pour $kT = -174$ dBm/Hz, on obtient respectivement pour chaque
 largeur de bande des filtres de réception : $N = -92$ dBm, -98 dBm et -110
 dBm

Par ailleurs la bande vidéo B_v correspondant à une durée de 1 ms
 20 d'intégration cohérente est de 1 KHz

- On suppose 3 dB de pertes de traitement avant l'inter corrélation et 3
 dB de pertes également après inter corrélation, et un rapport signal à bruit
 nécessaire à la détection $SNR_s = 18$ dB. Dans ces conditions, le rapport
 signal à bruit nécessaire à l'entrée de l'intercepteur pour dépasser le seuil de
 25 détection peut être estimé à partir de l'équation suivante :

$$SNR_s = \frac{\left(\frac{SNR_e}{2}\right)^2}{1 + SNR_e} \frac{B_{FI}}{2B_v} \approx \left(\frac{SNR_e}{2}\right)^2 \frac{B_{FI}}{2B_v}$$

d'où :

$$SNR_e = 2 \sqrt{SNR_s 2 \frac{B_v}{B_{FI}}}$$

- 30 soit en dB :

$$SNR_e(dB) = 3 + \frac{SNR_s(dB)}{2} + 5\log(2) + 5\log\left(\frac{B_v}{B_{FI}}\right)$$

Ceci conduit à un rapport signal à bruit respectivement égal à :

$$SNR_e(dB) = -10 \text{ dB}, -7 \text{ dB et } -1 \text{ dB}$$

5

Soit à un niveau de signal minimum à l'entrée du récepteur $S_{\min}$ respectivement égal à : -120dBm, -105 dBm et,-93 dBm.

Compte tenu du gain d'antenne de chaque sous réseau en réception de 17 dB, on obtient une sensibilité respectivement de -137 dBm,-122
10 dBm,-110 dBm, pour les trois largeurs de bande de réception.

Ces niveaux de sensibilité sont de très loin supérieurs aux valeurs habituelles des systèmes d'interception, et permettent la détection de radars LPI à très grande distance. A titre d'exemple, un radar en bande X émettant une puissance de 1milli watt avec un gain d'antenne de 25 dB génère à 10
15 km une densité de puissance isotrope rayonnée de l'ordre de -107 dBm au niveau de l'antenne de l'intercepteur.

Si on compare le synoptique de la figure 15 avec celui des figures 10 et 11, on peut remarquer que le synoptique de la fonction radar passif peut
20 s'intégrer dans celui de la fonction radar actif. Les circuits utilisés en réception peuvent donc être partagés par les fonctions radar actif et radar passif. De façon avantageuse, cela permet de simplifier l'architecture du dispositif de détection selon l'invention et de minimiser le volume de l'électronique à mettre en œuvre.

25

La figure 16 présente un exemple de mode de réalisation d'un dispositif de détection 1 selon l'invention intégrant à la fois la fonction radar actif et la fonction radar passif ou MRE.

En mode actif la fonction radar utilise la partie émission et réception
30 de la structure antennaire ainsi que les moyens d'émission et de réception du dispositif de détection 1 selon l'invention.

Les moyens d'émission comprennent au moins K générateurs de forme d'onde 191 pilotés par un même circuit pilote et synchronisation 192. Les générateurs de forme d'onde 191 génèrent des signaux d'émission de

forme identiques centrés sur des fréquences différentes et occupant des bandes de fréquences disjointes. De façon préférentielle les signaux sont des signaux continus modulés en fréquence (FMCW) périodiques et décalés en fréquence les uns par rapport aux autres comme illustré figure 8. Les différents signaux d'émission ont tous la même bande de modulation ΔF et sont centrés sur les fréquences F_1 à F_K . L'ensemble des signaux d'émission couvre une bande de fréquence de largeur B_e comme illustré figure 14.

A la réception, les signaux issus d'un des générateurs 192 utilisés pour l'émission, par exemple le $K^{\text{ième}}$, sont transposés en fréquence dans un mélangeur à bande latérale unique 193 (BLU) par le signal de fréquence F_I en sortie de l'oscillateur pilote 191, de façon à générer une forme d'onde centrée sur $F_I + F_K$ ou $F_I - F_K$, qui sera utilisée pour démoduler le signal reçu.

Le signal reçu au niveau d'un sous réseau de réception 32 comprend K composantes, de largeur de bande ΔF , et respectivement centrées sur les fréquences F_1 à F_K .

Après démodulation par exemple à l'aide d'un mélangeur 196, les différentes composantes du signal sont centrées sur $F_I - F_1 + F_K$, $F_I - F_2 + F_K$, F_I , et occupent chacune une bande de fréquence ΔF , l'ensemble couvrant une bande B_e , comme illustré à la figure 17.

En référence à la figure 17, il est à noter que seule une partie limitée de chaque sous bande correspond au signal utile. En effet, selon le principe du radar FMCW, si la durée de la rampe de fréquence est T et la distance instrumentée maximum D_{max} , la fréquence de battement maximum entre le signal émis et le signal reçu est :

$$2D_{\text{max}} \Delta F / cT,$$

où c est la vitesse de la lumière, avec $2D_{\text{max}} / cT \ll 1$

Par exemple, pour $D_{\text{max}} = 10 \text{ km}$ et $T = 1 \text{ ms}$, $2D_{\text{max}} / cT = 0,066$, et la bande utile est $0,066\Delta F$

Les signaux sont ensuite filtrés dans un filtre passe-bande 198 de bande passante supérieure ou égale à B_e , accordé sur la fréquence centrale $F_I + (F_K - F_1)/2$, puis numérisés 199 avec une fréquence d'échantillonnage supérieure ou égale à $2B_e$. La séparation des signaux correspondant aux

différents signaux d'émission s'effectue au niveau du traitement numérique par filtrage numérique 200 autour de chaque sous bande d'intérêt.

5 En mode passif seul les moyens de réception et la partie réception de la structure antennaire 10 sont utilisés.

Dans ce mode, seul un générateur de forme d'onde 192 est actif, par exemple le $k^{\text{ième}}$. Les signaux en sortie de ce générateur de forme d'onde sont utilisés pour démoduler le signal reçu provenant des émetteurs radars présents dans le faisceau de l'antenne de réception de l'intercepteur. La bande passante du récepteur étant limitée et le générateur de forme d'onde 10 192 est piloté en fréquence de façon à scanner le domaine fréquentiel à analyser .

15 De façon avantageuse, le dispositif de détection selon l'invention, en intégrant les deux fonctions de radar actif et passif permet d'optimiser ses coûts, son volume et sa masse.

L'antenne du dispositif étant fixe, il n'y a pas de génération de bruit lié aux mécanismes de rotation, ce qui renforce la discrétion acoustique du système. De plus elle ne nécessite pas de joint tournant entre l'aérien et le récepteur, ce qui permet de supprimer une contrainte comme par exemple lorsque les signaux à transmettre sont à large bande.

20 Le dispositif étant fixe, la couverture de l'ensemble du domaine angulaire à surveiller peut s'effectuer instantanément, ce qui favorise la probabilité d'interception et réduit le temps d'acquisition. De même, l'absence de servomécanismes apporte une meilleure fiabilité par rapport aux autres systèmes existants.

25 Compte tenu à la fois des capacités d'agilité de faisceau, de forme d'onde et de fréquence, le système est très peu sensible aux brouillages, qu'ils soient volontaires ou non.

30 Dans le cas d'une antenne fixe à faces planes, la probabilité d'être éclairée en spéculaire est réduite, ce qui limite considérablement la surface équivalente de l'antenne et renforce la discrétion électromagnétique du système.

D'autre part, le dispositif selon l'invention peut être utilisé dans un vaste domaine d'applications, autres que l'interception électromagnétique, comme par exemple l'aide à l'appontage pour hélicoptère ou encore l'aide à l'accostage ou au ravitaillement pour navire. De façon avantageuse, il peut
5 également être utilisé comme radar passif en utilisant les émissions d'opportunité ou en collaboration avec un ou plusieurs illuminateurs.

Annexe 1

Radar LPI conventionnel	nombre de sous réseaux en gisement M	40
	longueur antenne en gisement (cm)	60
	nombre de sous réseaux en élévation N	16
	ouverture antenne en gisement (rd)	0,05
	ouverture antenne en élévation (rd)	0,13
	gain d'antenne	30,03
	temps de présence dans le lobe (sec)	0,20
	nombre de points de post intégration	6
	gain de post-intégration (db)	5,99
	nombre de sous réseaux en gisement antenne d'émission	1
	longueur sous réseau antenne en gisement (cm)	1,5
	ouverture sous réseau antenne en gisement (rd)	1,57
Radar LPI selon l'invention	gain d'antenne d'émission	17,02
	nombre de sous réseaux en élévation	32,00
	ouverture antenne en élévation (rd)	0,06
	nombre de sous réseaux en gisement antenne réception	32,00
	temps de présence dans le lobe (sec)	3,21
	nombre de points de post intégration	107
	gain de post-intégration (db)	15,03
	surcroît de gain de post intégration LPI	9,03
	perte de gain en émission/LPI	-13,01
	surcroît de gain en gisement en réception	2,04
	Bilan de sensibilité (db)	-1,93
	Bilan de discrétion (db)	-13,01

REVENDICATIONS

1. Dispositif de détection électromagnétique actif et passif à faible probabilité d'interception comportant une structure antennaire fixe, des moyens d'émission et des moyens de réception, ledit dispositif étant caractérisé en ce que :
- 5 - la structure antennaire est formée d'une pluralité d'éléments rayonnants regroupés en sous réseaux identiques et comprend au moins un sous réseau d'émission et au moins trois sous réseaux de réception distincts des sous réseaux d'émission,
- 10 - les moyens d'émission sont aptes à générer une forme d'onde continue ou quasi continue de faible puissance crête non focalisée dans un plan et à émettre cette forme d'onde via le ou les sous réseaux d'émission,
- les moyens de réception sont aptes à détecter les cibles après formation d'une pluralité de faisceaux directifs à partir des signaux reçus sur les sous réseau de réception de la structure antennaire,
- 15 - les moyens de réception sont également aptes à réaliser l'interception de signaux radar provenant d'autres sources radars par un traitement de corrélation croisée entre les signaux reçus sur au moins trois sous réseaux de réception, le groupe formé d'au moins trois sous réseaux de réception réalisant un système d'interférométrie lacunaire.
- 20 2. Dispositif selon la revendication précédente caractérisé en ce que la structure antennaire comprend au moins deux sous réseaux d'émission et en ce que les moyens d'émission sont aptes à générer des signaux ayant des bandes de fréquences différentes et à émettre ces signaux sur des sous réseaux d'émission différents.
- 25 3. Dispositif selon une des revendications précédentes caractérisé en ce que les moyens d'émission sont aptes à générer des signaux d'émission de forme identique centrés sur des fréquences différentes et occupant des bandes de fréquences disjointe.
4. Dispositif selon une des revendications précédentes caractérisé en ce que les signaux d'émission sont de forme continue ou quasi continue et
- 30

modulés en fréquences.

5. Dispositif selon une des revendications précédentes caractérisé en ce que les moyens de réception sont aptes à démoduler les signaux reçus par l'un des signaux d'émission.

5 6. Dispositif selon une des revendications 1 à 4 caractérisé en ce que les moyens de réception sont aptes à démoduler les signaux reçus par l'un des signaux d'émission après transposition en fréquence de ce dernier.

7. Dispositif selon une des revendications 2 à 6 caractérisé en ce que les moyens de réception sont aptes à séparer les signaux reçus, après
10 démodulation, en sous signaux de réception par filtrage passe bande, ledit filtrage étant effectué en fonction des signaux d'émission.

8. Dispositif selon la précédente caractérisé en ce que les moyens de réception sont aptes à intégrer temporellement de façon cohérente les différents signaux de réception, l'intégration de chaque sous signal
15 s'effectuant de façon séparée.

9. Dispositif selon une des revendications 7 ou 8 caractérisé en ce que les moyens de réception sont aptes à intégrer les sous signaux de réception spatialement et de façon cohérente afin de former des faisceaux directifs dans un plan.

20 10. Dispositif selon la revendication précédente caractérisé en ce que après intégration cohérente temporelle et spatiale, les moyens de réception sont aptes à post intégrer les sous signaux de réception de façon non cohérente pendant tout le temps disponible pour l'exploration du domaine angulaire à couvrir.

25 11. Dispositif selon la revendication précédente caractérisé en ce que les moyens de réception sont aptes à détecter les cibles potentielles dans chaque faisceau formé après post intégration non cohérente.

12. Dispositif selon une des revendications précédentes caractérisé en ce que les moyens d'émission possèdent des moyens aptes à ajuster la
30 puissance émise au minimum en fonction de la portée instrumentée et la

surface équivalente radar à détecter.

13. Dispositif selon une des revendications précédentes caractérisé en ce que les moyens de réception sont apte, en mode passif, à effectuer une intercorrélation des signaux reçus sur au moins trois sous réseaux de
5 réception de façon à détecter et la localiser de façon angulaire les sources d'émission potentielles.

14. Dispositif selon la revendication précédente caractérisé en ce que les moyens de réception sont aptes à effectuer une localisation angulaire des sources d'émission radar potentielles par interférométrie de phase, les sous
10 réseaux de réception utilisés formant au moins une première base d'interférométrie ambiguë et une seconde base d'interférométrie non ambiguë.

15. Dispositif selon la revendication précédente caractérisé en ce que les bases d'interférométrie sont formées par trois sous réseaux de réception, deux étant situés à chacune des deux extrémités de la structure antennaire
15 et le troisième étant le voisin le plus proche de l'un des deux précédents.

16. Dispositif selon une des revendications 1 à 14 caractérisé en ce que les moyens de réception comportent des moyens de sélection aptes à sélectionner les sous réseaux à utiliser pour la détection et la localisation de
20 façon différenciée au cours du temps de façon à séparer les signaux reçus et lever les ambiguïtés angulaires dans un environnement électromagnétique dense.

17. Dispositif selon une des revendications précédentes caractérisé en ce qu'il comprend n structures antennaires avec $n \geq 3$, chaque structure
25 couvrant un domaine angulaire sensiblement égale à $360^\circ/n$ et chaque structure étant disposé sur chacune des faces latérales d'un polyèdre de base un polygone à n cotés de façon à couvrir un domaine angulaire sensiblement égale à 360° .

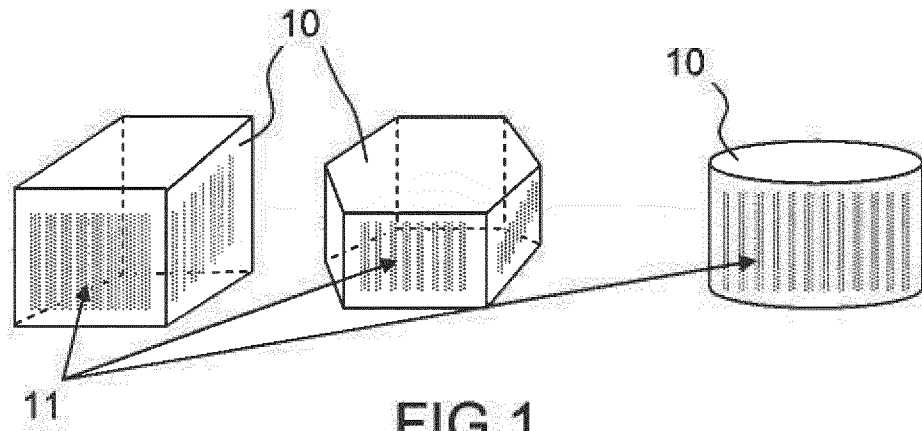


FIG. 1

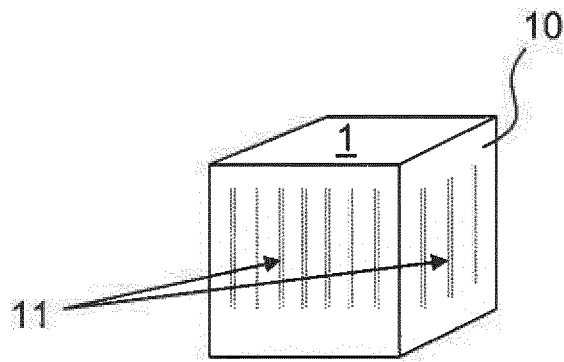


FIG. 2a

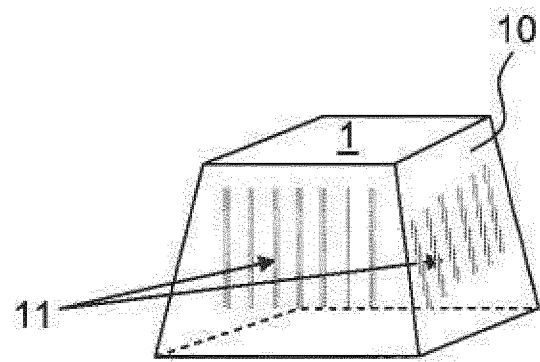


FIG. 2b

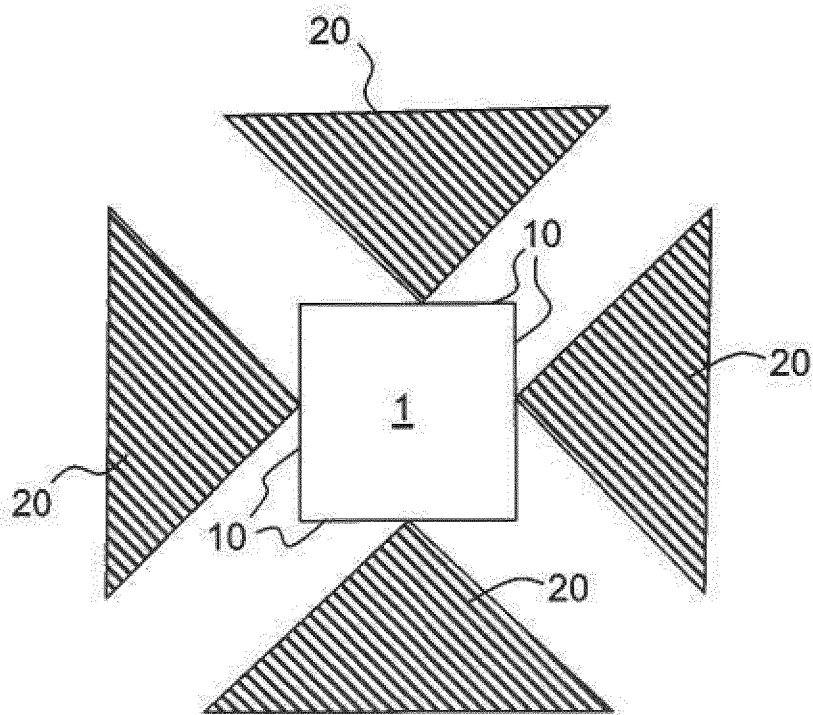


FIG. 2c

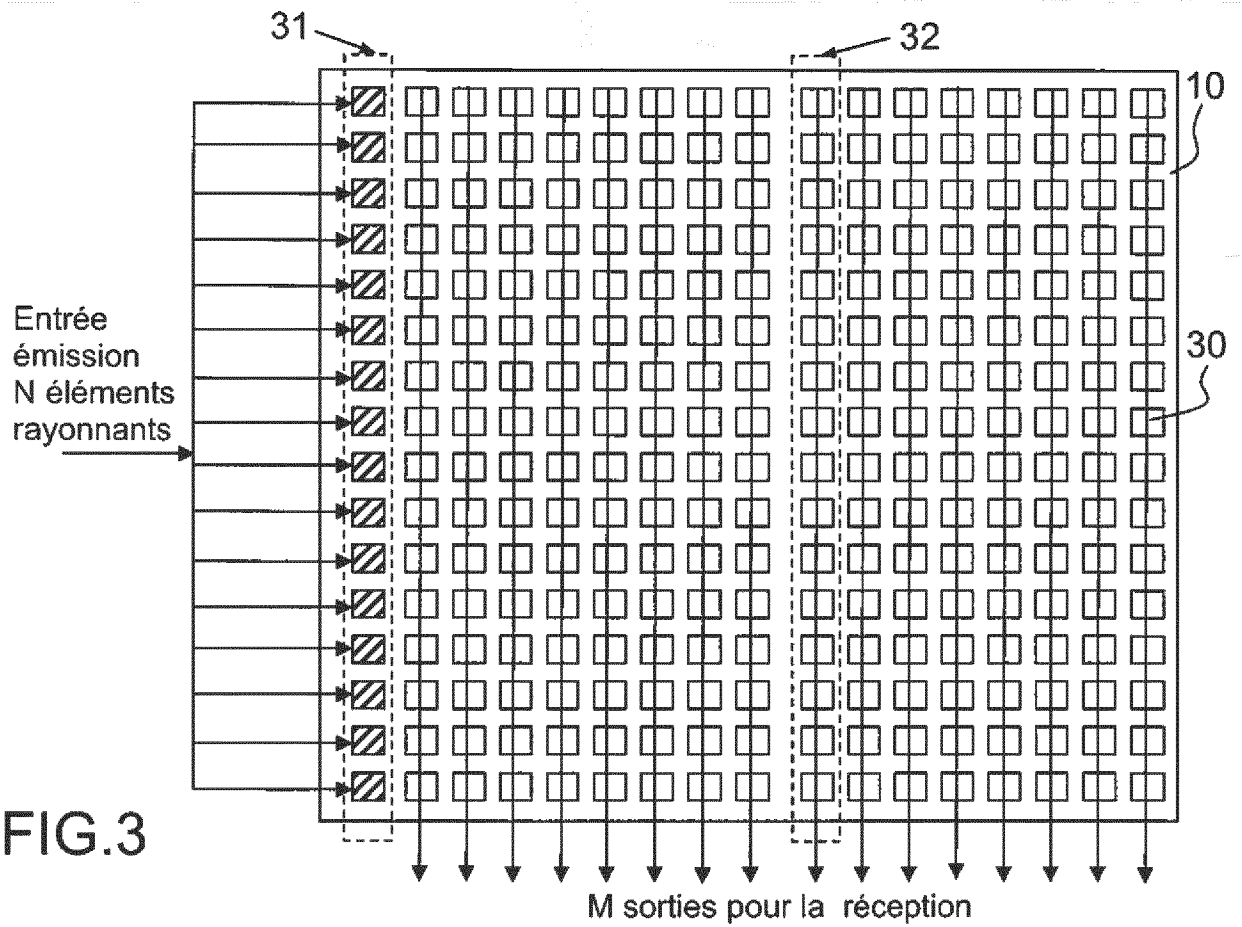


FIG.3

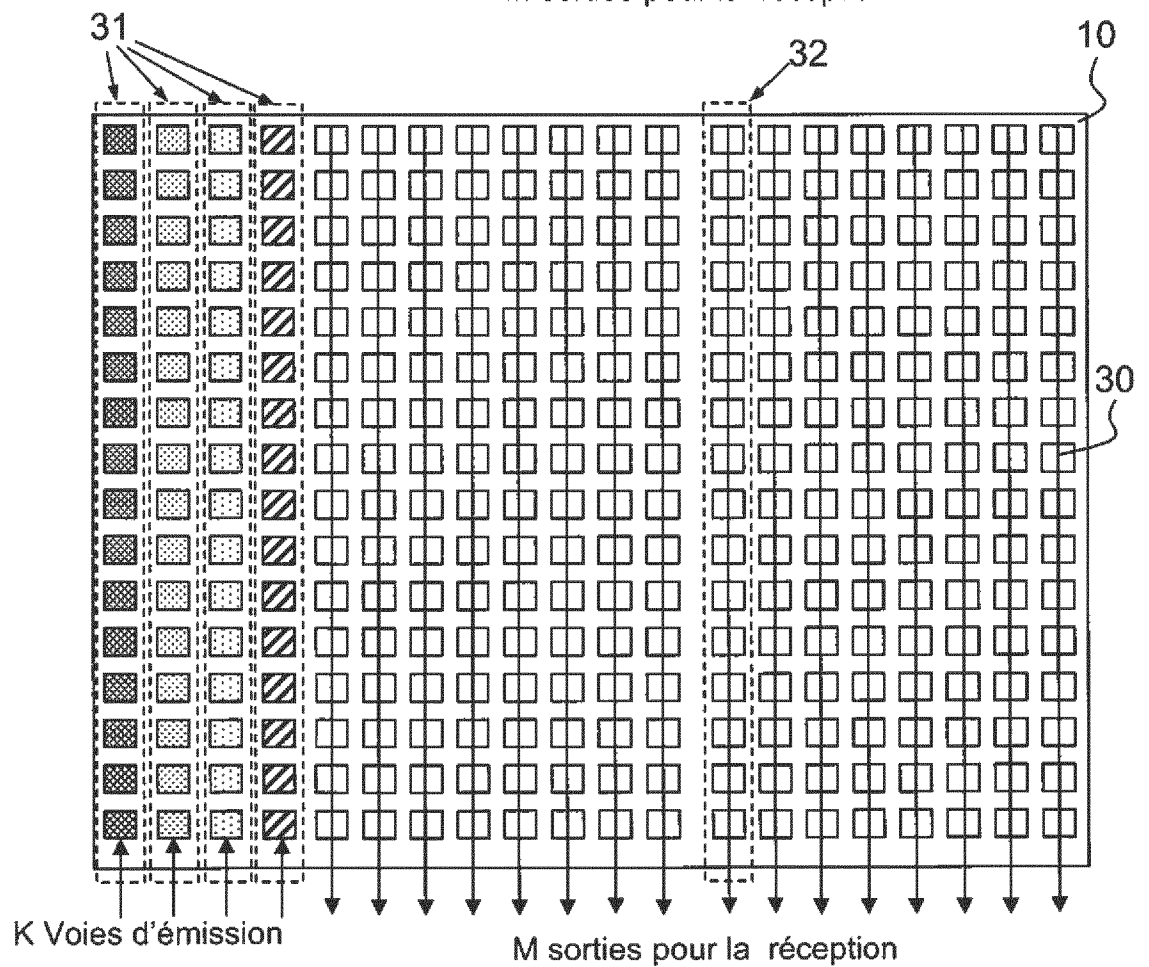


FIG.4

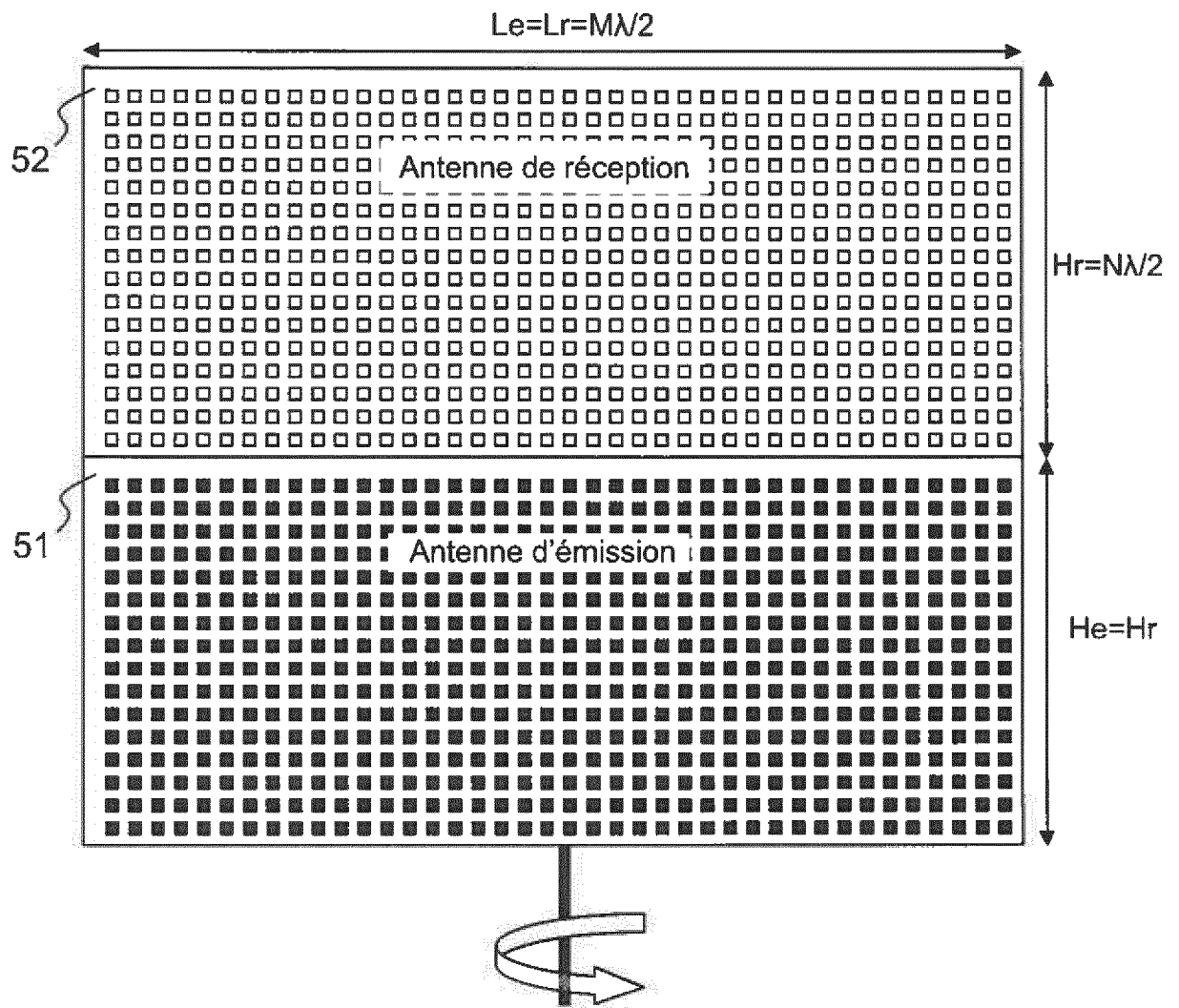


FIG.5

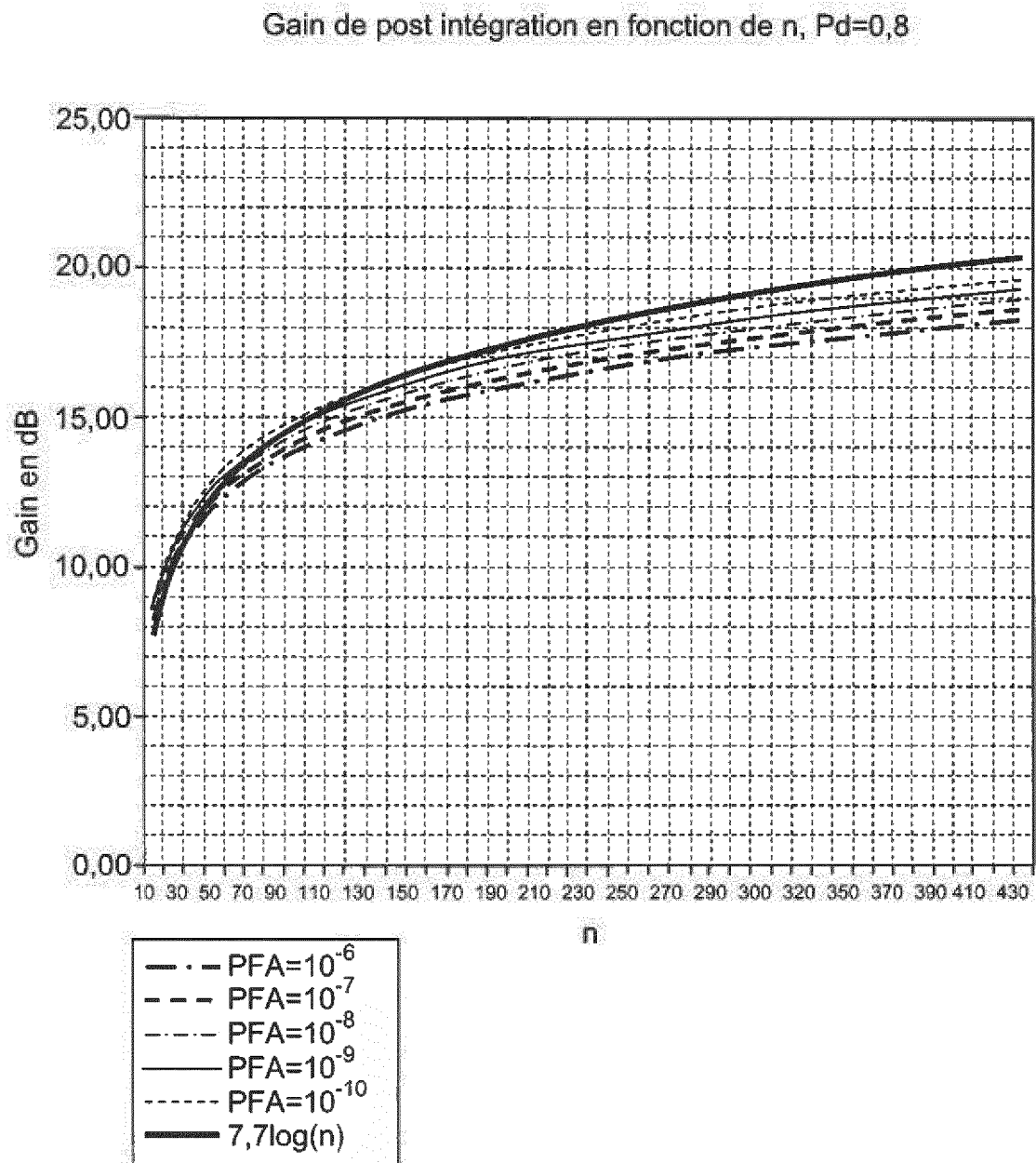


FIG.6

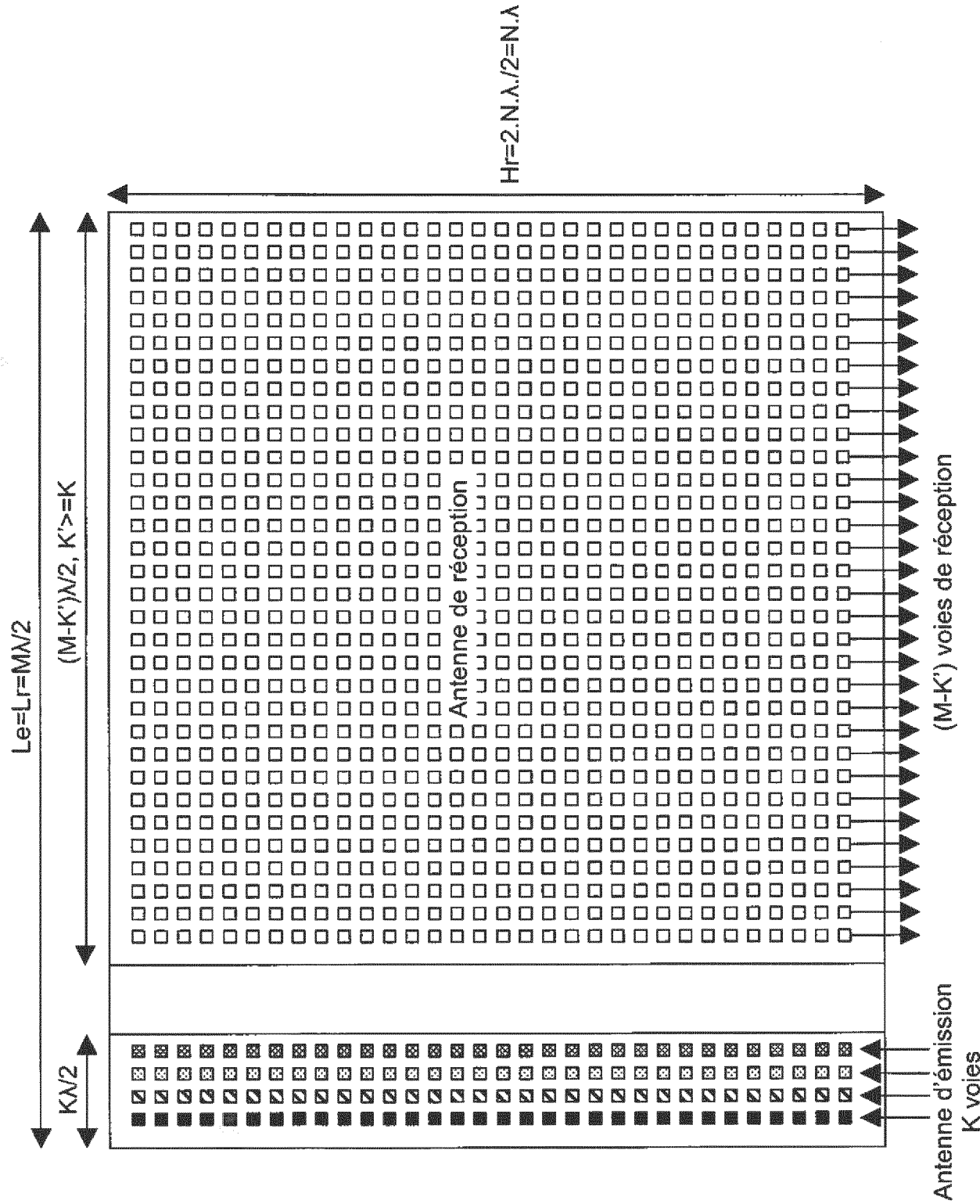


FIG.7

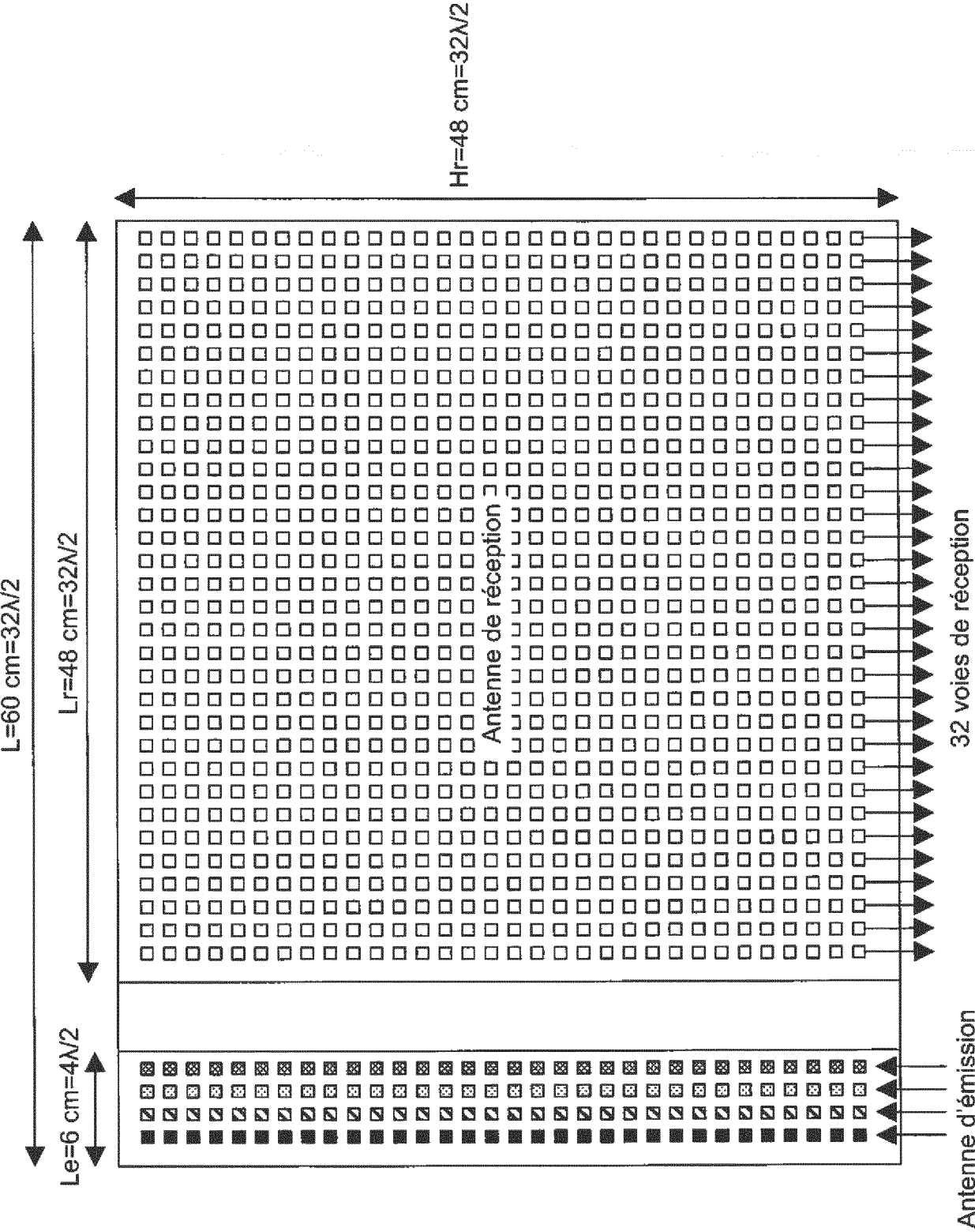


FIG.8

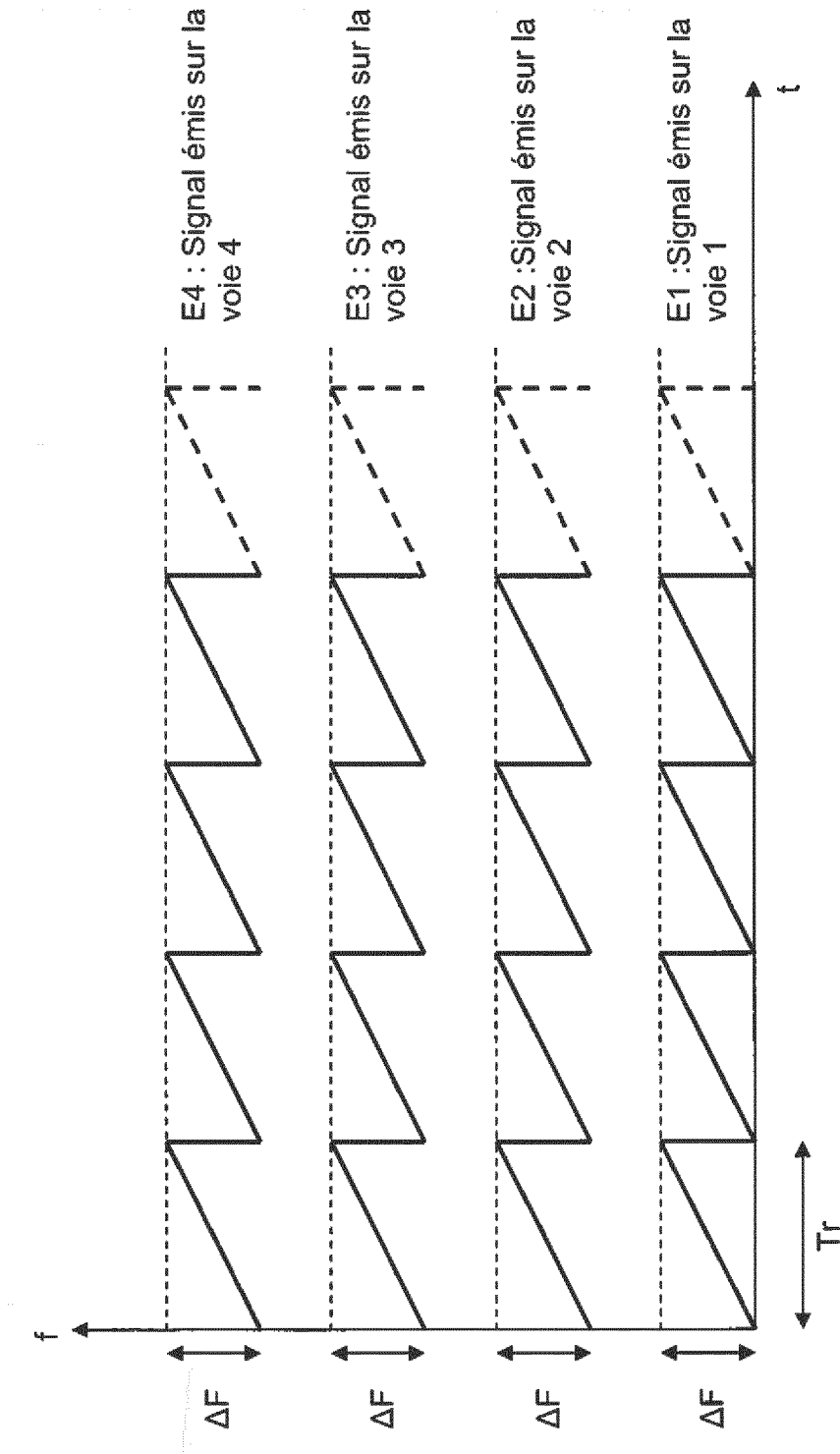


FIG.9

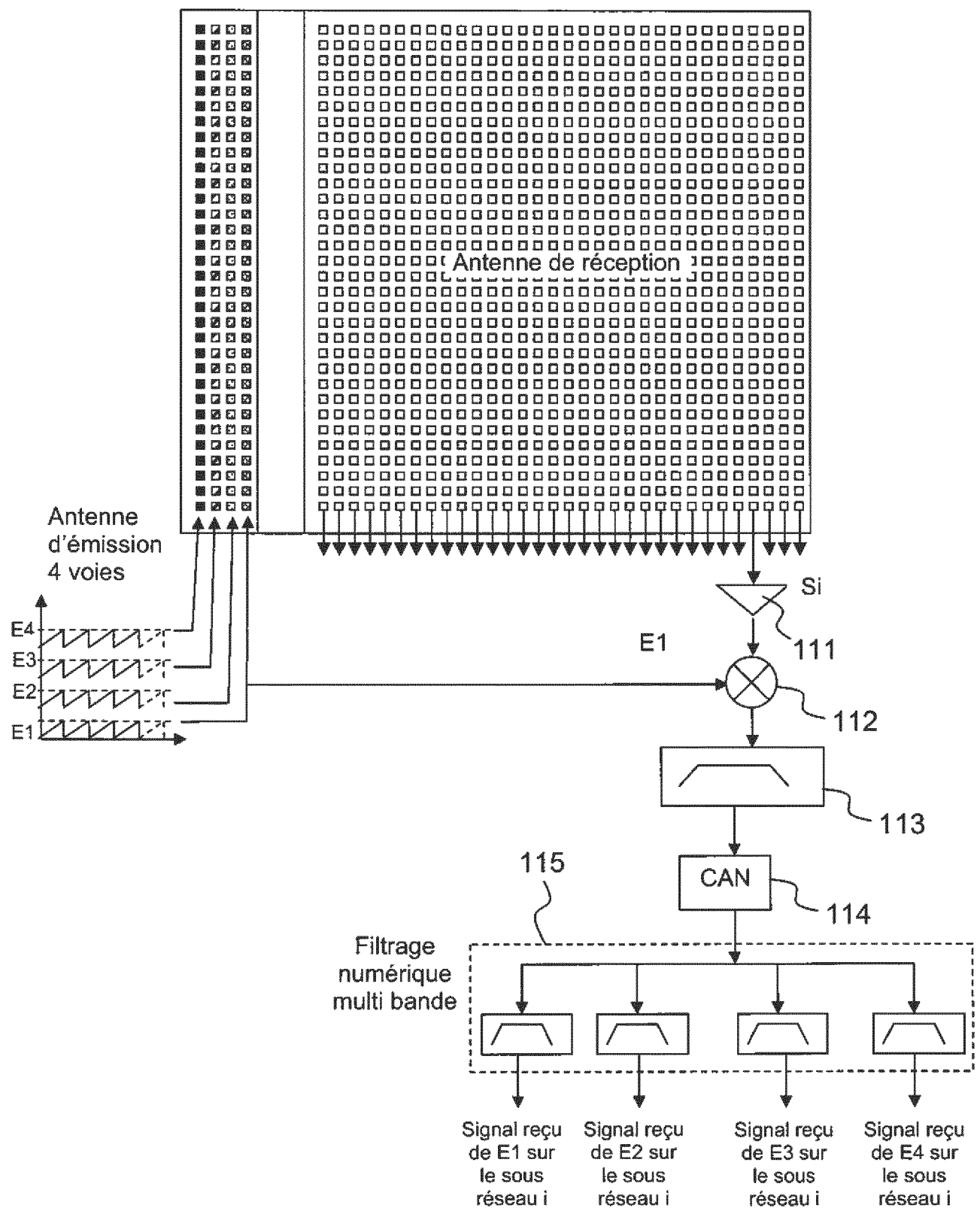


FIG.10

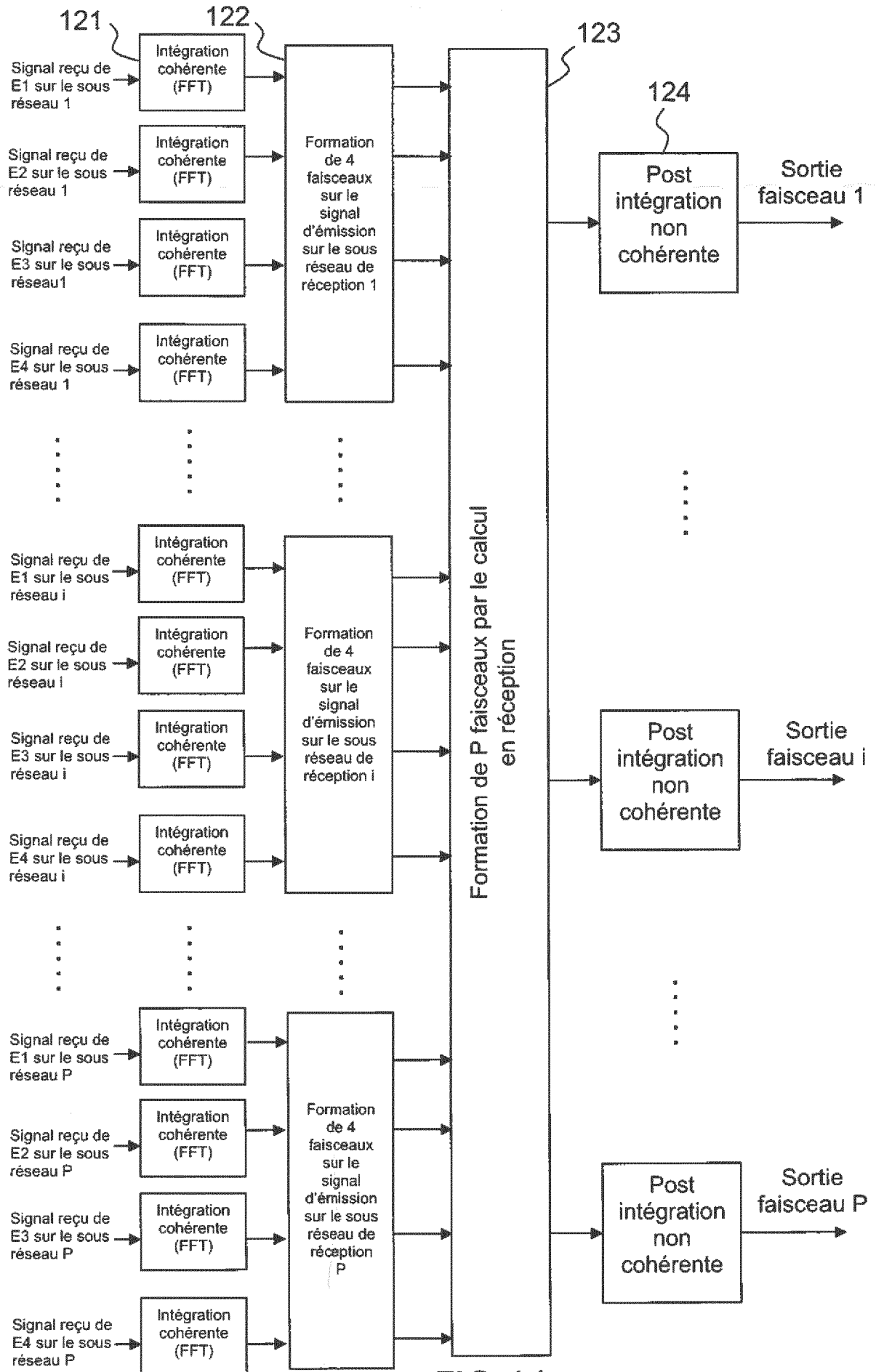


FIG.11

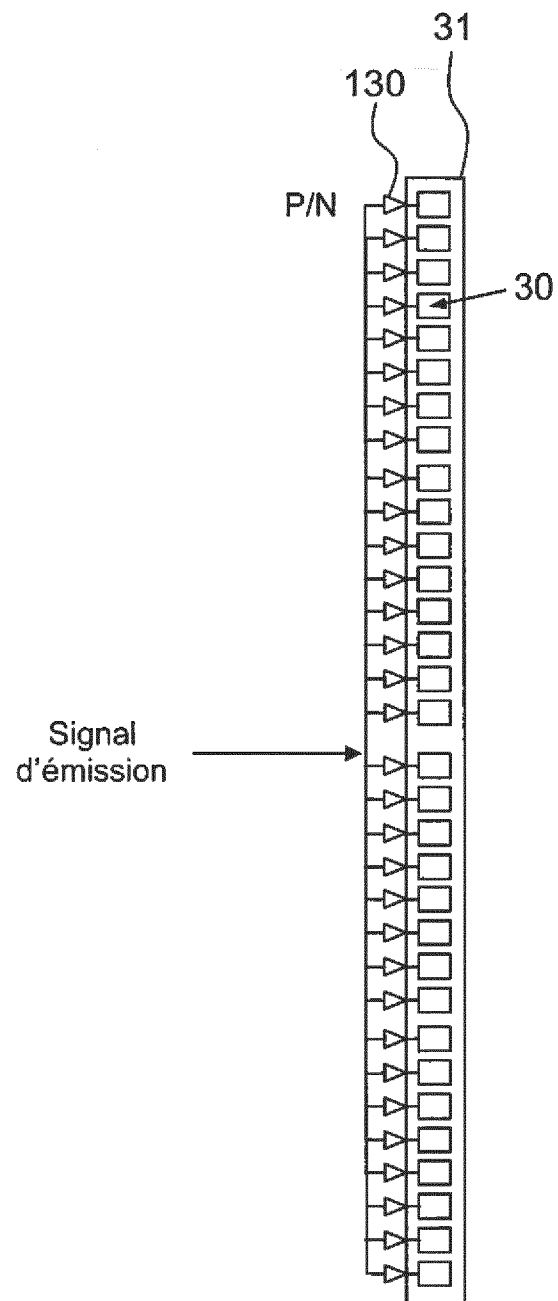


FIG.12

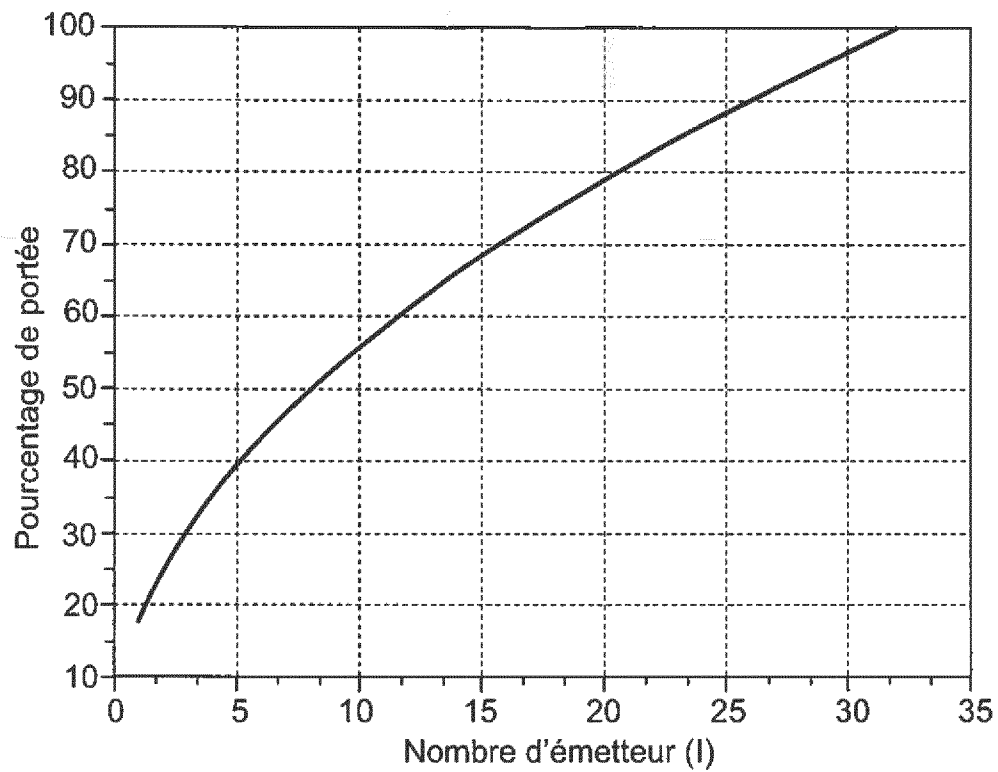


FIG.13

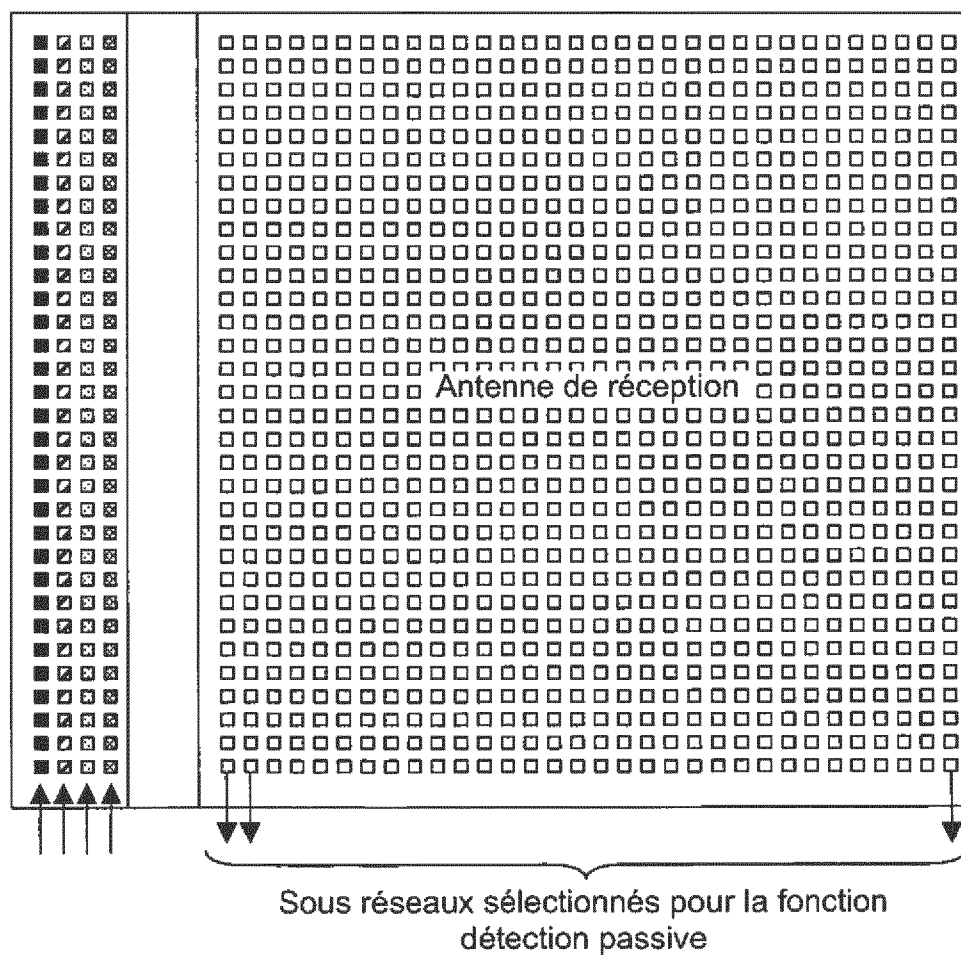


FIG.14

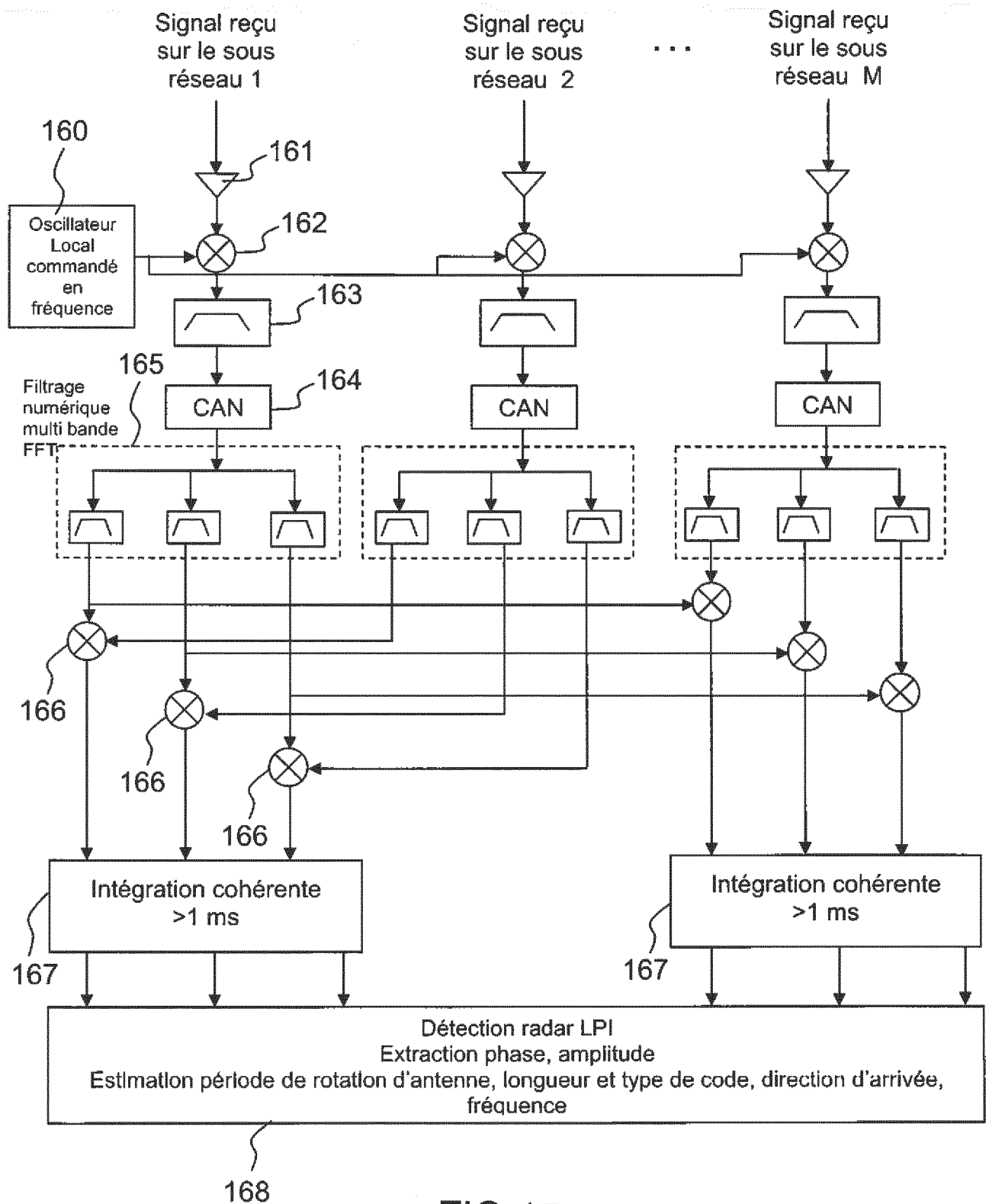


FIG.15

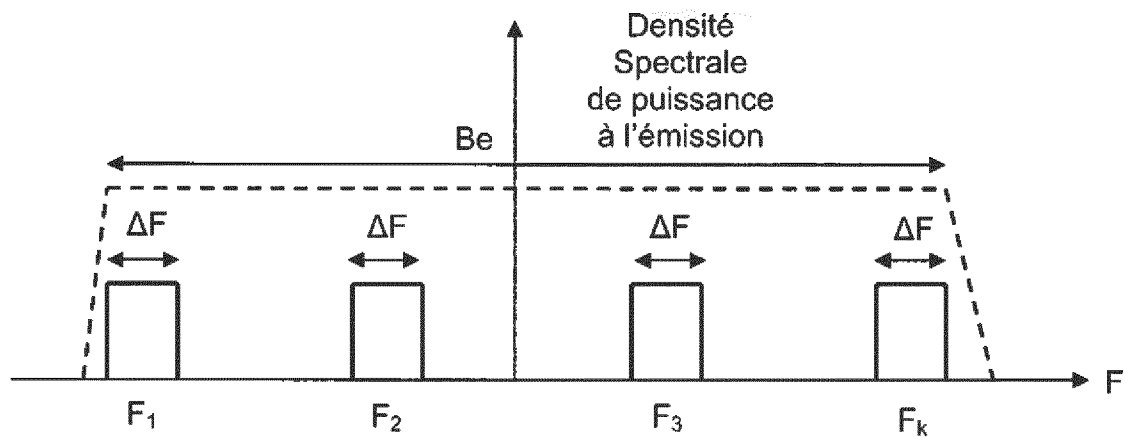


FIG.16

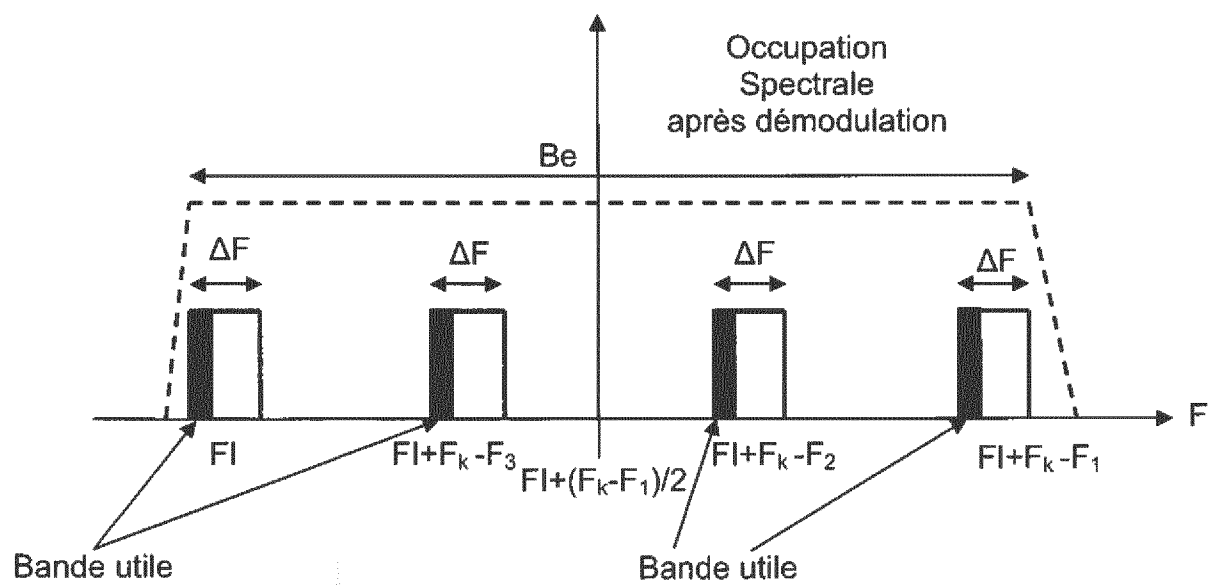


FIG.17

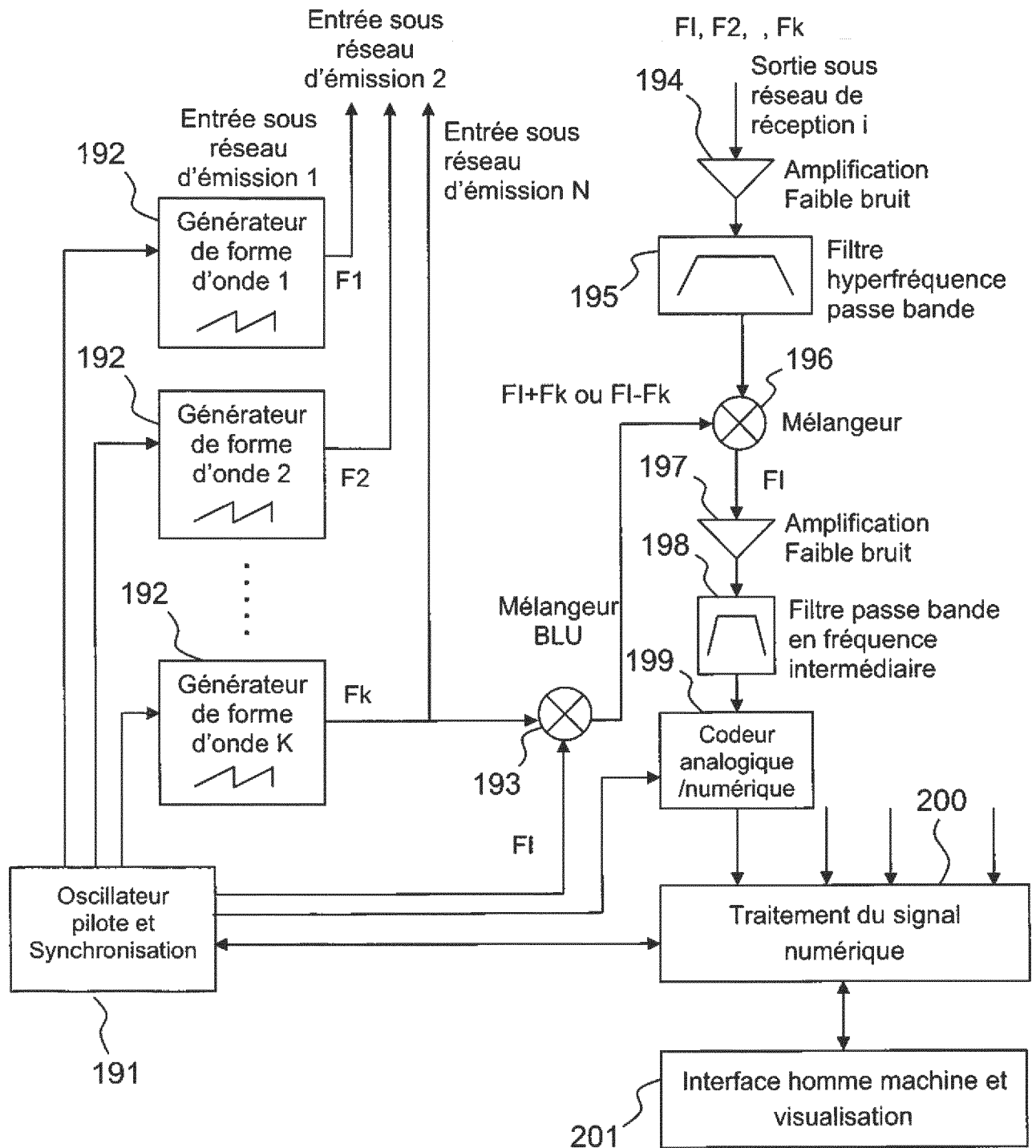


FIG.18

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2013/056406A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
INV. G01S3/46 G01S3/74
ADD.

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
G01S

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, COMPENDEX, INSPEC

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	CHEN J ET AL: "A new method for joint DOD and DOA estimation in bistatic MIMO radar", SIGNAL PROCESSING, ELSEVIER SCIENCE PUBLISHERS B.V. AMSTERDAM, NL, vol. 90, no. 2, 1 February 2010 (2010-02-01), pages 714-718, XP026652535, ISSN: 0165-1684, DOI: 10.1016/J.SIGPRO.2009.08.003 [retrieved on 2009-08-15]	1-4
Y	the whole document ----- -/--	5-11,13, 16,17



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

15 May 2013

Date of mailing of the international search report

23/05/2013

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Mercier, Francois

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2013/056406

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	EP 2 434 310 A1 (THALES SA [FR]) 28 March 2012 (2012-03-28) abstract; figures 3,7 paragraphs [0008] - [0010], [0019], [0032], [0035], [0039] -----	17
A	US 5 339 284 A (KAISER JULIUS A [US]) 16 August 1994 (1994-08-16) abstract; claim 1; figure 4a -----	1-17
A	US 2010/033377 A1 (STRAATVEIT SVERRE NILS [US]) 11 February 2010 (2010-02-11) abstract; claims 1,6-10; figure 2 -----	14
Y	STEPHANE KEMKEMIAN ET AL: "Toward common radar & EW multifunction active arrays", PHASED ARRAY SYSTEMS AND TECHNOLOGY (ARRAY), 2010 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON, IEEE, PISCATAWAY, NJ, USA, 12 October 2010 (2010-10-12), pages 777-784, XP031828584, ISBN: 978-1-4244-5127-2 the whole document -----	13
Y	EP 2 296 007 A1 (THALES SA [FR]) 16 March 2011 (2011-03-16) abstract; figure 5 -----	5-7
Y	US 2010/328157 A1 (CULKIN DANIEL R [US] ET AL) 30 December 2010 (2010-12-30) paragraphs [0037] - [0040], [0042], [0045]; claims 1,32; figures 2-7 -----	8-11,16

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/EP2013/056406

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 2434310	A1	28-03-2012	EP 2434310 A1 28-03-2012
			FR 2965362 A1 30-03-2012
			US 2012081247 A1 05-04-2012

US 5339284	A	16-08-1994	NONE

US 2010033377	A1	11-02-2010	NONE

EP 2296007	A1	16-03-2011	EP 2296007 A1 16-03-2011
			FR 2950147 A1 18-03-2011
			US 2011221625 A1 15-09-2011

US 2010328157	A1	30-12-2010	NONE

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°

PCT/EP2013/056406

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE INV. G01S3/46 G01S3/74 ADD.		
Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB		
B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement) G01S		
Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche		
Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si cela est réalisable, termes de recherche utilisés) EPO-Internal, WPI Data, COMPENDEX, INSPEC		
C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	CHEN J ET AL: "A new method for joint DOD and DOA estimation in bistatic MIMO radar", SIGNAL PROCESSING, ELSEVIER SCIENCE PUBLISHERS B.V. AMSTERDAM, NL, vol. 90, no. 2, 1 février 2010 (2010-02-01), pages 714-718, XP026652535, ISSN: 0165-1684, DOI: 10.1016/J.SIGPRO.2009.08.003 [extrait le 2009-08-15]	1-4
Y	le document en entier ----- -/--	5-11,13, 16,17
☒ Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents ☒ Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe		
* Catégories spéciales de documents cités:		
"A" document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent "E" document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date "L" document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée) "O" document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens "P" document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée	"T" document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention "X" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément "Y" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier "&" document qui fait partie de la même famille de brevets	
Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée 15 mai 2013	Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale 23/05/2013	
Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016		Fonctionnaire autorisé Mercier, Francois

C(suite). DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
Y	EP 2 434 310 A1 (THALES SA [FR]) 28 mars 2012 (2012-03-28) abrégé; figures 3,7 alinéas [0008] - [0010], [0019], [0032], [0035], [0039] -----	17
A	US 5 339 284 A (KAISER JULIUS A [US]) 16 août 1994 (1994-08-16) abrégé; revendication 1; figure 4a -----	1-17
A	US 2010/033377 A1 (STRAATVEIT SVERRE NILS [US]) 11 février 2010 (2010-02-11) abrégé; revendications 1,6-10; figure 2 -----	14
Y	STEPHANE KEMKEMIAN ET AL: "Toward common radar & EW multifunction active arrays", PHASED ARRAY SYSTEMS AND TECHNOLOGY (ARRAY), 2010 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON, IEEE, PISCATAWAY, NJ, USA, 12 octobre 2010 (2010-10-12), pages 777-784, XP031828584, ISBN: 978-1-4244-5127-2 le document en entier -----	13
Y	EP 2 296 007 A1 (THALES SA [FR]) 16 mars 2011 (2011-03-16) abrégé; figure 5 -----	5-7
Y	US 2010/328157 A1 (CULKIN DANIEL R [US] ET AL) 30 décembre 2010 (2010-12-30) alinéas [0037] - [0040], [0042], [0045]; revendications 1,32; figures 2-7 -----	8-11,16

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Demande internationale n°

PCT/EP2013/056406

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
EP 2434310	A1	28-03-2012	EP 2434310 A1	28-03-2012
			FR 2965362 A1	30-03-2012
			US 2012081247 A1	05-04-2012

US 5339284	A	16-08-1994	AUCUN	

US 2010033377	A1	11-02-2010	AUCUN	

EP 2296007	A1	16-03-2011	EP 2296007 A1	16-03-2011
			FR 2950147 A1	18-03-2011
			US 2011221625 A1	15-09-2011

US 2010328157	A1	30-12-2010	AUCUN	
