

RÉPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

PARIS

(11) N° de publication :

2 466 025

(A n'utiliser que pour les
commandes de reproduction).

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

(21)

N° 79 23595

(54) Dispositif permettant d'accroître la résolution angulaire d'un radar Doppler aéroporté.

(51) Classification internationale (Int. Cl.³). G 01 S 13/52.

(22) Date de dépôt..... 21 septembre 1979.

(33) (32) (31) Priorité revendiquée :

(41) Date de la mise à la disposition du
public de la demande B.O.P.I. — « Listes » n° 13 du 27-3-1981.

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

(72) Invention de : Robert Gendreu.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Michel Pierre, Thomson-CSF, S.C.P.I.,
173, bd Haussmann, 75360 Paris Cedex 08.

La présente invention est relative à un dispositif permettant d'accroître la résolution angulaire des radars Doppler et au radar Doppler comportant un tel dispositif.

La résolution angulaire des radars Doppler est, dans le cas de la détection de cibles complexes ou d'un ensemble de cibles élémentaires, limitée par une forme de bruit affectant le signal détecté résultant de la scintillation radar de la cible. De manière générale une cible complexe, telle qu'un navire ou un avion, ou un ensemble de cibles élémentaires tel qu'un raid composé de plusieurs appareils possède une pluralité de centres de réflexions pour lesquels les amplitudes et les phases des signaux réfléchis varient en fonction de la présentation de la cible et de la nature de celle-ci. Ce phénomène de scintillation connu selon le vocable anglo saxon sous le terme de "GLINT" a pour effet d'entraîner une évolution continue de la direction du centre de réflexion, résultat obtenu par composition vectorielle des signaux réfléchis par les divers centres de réflexion. Cette direction peut être erronée car cette dernière peut apparaître à l'extérieur des dimensions physiques de la cible ou de l'espace occupé par le raid du fait des variations complexes des lois d'amplitude et de phase des signaux réfléchis par les différents centres de réflexion.

Dans le cas de la mise en poursuite du système radar sur la cible considérée, le radar élabore par exemple un signal somme S capté par la surface totale de l'antenne et un signal différence D résultant de la différence entre les signaux captés par deux moitiés d'antenne et figurant l'écart de dépointage de l'antenne par rapport à la cible. La mesure de dépointage ou d'écartométrie de l'antenne par rapport à la cible, obtenue par la mesure rapport des signaux $\frac{D}{S}$, est

stable et précise dans le cas de poursuite de cibles ponctuelles mais cependant erronée et fluctuante dans le cas d'une cible complexe du fait, notamment, des interférences entre ondes réfléchies par les divers centres de réflexion de la cible complexe.

Différentes techniques peuvent être envisagées pour

2466025

accroître la résolution des systèmes radars de poursuite. Ces techniques ont pour principe l'utilisation de signaux électromagnétiques, de très courte longueur d'onde par impulsions de très faible durée. Cependant la résolution finale reste liée aux caractéristiques géométriques de l'antenne. Le passage aux ondes électromagnétiques optiques ou suboptiques à très faible longueur d'onde ne peut être envisagé directement en raison des phénomènes d'absorption par l'atmosphère de l'énergie électromagnétique pour de telles longueurs d'ondes.

Une autre solution proposée dans la demande de brevet français numéro 77.19617 publiée sous le numéro 2 396 311 consiste à effectuer un traitement non linéaire du signal représentatif de l'écartométrie à partir de la probabilité estimée de l'erreur sur ces mesures, cette probabilité de l'erreur pouvant être déterminée notamment à partir des maxima du signal somme S. Une telle solution ne permet cependant pas une analyse détaillée de l'écartométrie au niveau de chaque centre de réflexion d'une cible complexe.

La présente invention permet de remédier aux inconvénients précités.

Un objet de la présente invention est la mise en œuvre d'un dispositif permettant d'accroître la résolution angulaire des radars Doppler de poursuite par traitement du bruit de scintillation d'une cible ou d'une pluralité de cibles.

Un autre objet de la présente invention est la mise en œuvre d'un dispositif permettant d'accroître la résolution angulaire des radars Doppler de poursuite par une analyse de l'écartométrie au niveau des centres de réflexion élémentaire de la cible.

Un autre objet de la présente invention, est la mise en œuvre d'un dispositif capable d'assurer la détection de la rotation instantanée de la cible.

Le dispositif selon l'invention permettant d'accroître la résolution angulaire d'un radar Doppler aéroporté du type monopulse comprenant au moins une voie somme et une voie différence comporte notamment des premiers moyens de filtrage

des signaux d'écho élémentaires d'une cible comprenant N voies de filtrage accordées chacune sur une fréquence

$$f_K = \frac{2 K V_d \xi}{\lambda} \text{ et espacée d'un pas de fréquence } \Delta f = \frac{2 V_d \xi}{\lambda}$$

où V_d représente la vitesse de défilement radar cible, λ

- 5 la longueur d'onde du signal radar émis, ξ la résolution angulaire minimale des moyens de filtrage relativement à un écho élémentaire avec K compris entre $\frac{N-1}{2}$ et $\frac{N+1}{2}$.

Chaque voie de filtrage délivre pour la voie somme un signal représentatif de l'amplitude d'un écho élémentaire considéré.

- 10 Le dispositif selon l'invention comporte en outre des deuxièmes moyens de filtrage de signaux d'échos élémentaires d'une cible comprenant N voies de filtrage accordée chacune sur une fréquence $f_K = \frac{2 K V_d \xi}{\lambda}$ et espacées d'un pas de fréquence $\Delta f = \frac{2 V_d \xi}{\lambda}$

- 15 où V_d représente la vitesse de défilement radar cible, ξ la résolution angulaire minimale des moyens de filtrage relativement à un écho élémentaire. Chaque voie de filtrage des deuxièmes moyens de filtrage délivre, pour la voie différence, un signal représentatif du produit de l'amplitude et de l'écart angulaire par rapport à l'axe radio-électrique de l'antenne d'un écho élémentaire considéré.

- Une boucle d'asservissement en fréquence des moyens de transposition en fréquence à une fréquence f_o centrale représentative de la moyenne pondérée des fréquences de chacun des échos telle que $f_o = \frac{\sum M_K f_K}{\sum M_K}$ dans lesquels f_K et M_K représentent la fréquence Doppler d'un écho considéré et l'amplitude du signal relatif à cet écho, permet une transposition en fréquence constante des signaux d'écho. Des moyens de calcul d'écartométrie ou

- 30 direction moyenne de la cible délivrent un signal égal à la moyenne des écarts angulaires de l'ensemble des échos élémentaires par rapport à l'axe radio-électrique de l'antenne.

- L'invention peut être notamment utilisée dans les radars aéroportés par avion de combat ou missile, les radars utilisés dans tout type de porteur pouvant être

2466025

soit des radars à impulsions à haute fréquence de répétition
soit des radars à basse fréquence de répétition.

L'invention sera mieux comprise à l'aide de la description et des dessins ci-après dans lesquels,

5 - la figure 1 représente un schéma synoptique du dispositif selon l'invention,

- la figure 2 représente un détail de réalisation particulier du dispositif selon la figure 1,

10 - les figures 3 et 4 représentent également un détail de réalisation particulier du dispositif selon l'invention,

- la figure 5 représente un mode de réalisation particulier de l'objet de l'invention dans le cas de la détection de la rotation instantanée de la cible,

15 - la figure 6 représente un détail particulier de réalisation de l'objet de l'invention dans le cas de l'application du système à l'asservissement d'une antenne radar en poursuite,

- la figure 7 représente un mode de réalisation particulier conformément au mode de réalisation de la figure 6,

20 - la figure 8 représente un autre détail de réalisation de l'objet de l'invention.

La figure 1 représente schématiquement l'antenne d'un radar de poursuite pointée sur une cible complexe. La poursuite s'effectue dans un plan, le plan de la figure, et 25 la vitesse relative V_B Adu porteur par rapport à la cible est connue, elle est par exemple délivrée par le système de navigation du porteur. La cible est à titre d'exemple non limitatif supposée constituée d'un ensemble rigide de réflecteurs élémentaires ponctuels Bi dont la présentation 30 par rapport aux ondes incidentes radar est supposée globalement invariante. Afin d'effectuer la poursuite angulaire de la cible, le radar élabore deux signaux, un signal S capté par la surface totale d'antenne, un signal D résultant de la différence entre les signaux captés séparément par deux 35 moitiés d'antenne et figurant l'écart de dépointage de l'antenne par rapport à la cible. Le faisceau radar étant suffisamment large pour éclairer entièrement la cible, les deux signaux S et D peuvent être représentés par les relations

$S = \sum m_i$, $D = \sum m_i \theta_i$, les coefficients m_i, θ_i étant respectivement proportionnels au champ réfléchi par les réflecteurs élémentaires B_i et à l'écart angulaire de ces réflecteurs B_i par rapport à l'axe du faisceau d'antenne représenté figure 1 par AB . Dans le plan des phases, les coefficients m_i sont représentés par des vecteurs correspondant aux signaux élémentaires tels que $m_i = M_i e^{j\phi_i}$, M_i représentant la puissance reçue du réflecteur élémentaire et ϕ_i l'argument dépendant de la distance $R_i = AB_i$ du foyer de l'antenne au réflecteur B_i et de la nature de ce dernier. La contribution de celle-ci, bien que inconnue, est constante durant les temps d'observation pratiques et peut être négligée. En conséquence l'argument ϕ_i est limité au terme lié à la propagation des signaux radar, $\phi_i = \frac{4\pi R_i}{\lambda}$ où R_i représente la distance entre le foyer de l'antenne et le point brillant B_i , λ étant la longueur d'onde du signal d'émission. En conséquence la mesure de l'écart de la cible constituée par l'ensemble de points brillants B_i peut être représentée par le rapport des modules des vecteurs D et S soit

$$\frac{|D|}{|S|} = \frac{|\sum m_i \theta_i|}{|\sum m_i|}$$

Compte tenu des mouvements relatifs radar cible modifiant chaque distance R_i , il existe, en conséquence, des variations imprévisibles du rapport $\frac{D}{S}$. Dans le seul cas favorable rarement obtenu où toutes les ondes sont en phase, cas où tous les ϕ_i sont identiques, le rapport s'écrit :

$$\frac{|D|}{|S|} = \frac{\sum M_i \theta_i}{\sum M_i}$$

Ce rapport représente la moyenne pondérée en champ des écarts angulaires des différents points brillant B_i . Le point visé se trouve à l'intérieur de la cible. Le dispositif selon l'invention permet de se ramener à un problème de poursuite ponctuelle. Il permet en particulier d'évaluer séparément les différents termes $M_i \theta_i$ et M_i contenus dans les signaux D et S , et permet d'obtenir une mesure des pointages moyens

2466025

représentés par le barycentre radio-électrique de la cible par l'utilisation de l'effet Doppler généralement différent pour chaque réflecteur élémentaire ou point brillant Bi.

En effet, les fréquences Doppler des signaux d'un écho d'un point Bi et d'un écho du point Bo, supposé situé sur l'axe ABo de l'antenne tel que représenté figure la, diffèrent d'une quantité

$$\Delta f = \frac{2 V_{B_0} A_x \sin \alpha_i \times \theta_i}{\lambda} = \frac{2 V_d \times \theta_i}{\lambda}$$

où Vd représente la vitesse de défilement radar cible et θ_i l'écart angulaire du point brillant Bi engendrant un écho par rapport à l'axe de l'antenne. Le dispositif selon l'invention permet donc l'obtention du dépointage moyen de la cible par séparation par filtrage des fréquences Doppler des différents points brillants. Selon la figure 1b, le dispositif selon l'invention permettant d'accroître la

résolution angulaire d'un radar Doppler aéroporté du type monopulse comprenant une voie somme et une voie somme et une voie différence comporte des moyens de transpositions en fréquence 1 des signaux d'écho des voies somme et différence. Les moyens de transposition en fréquence 1 délivrent par exemple des signaux vidéo-fréquence représentatifs de l'amplitude des échos des points brillants Bi sur la voie somme S et sur la voie différence D des signaux vidéo fréquence représentatifs du produit de l'amplitude du signal d'écho de chaque point brillant Bi et de l'écart θ_i de ce

point brillant par rapport à l'axe de l'antenne. Le dispositif selon l'invention comporte également des premiers moyens de filtrage des signaux d'écho élémentaires Bi d'une cible comprenant N voies de filtrage accordées chacune sur une fréquence

$$f_k = \frac{2 K V_d \xi}{\lambda}$$
où K représente un coefficient compris entre - $\frac{N-1}{2}$ et $\frac{N+1}{2}$. Vd représente la vites-

se de défilement du radar c'est-à-dire la projection du vecteur vitesse relative radar-cible sur la direction normale à la direction radar-cible ABo, λ la longueur d'onde d'émission des signaux radar, et ξ la résolution angulaire minimale des moyens de filtrage relativement à un écho élémentaire. Chaque

voie de filtrage des premiers moyens de filtrage délivre pour la voie somme un signal représentatif de l'amplitude d'un écho élémentaire considéré. Le dispositif selon l'invention comporte également des deuxièmes moyens de

5 filtrage 3 des signaux d'écho élémentaires d'une cible.

Les deuxièmes moyens de filtrage 3 comprennent N voies de filtrage accordée chacune sur une fréquence $f_k = \frac{2Kd\varepsilon}{\lambda}$,

les fréquences de chaque voie de filtrage étant espacées d'un pas de fréquence $\Delta f = \frac{2V_d\varepsilon}{\lambda}$ où V_d représente 10 la vitesse de défilement radar cible, ε la résolution angulaire minimale des moyens de filtrage relativement à un écho élémentaire. Chaque voie de filtrage des deuxièmes moyens de filtrage 3 délivrent pour la voie différence un signal représentatif du produit de l'amplitude M_k

15 et de l'écart angulaire θ_i par rapport à l'axe radio électrique de l'antenne d'un écho élémentaire considéré engendré par un point brillant E_i . Le dispositif selon l'invention représenté figure 1b comporte également une boucle d'asservissement en fréquence des moyens de trans-

20 position en fréquence à une fréquence f_0 centrale représentative de la moyenne pondérée des fréquences de chacun des échos. La fréquence f_0 est donnée par la relation

$$f_0 = \frac{\sum M_i f_i}{\sum M_i}$$

dans lesquels f_i et M_i représentent la fréquence Doppler 25 d'un écho considéré et l'amplitude du signal relative à cet écho respectivement. Des moyens de calcul 5 de l'écartométrie ou direction moyenne de la cible constituée par l'ensemble des points brillants B_i délivre un signal représentatif de la moyenne des écarts angulaires de 30 l'ensemble des échos élémentaires par rapport à l'axe radio-électrique de l'antenne. Dans l'exemple de réalisation décrit ultérieurement les moyens de calcul de l'écartométrie délivrent un signal représentatif de la moyenne pondérée des écarts angulaires ou écart angulaire 35 du barycentre radio électrique de la cible. Le principe de fonctionnement du dispositif représenté figure la

2466025

est le suivant : la fréquence Doppler de l'écho reçu du point Bo situé sur l'axe de l'antenne étant compensée par la boucle d'asservissement de fréquence f_0 , une intégration cohérente des signaux correspondant durant

- 5 un temps T donne un signal égal à T alors que pour tout écho engendré par un point brillant B_i , supposé de même puissance mais de fréquence Doppler non compensée, le résultat de l'intégration est de la forme :

$$\left| \int_0^T e^{j2\pi SF t} dt \right| = \frac{\sin \pi T SF}{\pi SF}$$

- 10 Tout écho d'un point B_i est atténué par rapport à l'écho d'un point Bo au niveau du filtre d'ordre $K = 0$ tel que $f_i = f_k = f_0$ dans le rapport $R = \frac{\sin \pi T f_k}{\pi T f_k}$. Une atténuation suffisante de l'écho d'un point B_i par rapport à l'écho du point Bo permet en particulier au niveau du filtre $f_k = f_0$ la sélection
- 15 de l'écho du point Bo.

Ce même traitement appliqué simultanément aux voies somme S et différence D permet d'extraire séparément les signaux élémentaires M_0 et $M_0 \theta_0$. Le calcul d'un signal représentatif de l'écart θ_i de ce point par rapport à l'axe

20 permet également pour tout point brillant d'ordre i le calcul de l'écart θ_i , et par suite l'obtention de la direction ou écart moyen ou même écart représentatif du barycentre radio-électrique de la cible. Le rapport d'atténuation donné par le filtrage compte tenu de l'expression de l'écart de

25 fréquence Doppler SF entre un point B_i et un point Bo situé sur l'axe de l'antenne s'écrit en posant $L = V_{Bo} A \sin \theta_i T$ représentant le trajet parcouru par le centre de phase de l'antenne normalement à la ligne de visée durant l'intégration faite par le filtre : $R = \frac{\sin 2\pi L a_i}{\lambda_{Ro}} / \frac{2\pi L a_i}{\lambda_{Ro}}$

- 30 où a_i représente la distance du point brillant B_i par rapport à l'axe ABo de l'antenne ainsi que représenté figure la. La réponse du filtre ou atténuation du filtre en fonction de a_i distance du point brillant par rapport à l'axe de l'antenne correspond au traitement des signaux radar
- 35 fournis par une antenne synthétique d'une longueur $2L$.

Pour pouvoir bénéficier d'un pouvoir séparateur théorique égal à a_i il est donc nécessaire que l'antenne se déplace normalement à la ligne de visée de $L = \frac{\lambda_{Ro}}{2 a_i}$ soit pour

5 Ro = 500 mètres, a_i = 1 mètre et $\lambda = 3$ cm, L correspond à une antenne synthétique de 15 mètres. Cette condition est d'autant plus rapidement obtenue que la vitesse de défilement Vd est grande la longueur L étant en première approximation $L = Vd \times t$. Selon la figure 1b, les moyens de transposition en fréquence 1 comportent un oscillateur à commande en

10 tension 11 délivrant un signal de référence à un filtre à bande latérale unique 12. Le filtre à bande latérale unique 12 reçoit du radar les références de fréquence intermédiaire FI et de fréquence Doppler $f_d = \frac{2 V_r}{\lambda}$ où V_r représente la vitesse radiale moyenne de la cible ainsi que représentée figure 1a. Le filtre à bande latérale unique 12 délivre

15 un signal de transposition de fréquence $FI + \frac{2 V_r}{\lambda}$. Les moyens de transposition en fréquence comportent également deux circuits de détection amplitude phase 13 et 14 comprenant chacun deux détecteurs amplitude phase 131, 132 et 141,

20 142 respectivement alimentés en parallèle par la voie somme S et différence D. Les détecteurs amplitude phase 131, 141 et 132, 142 reçoivent respectivement le signal de transposition de fréquence $FI = \frac{2 V_r}{\lambda}$ directement et par l'intermédiaire d'un déphasageur de $\frac{\pi}{2}$ 133, 143. Chaque circuit de

25 détection amplitude phase délivre par l'intermédiaire des détecteurs amplitude phase 131, 132 et 141, 142 deux signaux vidéo fréquence représentatifs de l'amplitude et de la phase des signaux somme ou différence transposés. Des moyens d'échantillonnage 15, 16 reçoivent des circuits

30 de détection amplitude phase des signaux vidéo fréquence et de la télémetrie radar un signal de sélection distance SY. Les moyens d'échantillonnage 15 et 16 délivrent pour chaque signal vidéo fréquence un signal échantillonné XS, YS à partir des signaux délivrés par le détecteur

35 amplitude phase 131 et par le détecteur amplitude phase 132

et un signal échantillonné XD, YD à partir des signaux vidéo fréquence délivrés par les détecteurs amplitude phase 141, 142, les signaux échantillonnés XS,YS étant les composantes d'un vecteur représentatif respectivement en amplitude et phase des signaux d'écho sur la voie somme et sur la voie différence.

Selon un mode de réalisation particulier représenté figure 2, les premiers et deuxièmes moyens de filtrage 2 et 3 comportent une pluralité de $N - 1$ circuits opérateurs de déphasage 21, 31 des vecteurs XS, YS, XD, YD. Sur la figure 2, les circuits opérateurs de déphasage sont notés 21 pour les premiers moyens de filtrage et 31 pour les deuxièmes moyens de filtrage, l'ordre des circuits opérateur de déphasage étant noté K pour un circuit opérateur de déphasage déterminé avec K compris entre $\frac{N - 1}{2}$ et $\frac{N - 1}{2}$, chaque circuit opérateur de déphasage d'ordre K appliquant aux vecteurs XS, YS et XD, YD un déphasage relatif :

$$\Delta\phi_K = K \cdot 2\pi \cdot Af \cdot T_c$$

où Δf représente la bande passante de la voie de filtrage d'ordre K considéré et T_c le pas de calcul défini par $\frac{1}{T_c} = \frac{\lambda_{Ro}}{4E Vd}$ dans lequel Vd représente la vitesse de défilement relative de l'avion par rapport à la cible et E/Ro le diamètre apparent de la cible. A titre d'exemple, les circuits opérateurs de déphasage 21 et 31 sont constitués par des déphaseurs numériques. Les premiers et deuxièmes moyens de filtrage 2 et 3 comportent également des moyens pour chaque voie de filtrage d'ordre K des moyens de pondération notés respectivement 22, 32 des signaux délivrés par des opérateurs de déphasage. Les moyens de pondération 22, 32 permettent une pondération sur n pas de calcul de durée T_c des signaux représentatifs des composantes XD, YD, XS, YS délivrés par les opérateurs de déphasage. A titre d'exemple les moyens de pondération 22, 32 sont constitués par un registre à décalage comportant n cases permettant la mise en mémoire des valeurs des composantes XS, YS délivrées par l'opérateur de déphasage d'ordre K et n atténuateurs élémentaires, un atténuateur élémentaire étant directement

connecté à une mémoire élémentaire du registre à décalage. Les moyens de pondération 22 et 32 permettent de réduire la bande passante du filtre élémentaire équivalent constitué par l'association en cascade, pour une voie de filtrage

5 d'ordre K, d'un circuit opérateur de déphasage d'ordre K et d'un moyen de pondération du même ordre K. La bande passante de ce filtre équivalent d'ordre K a de cette manière la valeur Δf considérée par atténuation des lobes secondaires de la fonction de transfert du filtre. Les circuits opérateur

10 de déphasage 21 et les moyens de pondération 22 constituent pour chaque voie d'ordre K un filtre numérique ou filtre à bande latérale unique numérique corrigé au fur et à mesure du défilement relatif des points A, centre de phase de l'antenne, et Bo point d'écartométrie moyenne de la

15 cible. Les premiers et deuxièmes moyens de filtrage 2 et 3 comportent en outre des moyens de sommation 23 à chaque pas de calcul des n valeurs pondérées des signaux représentatifs des composantes XD, YD et XS, YS. Les moyens de sommation 23, 33 délivrent à chaque pas de calcul un signal

20 filtré XSK, YSK et XDK, YDK. Les premiers et deuxièmes moyens de filtrage comportent en outre respectivement des moyens de calcul 24, 34 d'un signal $MK = \sqrt{XS^2 K + YS^2 K}$ et d'un signal $MK,9K = \sqrt{XD^2 K + YD^2 K}$. Les moyens de filtrage décrits sous forme de voie de filtrage numérique ne préjugent

25 pas du mode de réalisation de ces voies de filtrage. En particulier tout mode de réalisation comportant des bancs de filtre analogiques du type à bande latérale unique du type BLU chaque filtre étant centré sur la fréquence $fK = \frac{2K Vd \xi}{\lambda}$ et de bande passante $\Delta f = \frac{2Vd \xi}{\lambda}$ ne sort

30 pas du cadre de la présente invention. Conformément au mode de réalisation du dispositif selon l'invention représenté figure 2, la correction des bancs de filtres numériques au fur et à mesure du défilement relatif du centre de phase de l'antenne et de la cible au pas de calcul Tc est obtenue

35 par l'intermédiaire de moyens de calcul 5 de déphasage relatif $\Delta \phi K$ de chaque opérateur de déphasage d'ordre K et par l'intermédiaire de moyens de calcul 7 du pas de calcul Tc

défini par $\frac{1}{T_c} = \frac{\lambda R_o}{4E V_d}$ dans lequel V_d représente la

vitesse de défilement relative de l'avion par rapport à la cible et E l'envergure de la cible. A titre d'exemple les moyens de calcul du déphasage $\Delta \phi$ K de chaque opérateur

5 de déphasage d'ordre K sont constitués par un calculateur numérique recevant du radar les informations relatives à la vitesse de défilement cible radar et relativement à la distance R_o distance moyenne du centre de phase de l'antenne radar à la cible.

10 Selon le mode de réalisation particulier représenté figure 3, les moyens de calcul 7 du pas de calcul T_c comportent des moyens intégrateurs 71 recevant sur une entrée un signal représentatif de ladite vitesse de défilement V_d et délivrant par l'intermédiaire d'un 15 circuit de remise à zéro 72 un signal intégré et des moyens comparateurs 73 recevant sur une première entrée de comparaison 731 le signal délivré par les moyens intégrateurs et sur une deuxième entrée de comparaison 632 un signal constant représentatif du pas de calcul minimal et correspondant à un pas d'avance en distance 20 du centre de phase de l'antenne fraction de la résolution en distance recherchée. Le signal constant est délivré par un générateur 74. Les moyens de comparaison 73 délivrent, à la coïncidence des signaux comparés soit pour $\int_t^{t+T_c} V_d dt = P$ 25 avec $P = \alpha a$ où $\alpha < 1$ et a est la résolution linéaire recherchée, une impulsion, deux impulsions successives étant séparées d'une durée égale au pas de calcul T_c . Le circuit de remise à zéro 72 constitué par exemple par un transistor à effet de champ reçoit sur une entrée de commande de remise à zéro les impulsions délivrées par les moyens de comparaison. 30 Le comparateur 73 délivre des impulsions séparées d'une durée T_c variable en fonction de la vitesse de défilement de l'avion par rapport à la cible. Le fonctionnement du dispositif représenté figure 2 et figure 3 est le suivant : le récepteur 35 constitué par les circuits de transposition en fréquence 1 permet d'obtenir après détection cohérente pour les deux voies somme et différence S, D les composantes X, Y des signaux somme et différence compensées de la fréquence Doppler

suivant l'axe de l'antenne, la fréquence Doppler suivant
 l'axe de l'antenne étant f_0 . La boucle d'asservissement en
 fréquence des moyens de transposition en fréquence constituée
 par une boucle de phase affine cette correction. Pour chacune
 5 des voies somme et différence les N filtres numériques sont
 corrigés au fur et à mesure du défilement relatif des points
 constitués par la cible et par le centre de phase de l'anten-
 ne. Les signaux appliqués aux deux filtres correspondants aux
 points brillants B_i éventuels les plus proches l'axe de
 10 l'antenne sont affectés d'une rotation de phase élémentaire

$$\Delta\phi = \frac{4\pi L \cdot V_d \cdot T_c \cdot a}{\lambda \times R_0}$$
 . Cette opération est effectuée
 à la cadence $F_c = \frac{1}{T_c}$. Les voies de filtrage les plus
 éloignées de l'axe sont soumises à des incrémentations $\frac{N-1}{2} \Delta\phi$
 N étant le nombre des voies de filtrage. Ainsi pour un point
 15 brillant ayant la fréquence Doppler d'accord de l'une de
 ces voies, on trouve à la sortie de la voie de filtrage
 correspondante un vecteur fixe. Les composantes du vecteur
 sont stockées dans le registre à décalage à n cases dans
 lequel les informations relatives aux composantes des
 20 vecteurs XD, XS, YD, YS glissent d'une case chaque fois que
 le défilement du foyer d'antenne A par rapport à la cible
 a varié en module d'un pas d'avance P . Ce pas d'avance est
 calculé à partir de la vitesse de défilement V_d supposée
 connue. A titre d'exemple non limitatif le pas d'avance
 25 P est calculé en fonction de la résolution recherchée et
 de la fréquence d'échantillonnage des signaux délivrés par
 les détecteurs amplitude phase. Compte tenu de la condition
 d'échantillonnage, la fréquence d'échantillonnage devant
 être au moins égale à deux fois le spectre couvert par les
 30 filtres, le pas d'avance P s'écrit $P = \frac{V_d}{f_s}$
 f_s étant la fréquence d'échantillonnage ; $f_s = \frac{\lambda R_0}{4E}$.
 Le pas d'avance exprimé en fonction de la longueur L
 de l'antenne synthétique correspondante s'écrit : $P = \frac{a \times L}{2E}$
 De plus compte tenu des relations $L = P \times n$, $E = (N-1) a$
 35 E étant l'envergure couverte par les filtres, la condition
 entre n et N s'écrit $n = 2(N-1)$. La réalisation peut

facilement être exécutée en considérant n et N comme donnés compte tenu des dispositifs à réaliser.

Selon la figure 4, les moyens de calcul 5 de l'écartométrie moyenne de la cible comportent des premiers moyens

5 de sommation 51 des signaux M_k délivrant un signal

$\sum_{k=2}^{N-1} M_k$ noté $\sum M_k$ et des deuxièmes moyens de sommation 52 des signaux $M_k \theta_k$ délivrant un signal résultant

$\sum_{k=2}^{N-1} M_k \theta_k$ noté $\sum M_k \theta_k$. Les moyens de calcul 5 de

l'écartométrie moyenne de la cible comportent en outre

10 des moyens de calcul 53 du rapport $R = \frac{\sum M_k \theta_k}{\sum M_k}$

représentatif du barycentre radio électrique de la cible

ou moyenne pondérée des écarts angulaires de l'ensemble des échos élémentaires par rapport à l'axe radio électrique de l'antenne. Les moyens de calcul 53 reçoivent les signaux

15 délivrés par les moyens de sommation 51 et par les moyens de sommation 52. Tous ces circuits peuvent être constitués par des circuits numériques. La figure 5a, représente schématiquement, pour un radar muni du dispositif selon

l'invention, le plan d'observation d'une cible comportant

20 des points brillants B_i . La cible est supposée en rotation à la vitesse angulaire $\dot{\Psi}$ dans le plan d'observation. Le point brillant B_i est supposé dans le plan d'observation sur la normale à la ligne de visée AB_0 . La rotation de la cible

$\dot{\Psi}$ correspond, par exemple, soit à un changement de cap :

25 de la cible constituée par un aéronef ennemi, soit, par exemple, au changement de formation d'un raid au cours de son approche. Dans les deux cas, la présentation de la cible par rapport au radar constituée par les points brillants B_i se trouve modifiée dans le plan d'observation. Le

30 déplacement relatif de B_i étant supposé compensé en l'absence de rotation de la cible, la composante résiduelle radiale suivant AB_i devient en présence de rotation $\Delta V_i = V_d \theta_i + \dot{\Psi} a_i$ où a_i représente la distance du point B_i à la ligne de visée AB_0 , $\dot{\Psi}$ la vitesse angulaire de rotation du point B_i par rapport au

35 point B_0 dans le plan d'observation, V_d la vitesse de défilement radar cible et θ_i l'écartométrie élaborée pour le point B_i à partir des signaux S et D . Le terme ΔV_i

est donc composé du terme $V_d \cdot \dot{\theta}_i$ dû au déplacement d'ensemble de la cible et du terme $\dot{\Psi} \times a_i$ dû à la rotation de la cible autour d'elle même, c'est-à-dire du point B_i par rapport au point B_0 . La quantité ΔV_i correspond à la fréquence $f_i = f_K$ de la voie de filtrage accordée sur la fréquence Doppler correspondante, $\Delta V_i = \frac{\lambda}{2} \frac{f}{f_K} = \frac{\lambda}{2} K \Delta f$. Θ_K représente l'écartométrie élaborée à partir des signaux S et D provenant des voies de filtrage d'ordre K des premiers moyens de filtrage : $\Theta_K = \frac{M_K \Theta_k}{M_K}$. La vitesse de défilement radar cible V_d est donnée par la relation $V_d = \dot{\beta} R_0$ où $\dot{\beta}$ représente la vitesse angulaire absolue instantanée de rotation de la ligne de visée de l'antenne par rapport à un référentiel absolu G. La vitesse de rotation de la cible s'écrit : $\dot{\Psi} = \frac{\Delta V_i}{\Theta_K \cdot R_0} - \dot{\beta}$

avec $a_i = \Theta_K \cdot R_0$, R_0 désignant la distance ABO.

La figure 5b; représente schématiquement les moyens de détection de rotation de la cible. Ces moyens comprennent un circuit de calcul 61 du quotient $\frac{\Delta V_i}{\Theta_K R_0}$. Le circuit de calcul 61 reçoit, compte tenu de l'ordre K du filtre accordé sur la fréquence Doppler du point B_i considéré, un signal représentatif de ΔV_i avec $\Delta V_i = K \frac{\lambda}{2} \Delta f$, un signal représentatif de l'écartométrie Θ_K du point B_i considéré et la valeur R_0 représentative de la distance radar cible AB_0 et mesurée par le radar. Le circuit 61 est constitué par tout circuit de calcul numérique. Les moyens de détection de rotation de cible comportent également des moyens sommateurs 62 recevant sur une entrée positive le quotient $\frac{\Delta V_i}{\Theta_K R_0}$ et sur une entrée négative un signal $\dot{\beta}$ représentatif de la vitesse angulaire de rotation de la ligne de visée de l'antenne. Le sommeteur 62 délivre un signal $\dot{\Psi} = \frac{\Delta V_i}{\Theta_K R_0} - \dot{\beta}$ représentatif de la vitesse de rotation de la cible dans le plan d'observation. Un gyromètre 63 délivre le signal $\dot{\beta}$ sur l'entrée négative du sommeteur 62, le signal $\dot{\beta}$ étant représentatif de la vitesse angulaire de rotation de la ligne de visée de l'antenne par rapport à un référentiel absolu G.

Le mode de réalisation du dispositif selon l'invention précédemment décrit comporte un banc de N filtres de bande passante B liée à la largeur de spectre B_c de la cible par la relation $B = \frac{B_c}{N}$. Le pouvoir de résolution linéaire

5 transversal est choisi et supposé constant ainsi que le nombre N . En conséquence la bande passante élémentaire B varie donc comme la largeur du spectre B_c de la cible. Ce type de filtre à réponse bornée temporellement introduit sur les signaux d'écartométrie traités un retard $\frac{1}{2B} = \frac{N}{2B_c}$.

10 Ce retard est acceptable pour certaines applications mais peut s'avérer gênant dans les boucles d'asservissement. La figure 6 représente un mode de réalisation particulier dans lequel l'inconvénient précité est supprimé en vue de l'application du dispositif à l'asservissement d'une antenne radar

15 à la poursuite angulaire de cible. Selon la figure 6, les premiers et deuxièmes moyens de filtrage comportent N voie de filtrage à réponse impulsionale non bornée temporellement. A cet effet chaque voie de filtrage comporte un filtre élémentaire du deuxième ordre comprenant deux cellules

20 élémentaires 75, 77 du premier ordre en cascade de constante de temps $\frac{1}{b}$ où $b = \frac{2\pi \cdot V_d \cdot a}{\lambda \cdot R_o}$, où V_d représente la vitesse

de défilement radar cible, à la résolution linéaire transversale recherchée, c'est-à-dire la distance entre deux points brillants B_i et B_{i+1} les plus proches mesurée normalement

25 à la ligne de visée et R_o la distance radar cible, λ la longueur d'émission du signal radar. Le découplage ainsi obtenu entre voie est de 14 décibels. Les cellules élémentaires en cascade 75 et 77 sont séparées par un circuit séparateur

76. Ce circuit séparateur est constitué par exemple par tout

30 circuit classique bien connu de l'homme de l'art. A titre d'exemple non limitatif, chaque cellule élémentaire comporte une résistance variable commandable en tension 750, 770

recevant un signal de commande proportionnel à $b = \frac{2\pi L \cdot V_d \cdot a}{\lambda \cdot R_o}$ d'un générateur de tension commandable 752, 772 par l'intermédiaire d'un sommateur 751, 771. Chaque cellule élémentaire a

35 une fonction de transfert de la forme $\frac{1}{b + p}$ où p représente

l'opérateur de la transformée de Laplace. L'entrée du signal à traiter se fait sur une entrée du sommateur 751.

La figure 7 représente un mode de réalisation particulier en vue d'un traitement numérique des cellules élémentaires de filtrage. Chaque cellule élémentaire comporte une boucle de réaction positive comprenant un sommateur 80, 83 et un circuit atténuateur 82, 85 de gain $G_q = e^{-bT_c}$ où $b = \frac{2\pi V_d a}{\lambda R_o}$. Chaque circuit atténuateur 82, 85 reçoit respectivement du sommateur 80, 83 par l'intermédiaire d'un circuit à transfert de charge 81, 84 le signal à traiter. Chaque circuit atténuateur 82, 85 reçoit également d'un circuit de calcul 86 le paramètre b' . Les paramètres V_d et a sont respectivement la vitesse de défilement radar cible et la résolution linéaire transversale recherchée. Ainsi que représenté figure 7, les moyens de calcul de l'écartométrie de la cible comportent en outre en sortie des moyens de calcul 53 du rapport $\bar{\theta}_o = \frac{\sum M_k \theta_k}{\sum M_k}$ représentatif du barycentre radioélectrique de la cible, un filtre inverse 55 par l'intermédiaire d'un convertisseur numérique analogique 54. Le filtre inverse 55 permet de réduire le retard du dispositif au minimum, le filtre inverse ayant pour fonction de transfert : $F(p) = \frac{(p + b)^2}{(p + c)^2}$ où p représente l'opérateur de Laplace et c un paramètre tel que c soit très supérieur à b . De préférence c sera $c = 10 b$. Le filtre inverse 55

permet de réduire le retard du dispositif au minimum et peut être réalisé selon les méthodes connues à l'aide de composants discrets. Le filtre inverse 55 reçoit du circuit de calcul 86 la valeur du paramètre b .

Conformément à la figure 8, les moyens d'asservissement en fréquence des moyens de transposition en fréquence à une fréquence f_0 centrale représentative de la moyenne pondérée des fréquences de chaque écho comprennent des moyens de sommation 90, 91 des signaux délivrés par les N voies de filtrage des premiers moyens de filtrage de la voie somme. Ces moyens de sommation délivrent pour chaque composante X_{SK} , Y_{SK} , un signal X , Y représentatif d'un vecteur somme des vecteurs élémentaires délivrés par les

circuits opérateur de déphasage et de composantes $X = \sum X_{Sk}$
 $Y = \sum Y_{Sk}$. Des moyens d'intégration comprennent en cascade une première et une deuxième cellule d'intégration élémentaire 92, 93 constituée chacune d'un intégrateur 920
 5 930 et d'un sommateur 921, 931. L'intégrateur 920 et le sommateur 921 et respectivement l'intégrateur 930 puis le sommateur 931 sont connectés en série. Chaque sommateur 921, 931 reçoit de plus sur une entrée le signal représentatif d'une première composante du vecteur somme délivrée par les
 10 moyens de sommation 90, 91. Sur la figure 8, à titre d'exemple non limitatif, la première composante du vecteur somme est la composante Y délivrée respectivement au sommateur 921, 931 par l'intermédiaire d'un circuit atténuateur de gain respectif K1S, K2S. L'intégrateur 920 de la première cellule d'intégra-
 15 tion reçoit ce même signal par l'intermédiaire d'un circuit atténuateur de gain K1i déterminé. Le sommateur 931 de la deuxième cellule d'intégration délivre le signal représentatif de la composante du vecteur somme après intégration. Des moyens sommateurs 96 reçoivent d'une part un signal de recherche RE par l'intermédiaire d'un circuit d'inhibition 95 et d'autre part le signal représentatif de la composante du vecteur somme après intégration délivré par le sommateur de la deuxième cellule d'intégration. Les moyens sommateurs 96 délivrent un signal résultant à l'oscillateur local VCO
 20 25 commandable en tension 11. Des moyens de commande 97 du circuit d'inhibition comportent un circuit de calcul du module ρ du vecteur somme des vecteurs élémentaires tel que

$$\rho = \sqrt{X^2 + Y^2}$$
 et un comparateur 972 de la deuxième composante du signal somme, la composante X selon la figure 8. Le
 30 comparateur 972 reçoit la deuxième composante du signal somme et le signal représentatif du module ρ du vecteur somme délivré par le circuit de calcul du module 971. Le comparateur 972 délivre un signal de commande du circuit d'inhibition pour une valeur de la deuxième composante du signal somme
 35 supérieur à une fraction du module ρ soit $X_S > \gamma \cdot \rho$ avec $\gamma < 1$. Le fonctionnement de la boucle d'asservissement en fréquence 4 est le suivant les deux composantes XS, YS des signaux de la voie somme délivrées par les deux détecteurs d'amplitude

phase sont soumises aux bancs d'opérateurs de déphasage précités. En sortie de ces opérateurs, est délivré :

- un vecteur fixe d'amplitude M correspondant à un point brillant B ayant la fréquence Doppler égale à la fréquence

5 d'accord de la voie de filtrage considérée,

- un ensemble de vecteurs tournants correspondant aux autres points brillants. Les moyens de sommation 90, 91 engendrent les composantes $X = \sum X_{Sk}$ $\bar{Y} = \sum Y_{Sk}$ d'un vecteur somme, X_{Sk} et Y_{Sk} étant les composantes des vecteurs délivrés par les

10 opérateurs de déphasage. Ce vecteur somme se présente comme la résultante d'un vecteur fixe, somme des vecteurs élémentaires délivrés par les opérateurs de déphasage, et un vecteur tournant somme des vecteurs correspondant aux autres points brillants pour lesquels la fréquence d'accord est

15 différente de la fréquence de la voie de filtrage considérée. Les moyens d'asservissement en fréquence à la fréquence f_0 moyenne des fréquences des échos jouent le rôle d'une boucle de phase permettant d'obtenir un vecteur fixe dont les vecteurs composants ont des phases relatives quelconques

20 mais constantes. Le rôle de la boucle de phase est d'annuler l'angle ϕ soit l'une des composantes Y par exemple. A cet effet la composante intégrée notée \bar{Y} est appliquée à l'entrée de l'oscillateur 11. On a ainsi décrit un dispositif permettant l'amélioration du pouvoir de résolution angulaire de

25 radars tels que les radars Doppler de poursuite. Toutefois le dispositif selon l'invention peut également être appliqué à l'amélioration du pouvoir séparateur angulaire des radars à haute fréquence de répétition dans la poursuite des cibles à grande distance en particulier séparation des avions d'un

30 raid volant de front à la même vitesse et poursuite des cibles étendues, cibles marines, cibles terrestres, et amélioration des performances des conduites de tirs des missiles guidés par alignement. L'invention est également applicable à l'amélioration des performances des missiles auto-directeurs,

35 notamment missiles auto-directeurs actifs à guidage autonome.

REVENDICATIONS

1. Dispositif permettant d'accroître la résolution angulaire d'un radar Doppler aéroporté du type monopulse, comprenant au moins une voie somme et une voie différence caractérisé en ce qu'il comporte :

5 - des moyens de transposition en fréquence des signaux d'écho des voies somme et différence,

- des premiers moyens de filtrage des signaux d'écho élémentaires d'une cible comprenant N voies de filtrage accordées chacune sur une fréquence $f_k = \frac{2 Vd \epsilon}{\lambda}$ et

10 espacées d'un pas de fréquence $\Delta f = \frac{2 Vd \epsilon}{\lambda}$ où Vd représente

la vitesse de défilement radar cible, λ la longueur d'onde du signal radar émis, ϵ la résolution angulaire minimale des moyens de filtrage relativement à un écho élémentaire, avec K compris entre N - 1 et N - 1, chaque voie de filtrage

$$\frac{2}{2} \quad 2$$

15 délivrant pour la voie somme un signal représentatif de l'amplitude d'un écho élémentaire considéré,

- des deuxièmes moyens de filtrage des signaux d'écho élémentaires d'une cible comprenant N voies de filtrage accordées chacune sur fréquence $f_k = \frac{2 Vd \epsilon}{\lambda}$ et espacées d'un

20 pas de fréquence $\Delta f = 2 \frac{Vd \epsilon}{\lambda}$ où Vd représente la vitesse

de défilement radar cible, ϵ la résolution angulaire minimale des moyens de filtrage relativement à un écho élémentaire, chaque voie de filtrage des deuxièmes moyens de filtrage délivrant pour la voie différence un signal représentatif du

25 produit de l'amplitude et de l'écart angulaire par rapport à l'axe radioélectrique de l'antenne d'un écho élémentaire considéré,

- une boucle d'asservissement en fréquence des moyens de transposition en fréquence à une fréquence f_0 centrale repré-

30 sentative de la moyenne pondérée des fréquences de chacun des échos $f_0 = \frac{\sum M_k f_k}{\sum M_k}$ dans lesquels f_k et M_k

représentent la fréquence Doppler d'un écho considéré et l'amplitude du signal relatif à cet écho,

- des moyens de calcul de l'écartométrie ou direction moyenne de la cible, les dits moyens de calcul d'écartométrie délivrant un signal égal à la moyenne des écarts angulaires de l'ensemble des échos élémentaires par rapport à l'axe 5 radioélectrique de l'antenne.

2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que les moyens de transposition en fréquence comportent :

- un oscillateur à commande en tension délivrant
- 10 un signal de référence à un filtre à bande latérale unique, le filtre à bande latérale unique recevant du radar les références de fréquence intermédiaire FI et de fréquence Doppler $fd = \frac{2Vr}{\lambda}$ où Vr représente la vitesse radiale moyenne radar cible, le dit filtre à bande latérale unique
- 15 délivrant un signal de transposition de fréquence $FI + \frac{2Vr}{\lambda}$
- deux circuits de détection amplitude-phase recevant respectivement le signal somme, le signal différence et le signal de transposition en fréquence $FI + \frac{2Vr}{\lambda}$, chaque circuit de détection amplitude phase comprenant deux détecteurs amplitude phase
- 20 alimentés en parallèle par la voie somme S ou différence D et recevant respectivement le signal de transposition et le même signal de transposition par l'intermédiaire d'un déphaseur de $\frac{\pi}{2}$ chaque circuit de détection amplitude phase délivrant
- des moyens d'échantillonnage recevant des circuits
- 25 de détection amplitude phase les signaux vidéo fréquence, les moyens d'échantillonnage recevant de la télémétrie radar un signal de sélection distance Sy, les dits moyens d'échantillonnage délivrant pour chaque signal vidéo fréquence un signal échantillonné Xs, Ys et Xd, Yd composantes d'un vecteur représentatif respectivement en amplitude et phase des signaux d'écho sur la voie somme et sur la voie différence.

3. Dispositif selon les revendications 1 et 2, caractérisé en ce que les premiers et deuxièmes moyens de filtrage comportent :

- une pluralité de $N-1$ circuits opérateurs de déphasage des vecteurs (X_s, Y_s) (X_d, Y_d), un circuit opérateur

5 de déphasage d'ordre K avec $\frac{N-1}{2} \leq K \leq \frac{N-1}{2}$ appliquant au

vecteur (X_s, Y_s) (X_d, Y_d) un déphasage relatif $\Delta\phi_k = K \cdot \frac{\lambda}{2} \Delta f T_c$

où Δf représente la bande passante de la voie de filtrage considérée et T_c le pas de calcul défini par

10 $\frac{1}{T_c} = \frac{\lambda \cdot R_0}{4 \cdot E \cdot V_d}$ dans lequel V_d représente la vitesse de

défilement relative du radar par rapport à la cible et $E \cdot R_0$ le diamètre apparent de la cible,

- des moyens de pondération sur n pas de calcul de durée T_c des signaux représentatifs des composantes

15 (X_d, Y_d) (X_s, Y_s) délivrés par les opérateurs de déphasage, les dits moyens de pondération permettant de réduire la bande passante du filtre équivalent à la valeur Δf considérée en atténuant les lobes secondaires de la fonction de transfert du filtre,

20 - des moyens de sommation à chaque pas de calcul des n valeurs pondérées délivrant un signal filtré $(X_s)_k$ ($Y_s)_k$ et $(X_d)_k$, $(Y_d)_k$, et des moyens de calcul de l'amplitude de l'écho délivrant un signal $M_k = \sqrt{X_s_k^2 + Y_s_k^2}$ et un signal $M_k \cdot \theta_k = \sqrt{X_d_k^2 + Y_d_k^2}$

25 4. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que les premiers et deuxièmes moyens de filtrage sont constitués par un banc de filtres analogiques du type BLU, chaque filtre étant centré sur la fréquence $f_k = \frac{2KVd}{\lambda} \xi$

et de bande passante $\frac{2Vd}{\lambda} \xi$.

30 5. Dispositif selon les revendications 1 à 3, caractérisé en ce qu'il comporte en outre :

- les moyens de calcul du déphasage relatif $\Delta\phi_k$ de chaque opérateur de déphasage d'ordre K ,

- des moyens de calcul du pas de calcul T_c défini par $\frac{1}{T_c} = \frac{\lambda R_o}{4EVd}$ dans lequel Vd représente la vitesse de défilement relative de l'avion par rapport à la cible et E/R_o le diamètre apparent de la cible.

- 5 6. Dispositif selon la revendication 5, caractérisé en ce que les moyens de calcul du pas de calcul T_c comportent :

- des moyens intégrateurs recevant sur une entrée un signal représentatif de la vitesse de défilement Vd et délivrant par l'intermédiaire d'un circuit de remise à zéro un signal intégré,

- des moyens comparateurs recevant sur une première entrée de comparaison le signal délivré par les moyens intégrateurs et sur une deuxième entrée de comparaison un signal constant représentatif du pas de calcul minimal et correspondant à un pas d'avance en distance fraction de la résolution en distance recherchée, les moyens de comparaison délivrant à la coïncidence des signaux comparés soit

20 pour $\int_t^{t+T_c} Vd \cdot dt = P$ une impulsion, deux impulsions successives étant séparées d'une durée égale au pas de calcul T_c , le circuit de remise à zéro recevant sur une entrée de commande de remise à zéro les impulsions délivrées par les moyens de comparaison.

- 25 7. Dispositif selon les revendications 1 à 3, caractérisé en ce que les moyens de calcul de l'écartométrie moyenne de la cible comportent des premiers moyens de sommation des signaux M_k délivrant un signal

$$\sum_{k=1}^{\frac{N-1}{2}} M_k = \sum M_k$$

et des deuxièmes moyens de sommation des signaux $M_k \theta_k$ délivrant un signal résultant

$$\sum_{k=1}^{\frac{N-1}{2}} M_k \theta_k = \sum M_k \theta_k$$

$$\text{et des moyens de calcul du rapport } \bar{\theta} = \frac{\sum M_k \theta_k}{\sum M_k}$$

représentatif du barycentre radioélectrique de la cible ou moyenne pondérée des écarts angulaires de l'ensemble des échos élémentaires par rapport à l'axe radioélectrique
5 de l'antenne.

8. Dispositif selon la revendication 7, caractérisé en ce qu'il comporte en outre des moyens de détection de la rotation de la cible comprenant :

- des moyens de calcul du quotient $\frac{\Delta v_i}{\theta_k R_0}$

10 - des moyens sommateurs recevant sur une entrée positive le quotient $\frac{\Delta v_i}{\theta_k R_0}$ et sur une entrée négative un signal représentatif de la vitesse angulaire de rotation de la ligne de visée de l'antenne, les moyens sommateurs délivrant un signal $\Psi = \frac{\Delta v_i}{\theta_k R_0} - \beta$ représentatif de la vitesse

15 de rotation de la cible dans le plan d'observation.

- un gyromètre délivrant le signal β représentatif de la vitesse angulaire de rotation de la ligne de visée de l'antenne par rapport à un référentiel absolu.

9. Dispositif selon les revendications 1 à 3,
20 caractérisé en ce que les premiers et deuxièmes moyens de filtrage comportent N voies de filtrage à réponse impulsionnelle non bornée temporellement.

10. Dispositif selon la revendication 9, caractérisé en ce que chaque voie de filtrage comporte un filtre élémentaire du deuxième ordre comprenant deux cellules élémentaires en cascade du premier ordre de constante de temps $\frac{1}{b}$ où $b = \frac{2\pi f_{yd}}{\lambda R_0}$ séparées par un circuit séparateur, chaque

$\frac{1}{b + p}$ où p représente l'opérateur de la transformée de Laplace.

II. Dispositif selon la revendication 10, caractérisé en ce que chaque cellule élémentaire comporte une résistance variable commandable en tension recevant un signal de commande proportionnel à $b = \frac{2\pi Vdxa}{\lambda R_o}$ par l'intermédiaire

5 d'un sommateur.

12. Dispositif selon la revendication 10, caractérisé en ce que chaque cellule élémentaire comporte une boucle de réaction positive comprenant un sommateur et un circuit atténuateur de gain $G_q = e^{-bTc}$ où $b = \frac{2\pi Vdxa}{\lambda \times R_o}$ chaque

10 circuit atténuateur de gain G recevant d'un circuit de calcul le paramètre b.

13. Dispositif selon les revendications 7 et 10, caractérisé en ce que les moyens de calcul de l'écartométrie comportent en outre, en sortie des moyens de calcul du rapport $R = \frac{\sum M_k \theta_k}{\sum M_k}$ représentatif du barycentre

radioélectrique de la cible, un filtre inverse permettant de réduire le retard du dispositif au minimum, le filtre inversé ayant une fonction de transfer $F(p) = \frac{(p + b)^2}{(p + c)^2}$

avec $c > b$.

20 14. Dispositif selon les revendications 1 à 3 caractérisé en ce que les moyens d'asservissement en fréquence des moyens de transposition en fréquence à une fréquence f_0 centrale représentative de la moyenne pondérée des fréquences de chacun des échos comprennent :

25 - des moyens de sommation des signaux délivrés par les N voies de filtrage des premiers moyens de filtrage de la voie somme, ces dits moyens de sommation délivrant pour chaque composante X_{s_k}, Y_{s_k} un signal représentatif d'un vecteur somme des vecteurs élémentaires délivrés

30 par les circuits opérateur de déphasage et de composants $X = \sum X_{s_k}, Y = \sum Y_{s_k}$

- des moyens d'intégration comprenant en cascade

une première et une deuxième cellule d'intégration élémentaire constituées chacune d'un intégrateur et d'un sommateur connectés en série, chaque sommateur recevant de plus sur une entrée le signal représentatif d'une composante du vecteur somme délivré par les moyens de sommation par l'intermédiaire d'un circuit atténuateur de gain respectif K_{ls} , K_{2s} déterminé et l'intégrateur de la première cellule d'intégration recevant ce même signal par l'intermédiaire d'un circuit atténuateur de gain K_{li} déterminé, le sommateur de la deuxième cellule d'intégration délivrant le signal représentatif de la composante du vecteur somme après intégration,

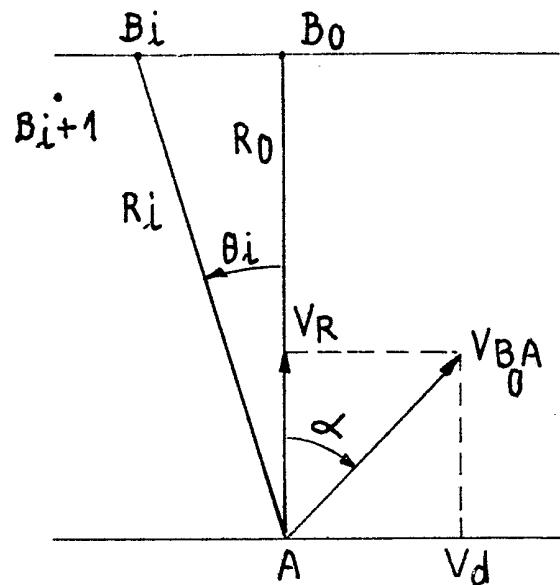
- des moyens sommateurs recevant d'une part un signal de recherche par l'intermédiaire d'un circuit d'inhibition et d'autre part le signal représentatif de la composante du vecteur somme après intégration délivrée par le sommateur de la deuxième cellule d'intégration les moyens sommateurs délivrant un signal résultant à l'oscillateur local commandable en tension,

20 - des moyens de commande de circuit d'inhibition comportant :

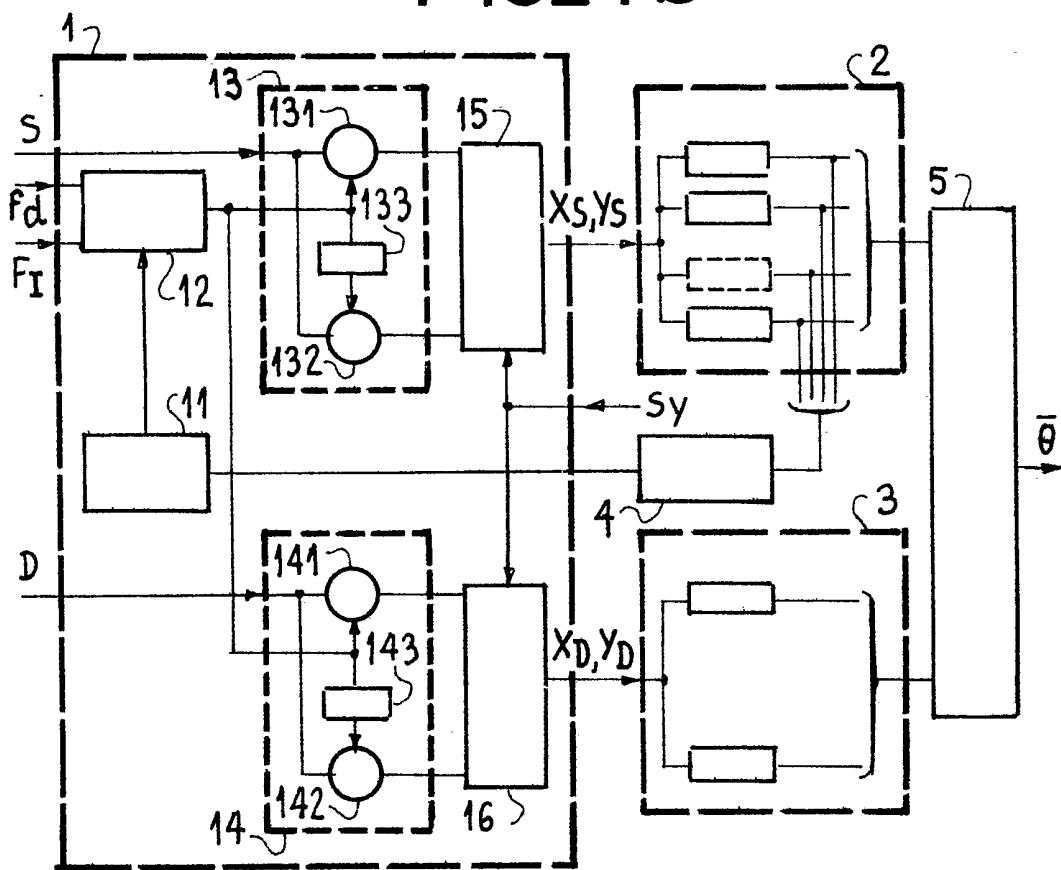
- des moyens de calcul du module ρ du vecteur somme des vecteurs élémentaires tel que $\rho = \sqrt{x^2 + y^2}$, et des moyens de comparaison de la deuxième composante du signal somme recevant le signal représentatif du module ρ et la deuxième composante du signal somme, les moyens de comparaison délivrant un signal de commande du circuit d'inhibition pour une valeur de la deuxième composante du signal somme supérieure à une fraction du module ρ .

30 15. Radar Doppler aéroporté comportant un dispositif selon l'une des revendications précédentes.

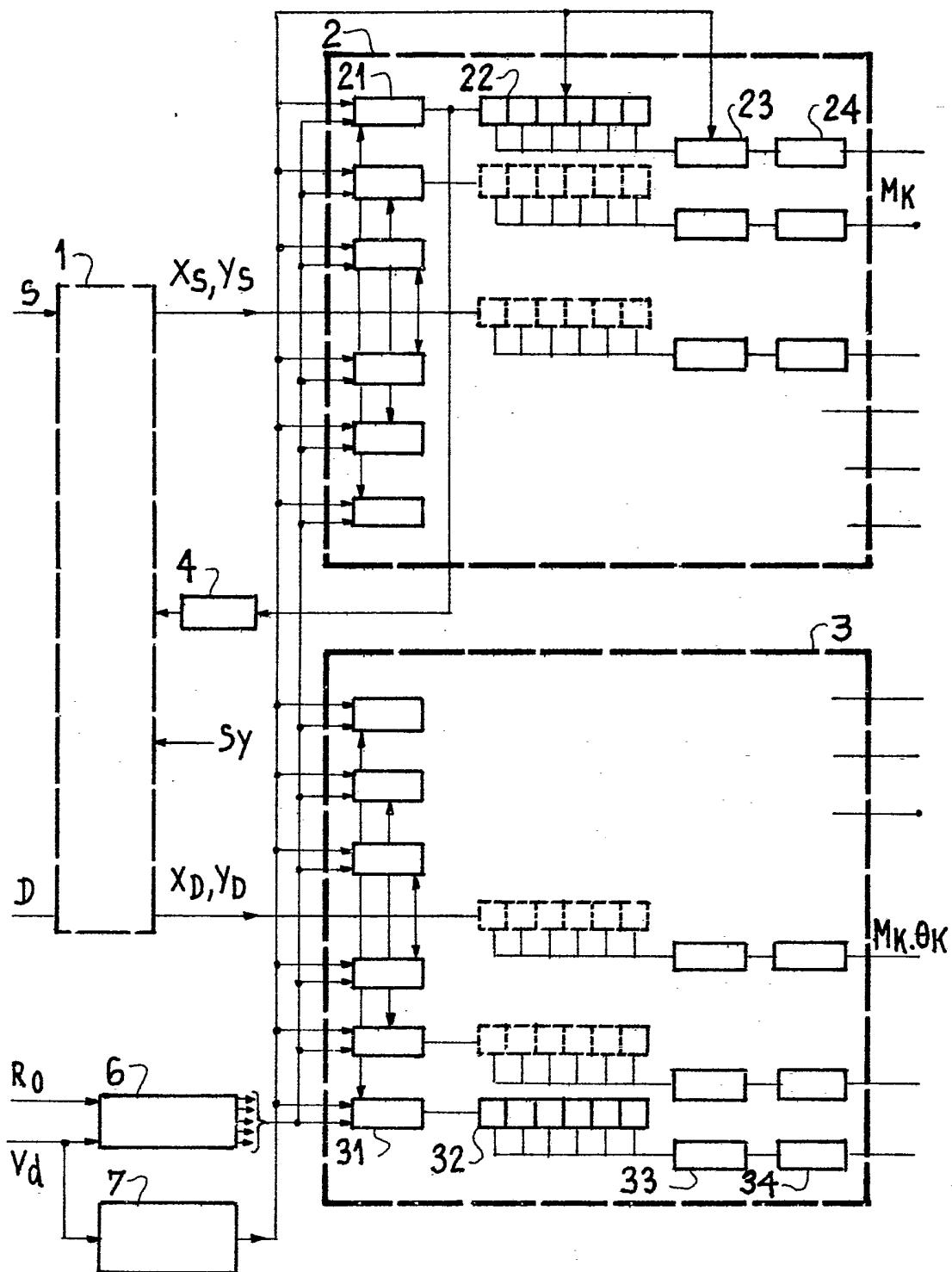
FIG_1-a



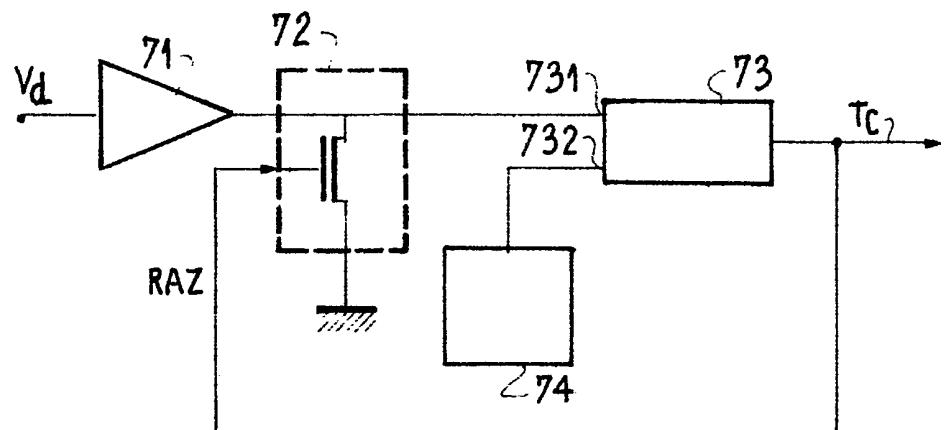
FIG_1-b



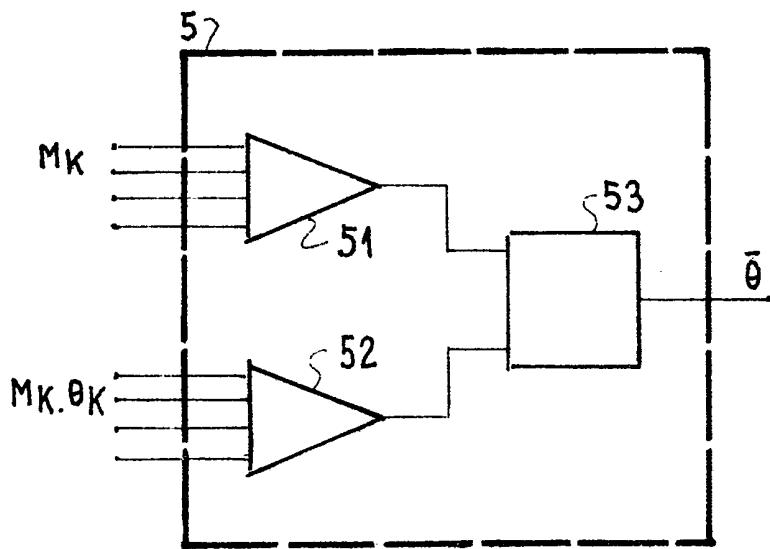
FIG_2



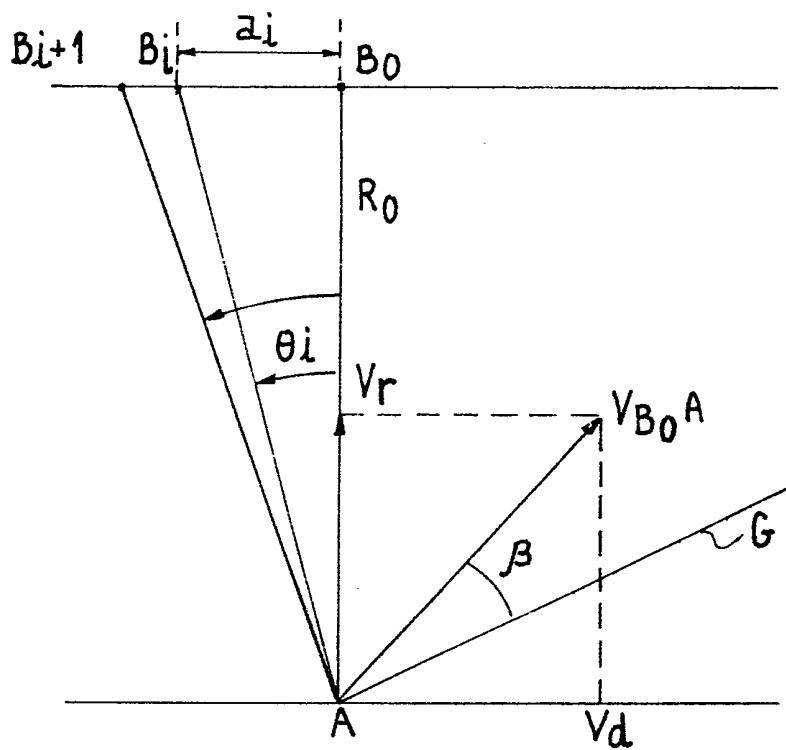
FIG_3



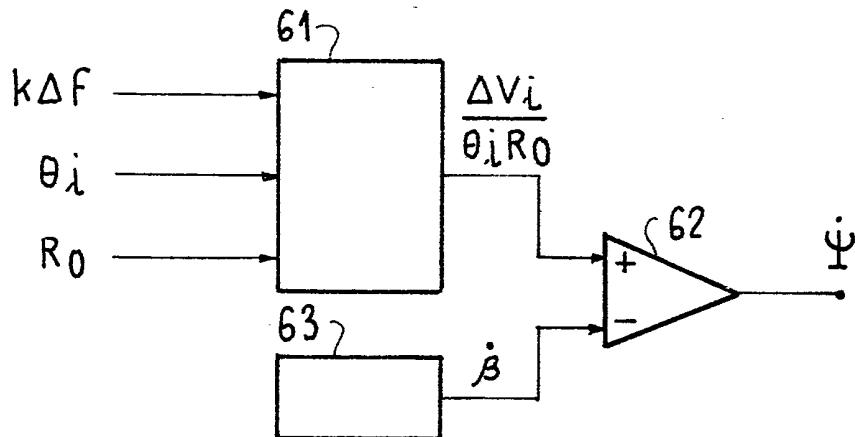
FIG_4

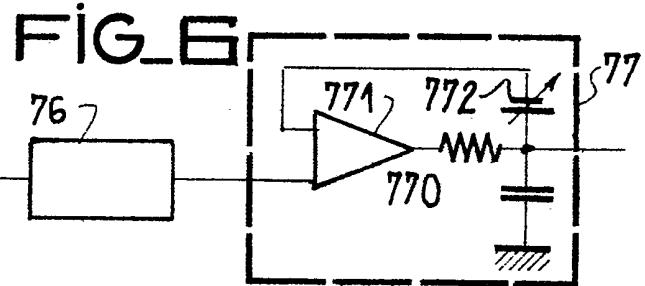
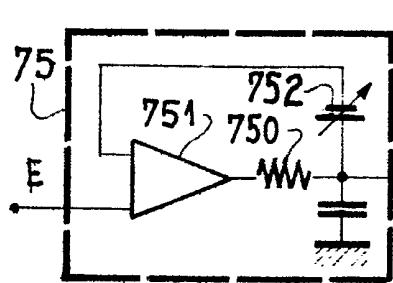


FIG_5-a

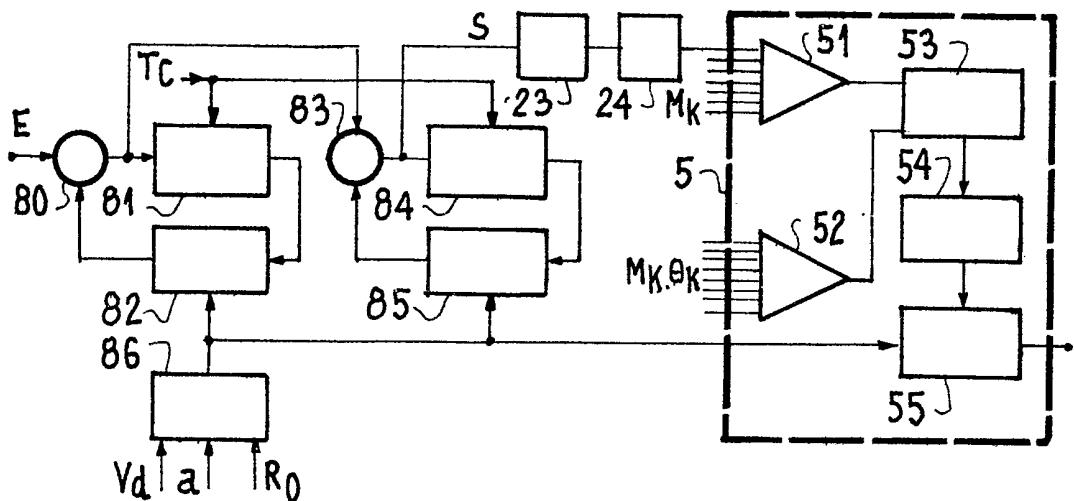


FIG_5-b





FIG_7



FIG_8

