

(19)



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets

(11)

Numéro de publication:

0 035 439
B1

(12)

FASCICULE DE BREVET EUROPEEN

(45)

Date de publication du fascicule du brevet:
24.10.84

(51)

Int. Cl.³: **G 01 S 7/36, H 01 Q 3/26**

(21)

Numéro de dépôt: **81400286.1**

(22)

Date de dépôt: **24.02.81**

(54)

Procédé et dispositif d'antibrouillage pour radar associé à une antenne à balayage électronique, et radar comprenant un tel dispositif.

(30)

Priorité: **04.03.80 FR 8004836**

(43)

Date de publication de la demande:
09.09.81 Bulletin 81/36

(45)

Mention de la délivrance du brevet:
24.10.84 Bulletin 84/43

(84)

Etats contractants désignés:
DE GB IT NL

(56)

Documents cités:

EP - A - 0 014 650
US - A - 3 453 623
US - A - 3 670 335
US - A - 3 964 065
US - A - 4 189 733

IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNA AND PROPAGATION, vol. AP-24, no. 3, mai 1976 Mac Graw-Hill, New York, US R.S. ELLIOTT: "Design of line source antennas for difference patterns with sidelobes of individually arbitrary heights", pages 310-316
IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNA AND PROPAGATION, vol. AP-24, no. 6, novembre 1976 Mac Graw-Hill, New York, US W.D. WHITE: "A flexible synthesis procedure for line source antennas", pages 857-859

(73)

Titulaire: **THOMSON-CSF, 173, Boulevard Haussmann, F-75379 Paris Cedex 08 (FR)**

(72)

Inventeur: **Guilhem, Robert, THOMSON-CSF SCPI 173, bld Haussmann, F-75360 Paris Cedex 08 (FR)**
Inventeur: **Leterrier, Guy, THOMSON-CSF SCPI 173, bld Haussman, F-75360 Paris Cedex 08 (FR)**

(74)

Mandataire: **Benoît, Monique et al, THOMSON-CSF SCPI 173, Bld Haussmann, F-75379 Paris Cedex 08 (FR)**

(56)

Documents cités: (suite)

CONFERENCE PROCEEDINGS; EUROPEAN MICROWAVE 79; 17-20 septembre 1979, The Brighton centre, Brighton, GB R. ZEITZ: "Sidelobe suppression of a phased array antenna system by optimizing the phase errors of the antenna", pages 169-173

Le dossier contient des informations techniques présentées postérieurement au dépôt de la demande et ne figurant pas dans le présent fascicule.

Il est rappelé que: Dans un délai de neuf mois à compter de la date de publication de la mention de la délivrance du brevet européen toute personne peut faire opposition au brevet européen délivré, auprès de l'Office européen des brevets. L'opposition doit être formée par écrit et motivée. Elle n'est réputée formée qu'après paiement de la taxe d'opposition (Art. 99(1) Convention sur le brevet européen).

Description

L'invention concerne un procédé et un dispositif d'antibrouillage pour radar associé à une antenne à balayage électronique; elle concerne également un radar comprenant un tel dispositif.

Les avions modernes sont généralement pourvus de dispositifs de brouillage qui émettent des ondes modulées dans le domaine de fréquence des radars susceptibles de détecter leur présence. Les radars recevant les ondes de forte puissance ainsi émises par les dispositifs de brouillage sont saturés et rendus quasiment aveugles; ceci reste vrai même si l'onde émise par le dispositif de brouillage n'arrive que dans la direction d'un lobe secondaire du diagramme de rayonnement de l'antenne radar, compte tenu du haut niveau de puissance émise par le brouilleur.

Pour remédier à cet inconvénient, les dispositifs de l'art antérieur utilisent des antennes auxiliaires chargées de recevoir les signaux émis par ces brouilleurs; le nombre de ces antennes doit être au moins égal à celui des sources de brouillage.

Les signaux issus de ces antennes auxiliaires sont ajoutés aux signaux de l'antenne principale après traitement en phase et en amplitude de telle sorte que la somme totale présente une énergie de brouillage nulle ou du moins fortement atténuée. Cette solution toutefois présente des inconvénients: l'un d'entre eux est directement lié au nombre d'antenne auxiliaires à utiliser. Ces inconvénients font que la mise en œuvre pratique d'un tel dispositif d'antibrouillage est délicate.

Selon l'art antérieur, certains types d'antennes à déflexion électronique réalisent la déflexion du faisceau en commandant aux déphaseurs reliés aux sources élémentaires placées par exemple dans un plan une valeur de phase φ_{ij} définie par

$$\varphi_{ij} = j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \psi_{ij}$$

où i et j sont des nombres entiers définissant la position de la source considérée par rapport à deux directions orthogonales OX et OY du plan de l'antenne, $\Delta\varphi_x$ et $\Delta\varphi_y$ sont les écarts de phase entre deux sources consécutives selon les directions OX et OY définissant le plan de phase perpendiculaire à la direction de pointage, ψ_{ij} est un déphasage constant indépendant de la direction de pointage.

Selon l'art antérieur, d'une façon plus générale, la déflexion électronique du faisceau est obtenue en imposant à chaque source élémentaire d'indice i, j un déphasage φ_{ij} tel que toutes les sources élémentaires rayonnent en phase dans la direction choisie, compte tenu de leur position dans l'espace et de leur phase d'alimentation; on constitue ainsi une surface d'onde perpendiculaire à la direction choisie.

D'autre part, il est connu, comme décrit dans le brevet US-A-4 189 733 d'utiliser un système de modulation/démodulation effectuant une expansion et compression du signal afin de réduire l'amplitude des signaux provenant des directions différentes de la direction du pointage de l'an-

tenne. De même il est connu, comme décrit dans la demande publiée EP-A-014 650, de placer devant une antenne radar un filtre constitué par des fils parallèles parcourus par des courants électriques, afin d'atténuer des lobes secondaires du diagramme de rayonnement de ladite antenne.

La présente invention vise à assurer l'antibrouillage par l'utilisation d'une unique antenne à balayage électronique dont on modifie la loi d'illumination en phase et/ou en amplitude en agissant sur les déphaseurs atténuateurs reliés à certaines sources élémentaires, afin que dans la direction supposée d'une source de brouillage le gain de l'antenne soit nul ou très faible.

Une des caractéristiques de l'invention consiste à mettre en œuvre des moyens qui ajoutent des termes correctifs à la valeur φ_{ij} définie ci-dessus.

Selon l'invention, le procédé d'antibrouillage consiste à modifier pour chaque source de brouillage donnée certains déphaseurs atténuateurs associés aux sources élémentaires (qui constituent l'antenne à balayage électronique) de telle façon qu'à la loi linéaire de phase correspondant à la direction désirée du pointage de l'antenne, soit superposée une loi de perturbation se rapprochant d'une loi périodique dont la période mesurée dans le plan de l'antenne (ou de l'ouverture de celle-ci) parallèlement au plan défini par la direction du brouilleur et la normale à l'antenne (ou à son ouverture), loi dont la période spatiale (longueur d'onde) est donnée par

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sin \Theta}$$

où λ est la longueur d'onde utilisée par le radar et Θ l'angle entre la direction du brouilleur et la normale définie ci-dessus. Selon une autre caractéristique de ce procédé, on modifie l'amplitude de la loi de perturbation et sa position en effectuant pour sa position une translation parallèle à la direction selon laquelle est mesurée la longueur d'onde $\frac{\lambda}{\sin \Theta}$, ces modifications étant faites

de manière à obtenir une minimisation du gain de l'antenne dans la direction du dispositif de brouillage considéré.

Une autre caractéristique de l'invention consiste à modifier pour chaque source de brouillage certains déphaseurs et/ou atténuateurs associés aux sources élémentaires de telle façon que la loi de perturbation définie plus haut soit telle que les perturbations considérées seules aient un diagramme de rayonnement possédant un maximum sensiblement dans la direction de la source de brouillage considérée et une valeur aussi faible que possible dans les autres directions, l'obtention de cette dernière caractéristique étant facilitée par l'emploi simultané de perturbations de phase et d'amplitude qui permet de diminuer fortement la valeur du diagramme de rayonnement dans la direction symétrique de celle de la source de brouillage considérée par rapport à la normale définie ci-dessus.

Une autre caractéristique de l'invention consiste à faire subir à la loi de perturbation en phase

et/ou en amplitude une translation telle qu'elle modifie la phase du diagramme de rayonnement des perturbations considérées seules de manière à minimiser le diagramme de rayonnement global de l'antenne dans la direction de la source de brouillage considérée en opposant sensiblement le diagramme de rayonnement des perturbations à celui de l'antenne non perturbée, ceci pour la direction de la source de brouillage considérée.

Selon une caractéristique de l'invention, les moyens mettant en œuvre ce procédé, dans le cas d'une antenne plane, comportent un ensemble de N dispositifs de commande associés aux N déphaseurs-atténuateurs des sources élémentaires composant l'antenne, chacun de ces dispositifs étant connecté à un calculateur et au récepteur d'écartométrie radar, P dispositifs de commande parmi ces N délivrant aux déphaseurs auxquels ils sont associés une valeur de phase φ_{ij} définie par

$$\varphi_{ij} = j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \sum_n A_n \cos(j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \gamma) \cdot \cos(\varnothing_n + j\Delta\varphi_x^{bn} + i\Delta\varphi_y^{bn}) + \psi_{ij}$$

avec $\gamma = 0$ ou $\pi/2$ où i et j (comme plus haut) sont des nombres entiers définissant la position de la source élémentaire associée par rapport à deux directions orthogonales OX et OY du plan de l'antenne, $\Delta\varphi_x$ et $\Delta\varphi_y$ sont, conformément à l'art antérieur, les écarts de phase entre deux sources consécutives (selon les directions OX et OY) définissant par leur valeur le plan de phase perpendiculaire à la direction de pointage, ψ_{ij} est un terme constant indépendant du pointage dû à la position géographique sur l'antenne du déphaseur considéré, mais où, selon l'invention le terme correctif

$$\sum_n A_n \cos(j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \gamma) \cos(\varnothing_n + j\Delta\varphi_x^{bn} + i\Delta\varphi_y^{bn})$$

est défini comme suit:

$\Delta\varphi_x^{bn}$ et $\Delta\varphi_y^{bn}$ sont les écarts de phase entre deux sources consécutives (selon les directions OX et OY) définissant par leur valeur un plan de phase perpendiculaire à la direction du n^{ième} dispositif de brouillage b_n ,

A_n et $\varnothing_n$ sont deux paramètres de phase réglables dont la valeur est commandée par un calculateur,

le terme $\cos(j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y)$ provient de la nécessité d'appliquer une perturbation quasi périodique, l'élaboration de la perturbation devant prendre en compte les valeurs algébriques des phases principales appliquées aux sources élémentaires afin d'obtenir un pointage du lobe principal de rayonnement de l'antenne dans une direction donnée.

Selon une autre caractéristique de l'invention, on réalise sur l'antenne une perturbation d'amplitude représentée par le terme général pour la source i,j:

$$\Delta_{a\ ij} = \sum_n B_n \sin(j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \gamma') \cos(\varnothing'_n + j\Delta\varphi_x^{bn} + i\Delta\varphi_y^{bn}) + \sum_n C_n$$

avec $\gamma' = 0$ ou $\pi/2$

en choisissant de préférence $B_n = \pm A_n$, $\varnothing'_n = \varnothing_n + b$ (avec $b = 0$ ou π) les C_n étant tels

que l'amplitude de la perturbation soit toujours négative pour chacun des brouilleurs supposé isolé.

Selon une autre caractéristique de l'invention, on réalise sur l'antenne une double perturbation en amplitude et en phase correspondant à la combinaison de deux perturbations précédemment définies.

D'autres avantages et caractéristiques de la présente invention ressortiront de la description qui suit, donnée à l'aide des figures qui représentent

– les figures 1a et 1b, un schéma montrant les lois de phase appliquées aux déphaseurs de l'antenne à balayage électronique;

– la figure 2, un bloc diagramme général montrant un exemple de réalisation du dispositif selon l'invention.

Comme il a été dit, le procédé suivant l'invention consiste à jouer sur certains déphaseurs-atténuateurs associés aux sources élémentaires constituant l'antenne à balayage électronique.

La figure la montre les lois de phase appliquées aux déphaseurs-atténuateurs de l'antenne à balayage électronique.

L'antenne à balayage électronique 1 est supposée dans un plan (OX, OY); OZ représente la normale à ce plan par rapport à O, point d'intersection du plan de l'antenne 1 avec l'axe de symétrie de

cette antenne $\vec{OB}_i$ représente la direction de la source de brouillage de rang i, Θ l'angle (OZ, $\vec{OB}_i$) et OP la direction de pointage de l'antenne à balayage électronique 1. Le plan 2 représente un plan équiphase passant par O et correspondant à la direction de pointage OP.

La courbe 3 représente un exemple de loi de modulation de phase supposée sinusoïdale qui est superposée à la droite équiphase 2. Elle suppose donc une variation algébrique convenable des angles de phase de certains déphaseurs-atténuateurs selon une loi de répartition sur la surface de l'antenne approximativement sinusoïdale. La projection de cette loi de perturbation périodique de phase sur la droite formée par l'intersection du plan de l'antenne 1, et du plan formé par l'axe mécanique OZ de cette antenne et la direction

$\vec{OB}_i$ du brouilleur considéré, définit des longueurs AB et CD correspondant à une période de cette loi périodique de perturbation de phase appliquée aux déphaseurs de l'antenne; chacun de ces segments AB ou CD a pour longueur $\frac{\lambda}{\sin \Theta}$, étant la

longueur d'onde utilisée par le radar. A représente l'amplitude de cette loi de modulation de phase.

Les calculs et les expérimentations faits montrent, qu'une modification de l'angle de phase de certains déphaseurs, permettant d'obtenir cette loi de perturbation de phase périodique, entraîne

notamment dans une direction donnée $\vec{OB}_i$ une modification des lobes secondaires du diagramme de rayonnement de l'antenne à balayage

électronique; de plus les expérimentations ont montré qu'il existe toujours une translation selon

la direction du vecteur $\vec{u}$ parallèle au plan de la phase 2 de cette perturbation de phase permettant d'obtenir dans la direction du dispositif de brouillage B_i un minimum de gain de l'antenne, ce minimum pouvant dans certains cas être un zéro de gain.

Il faut noter que la direction $\vec{OB}_i$ du dispositif de brouillage de rang i est a priori quelconque. Par conséquent l'annulation ou la minimisation du gain dans la direction du dispositif de brouillage nécessite en fait deux perturbations quasi-périodiques de la loi de phase, selon les deux direc-

tions $\vec{OX}$ et $\vec{OY}$ et que la loi de perturbation résultante de longueur d'onde spatiale $\lambda/\sin\Theta$ est définie parallèlement à l'intersection du plan de l'antenne et du plan $(\vec{OZ}, \vec{OB}_i)$; pour obtenir cette loi de perturbation, on réalise des perturbations parallèles à l'axe OX et à l'axe OY qui correspondent aux termes $\Delta\phi_x^{bn}$ et $\Delta\phi_y^{bn}$.

En pratique, les déphaseurs sont quantifiés et commandés par des mots binaires. De ce fait les courbes 2 et 3 de la figure la caractérisant respectivement la loi linéaire de phase définissant la

direction de pointage $\vec{OP}$ et la loi de modulation de phase, proche d'une sinusoïde, permettant la

diminution du gain dans la direction $\vec{OB}_i$, ne peuvent être qu'approchées.

La figure 1b montre un exemple de l'approximation de ces courbes. Pour la loi de modulation périodique de phase représentée par la courbe 3 cela revient à un échantillonnage, et de ce fait les quantums 4 et 5 sont les quantums qui sont nécessaires au minimum pour définir une loi périodique. Soit N le nombre de déphaseurs se trouvant dans un volume limité par deux plans perpendiculaires à la droite d'intersection du plan de l'antenne et du plan $(\vec{OY}, \vec{OB}_i)$ et distant d'un écart, du,

faible devant la période $\frac{\lambda}{\sin\Theta}$. La modification des

valeurs des angles de déphasage de ces n déphaseurs d'une même quantité $\pm A_n$ risque de donner une contribution trop importante par rapport

au gain de l'antenne dans la direction $\vec{OB}_i$ que l'on cherche à minimiser. On est donc conduit à limiter le choix à P déphaseurs ($P \leq N$). Ils peuvent être, notamment, répartis uniformément dans une direction perpendiculaire à $\vec{OX}$, ce qui revient à dire que, parmi les N déphaseurs, on modifie le réglage d'un déphaseur sur q , q étant le nombre défini par $N = P \cdot q$.

Par exemple, la loi de perturbation ne sera pas appliquée aux déphaseurs ayant une erreur de quantification inférieure à une valeur donnée pour la loi de phase définissant la direction de pointage $\vec{OP}$ de l'antenne.

Le procédé selon l'invention permettant la réduction du gain de l'antenne à balayage électronique 1 dans une direction $\vec{OB}_i$ d'un dispositif de brouillage comporte donc les étapes suivantes, la

direction de pointage $\vec{OP}$ de l'antenne 1 étant fixe:

– détermination de la direction des brouilleurs;

– calcul de la période $\frac{\lambda}{\sin\Theta}$ directement ou pro-

jeté sur des axes déterminés;

– modification de l'angle de phase de certains déphaseurs de l'antenne pour donner une loi de perturbation de phase 3, approximativement sinusoïdale; le nombre de déphaseurs sur lequel on joue étant choisi en fonction du gain de l'antenne à minimiser dans la direction du dispositif de brouillage;

– translation de cette loi de perturbation de phase parallèlement à la droite d'intersection du plan

de l'antenne et du plan $(\vec{OZ}, \vec{OB}_i)$ de façon à

obtenir dans la direction $\vec{OB}_i$ un gain minimal de l'antenne à balayage électronique 1;

– répétition de l'ensemble de ces opérations pour chaque direction $\vec{OB}_i$ correspondant à une source de brouillage.

Cette séquence d'opération est refaite à chaque

nouvelle direction $\vec{OP}$ de pointage de l'antenne, car lorsque cette direction de pointage change, tout le diagramme de rayonnement de l'antenne se modifie et les minimisations précédentes ne sont plus valables.

La figure 2 donne un exemple de dispositif mettant en œuvre le procédé décrit précédemment.

Le dispositif comporte un récepteur d'écartométrie radar 66 recevant les signaux de l'antenne à balayage électronique par l'intermédiaire d'une borne 65. Ce récepteur d'écartométrie radar 66 est connecté à un calculateur 110 et à un ensemble de N circuits identiques de commande de déphaseurs 40, chacun d'eux étant relié à un déphaseur-atténuateur d'une source élémentaire par l'intermédiaire d'une borne 30. Sur la figure 2 un seul circuit de commande de déphaseur 40 est représenté afin de faciliter la compréhension. Le calculateur 110 est connecté aux N circuits de commande de déphaseurs 40, et à un circuit de comparaison 50 permettant de comparer pour une même direction de pointage de l'antenne à balayage électronique les différentes valeurs du signal somme Σ issu du récepteur d'écartométrie radar 66 pour différents réglages des déphaseurs-atténuateurs associés aux sources élémentaires constituant l'antenne du radar.

Le circuit de comparaison 50 comporte un interrupteur commandé 62 recevant le signal somme Σ du récepteur d'écartométrie radar 66 et connecté en sortie à un comparateur 64 et à une mémoire 63; la commande de cet interrupteur 62 est reliée au calculateur 110 et à un ensemble de circuits ET logiques 32 par l'intermédiaire d'un circuit de comptage 31. Cet ensemble de circuits

ET logiques 32 est relié au calculateur 110, à un comparateur 64 et à une mémoire 63, cette mémoire 63 étant également connectée au comparateur 64.

Chaque circuit de commande 40 comporte deux couples de mémoire 9, 10 et 7, 8 chaque couple étant connecté à un circuit d'addition 18 par l'intermédiaire d'un interrupteur commandé 16, 23 et d'un circuit de multiplication 17, 22 recevant la sortie d'une mémoire 12, 13. Chacune des mémoires 7, 8, 9, 10 est connectée au récepteur d'écartométrie radar 66. Le circuit d'addition 18 est connecté à deux mémoires 14 et 15 par l'intermédiaire d'un interrupteur commandé 19.

La sortie du circuit d'addition 18 est connectée à un interrupteur commandé 20; une première sortie de cet interrupteur commandé 20 est reliée à un circuit de multiplication 25 par l'intermédiaire d'un circuit 21 calculant la fonction $\cos x$, x étant le signal appliqué à son entrée. Le circuit de multiplication 25 reçoit également le contenu d'une mémoire 26 et le contenu de mémoires 24 par l'intermédiaire d'un circuit 200 calculant le cosinus des valeurs issues des mémoires 24. Sa sortie est connectée à un circuit d'addition 28 par l'intermédiaire de mémoires 29. La seconde sortie de l'interrupteur commandé 20 est également reliée à ce circuit d'addition 28 par l'intermédiaire des circuits mémoires 24. La sortie du circuit d'addition 28 est connectée à une borne 30 reliée au déphaseur-atténuateur de la source élémentaire sur laquelle ce circuit de commande 40 va agir, par l'intermédiaire d'un circuit 27 effectuant l'arrondi du nombre issu du circuit d'addition 28. Les deux ensembles de mémoires 15 et 26 sont directement commandés par le calculateur 110.

De façon préférentielle, les circuits précédents sont du type logique à l'exception du récepteur d'écartométrie radar. La description du fonctionnement qui suit est faite en supposant l'ensemble des circuits composant le circuit de comparaison 50 et les circuits de commande 40 réalisés avec des circuits logiques.

Pendant un premier balayage d'antenne, le récepteur d'écartométrie radar 66 repère les directions des différentes sources de brouillage. Chacune de ces directions est repérée par un plan de phase perpendiculaire à la direction du dispositif de brouillage.

La connaissance de la direction $\vec{OB}_i$ d'un brouilleur particulier détermine les écarts de phase $\Delta\phi_x$ et $\Delta\phi_y$ entre deux déphaseurs-atténuateurs associés à deux sources élémentaires consécutives selon les directions $\vec{OX}$ et $\vec{OY}$ de l'antenne. Ces couples de valeurs $(\Delta\phi_x, \Delta\phi_y)$ sont mémorisés dans une mémoire interne au récepteur d'écartométrie radar 66 pendant un premier balayage d'antenne. Ces informations sont renouvelées tous les r balayages d'antenne.

Une direction de pointage quelconque de l'antenne à balayage électronique est également définie par un couple de déphasage $\Delta\phi_x, \Delta\phi_y$.

Pour cette direction de pointage les valeurs $\Delta\phi_x$ et $\Delta\phi_y$ sont transmises respectivement à deux mémoires 8 et 100, les valeurs $\Delta\phi^{bn}_x$ et $\Delta\phi^{bn}_y$, associées au $n^{\text{ième}}$ dispositif de brouillage, respectivement aux mémoires 7 et 9.

Parallèlement le calculateur 110 reçoit du récepteur d'écartométrie radar 66 la valeur du gain de l'antenne à balayage électronique dans la direction de la source de brouillage considérée par rapport à la direction de pointage, permettant ainsi au calculateur 110 d'estimer le nombre et la répartition des déphaseurs-atténuateurs associés aux sources élémentaires qu'il va modifier.

Le calculateur 110 positionne ensuite tous les interrupteurs commandés 16, 23, 19 et 20 de chaque circuit de commande 40 associé à un déphaseur-atténuateur d'une source élémentaire sur la position représentée sur la figure 2. Cette position des interrupteurs est appelée par la suite position 1, la position différente étant appelée position 2. De même ce calculateur transmet aux mémoires 12 et 13, par des liaisons non décrites sur la figure 2, les valeurs i et j correspondant au numéro j de

la colonne parallèle à $\vec{OX}$ dans laquelle se trouve le déphaseur considéré et le rang i dans cette colonne. Cette opération est donc équivalente à un matriçage de l'antenne à balayage électronique

que selon les directions $\vec{OX}$ et $\vec{OY}$ définies par la direction du dispositif de brouillage.

Dans la mémoire 14 se trouve de façon permanente un terme de déphasage ψ_{ij} associé à chaque déphaseur et qui compense un éventuel déphasage provenant par exemple de la position sur l'antenne, de la source élémentaire qui lui est associée par rapport à l'alimentation hyperfréquence de cette antenne.

Le positionnement des interrupteurs commandés étant effectué, le circuit d'addition 28 délivre alors un signal équivalent à:

$$i\Delta\phi_y + j\Delta\phi_x + \psi_{ij}$$

qui a été stocké dans l'ensemble de mémoires 24 et qui correspond exclusivement au pointage de l'antenne à balayage électronique dans la direction choisie. Puis le calculateur 110 bascule dans la position 2, les interrupteurs commandés 16, 19, 20 et 23 de certains circuits de commande 40, associés aux sources élémentaires. Le circuit d'addition 28 délivre alors la somme du terme de phase précédent contenu dans la mémoire 24 et du terme de correction contenu dans la mémoire 29 correspondant au produit des termes en cosinus issus des circuits 21 et 200, puis factorisés, avec l'amplitude A , dans le circuit de multiplication 25. Si l'on note ϕ_{ij} la phase totale appliquée à ce déphaseur pour un brouilleur donné:

$$\phi_{ij} = i\Delta\phi_y + j\Delta\phi_x + \psi_{ij} + A \cos(i\Delta\phi_y + j\Delta\phi_x + \gamma) \cos(\Phi + j\Delta\phi^{bn}_x + i\Delta\phi^{bn}_y)$$

la valeur de γ étant stockée dans une mémoire incluse dans le circuit 200 calculant le cosinus et où A et Φ sont les valeurs correspondant au $n^{\text{ième}}$

brouilleur, issues respectivement des mémoires 15 et 16. Un circuit 27 opère ensuite l'arrondi de ce nombre; en effet les déphaseurs-atténuateurs étant généralement commandés par des mots binaires de K bits, le mot binaire représentant ϕ_{ij} doit être arrondi au mot binaire de K bits le plus proche avant d'être appliqué sur la commande du déphaseur par l'intermédiaire de la borne 30.

Les valeurs A et Φ pouvant respectivement varier de 0 à A_n et de 0 à 2π par valeurs discrètes successives, le calculateur 110 répète cette opération de calcul de ϕ_{ij} pour toutes les valeurs possibles du couple (A, Φ).

Parallèlement, à chaque valeur du couple (A, Φ), le calculateur 110 ouvre l'interrupteur 62 permettant l'application de la valeur, préalablement échantillonnée et codée en binaire, du signal somme Σ issu du récepteur d'écartométrie radar 66.

Cette ouverture de l'interrupteur commandé 62 provoque également l'incrémentement d'une unité d'un circuit de comptage 31. La valeur du signal somme Σ est comparée à l'aide d'un comparateur 64 à la valeur précédente de ce même signal somme Σ associé au couple (A, Φ) précédent et stocké dans une mémoire 63. Si le signal somme Σ appliqué au comparateur 64 est plus petit que le signal précédent stocké dans la mémoire 63, le comparateur 64 délivre un signal qui d'une part provoque la mise en mémoire 63 du plus petit des signaux somme Σ , et d'autre part autorise le transfert au calculateur 110 du nombre binaire existant sur les sorties du circuit de comptage 31 par l'intermédiaire d'un ensemble de circuits ET logiques 32.

Lorsque l'ensemble des couples (A, Φ) a été essayé, le calculateur 110 reçoit du circuit de comptage 31 le numéro du couple (A, Φ) correspondant à une valeur minimale du signal somme Σ . Le calculateur 110 remet alors dans les mémoires 15 et 26 les valeurs de A et Φ correspondantes.

On dispose ainsi d'une réduction maximale, dans cette direction de pointage de l'antenne, du bruit de la $n^{\text{ème}}$ source de brouillage. Le calculateur renouvelle ces opérations pour les n sources de brouillage B_i agissant sur des circuits de commande 40 différents pour chaque source de brouillage.

A la fin de ces opérations formant une séquence, on dispose dans la direction de pointage choisie d'un signal reçu pour lequel le bruit des sources de brouillage est minimisé. Afin d'optimiser la réduction des brouilleurs, cette séquence est répétée plusieurs fois, ce qui permet de tenir compte des interactions faibles entre les minimisations.

Une variante de ce procédé de minimisation est obtenue par une loi de perturbation d'amplitude appliquée suivant la même séquence que précédemment décrit, la commande des déphaseurs étant remplacée par celle des atténuateurs, les mémoires 8 et 10 correspondant aux termes $\Delta\phi_x$ et $\Delta\phi_y$ étant alors inutiles.

Dans le cas de l'utilisation d'une antenne non plane, la loi de perturbation de phase et/ou d'am-

plitude appliquée aux déphaseurs-atténuateurs des antennes élémentaires doit être telle que, mesurée dans le plan de phase du pointage de l'antenne, celle-ci soit périodique.

On a ainsi décrit un procédé d'antibrouillage pour antenne à balayage électronique et un radar muni d'une antenne à balayage électronique utilisant ce procédé.

Revendications

1. Procédé d'antibrouillage pour radar d'écartométrie associé à une antenne plane à balayage électronique (1) comportant un réseau, de centre de symétrie (o), de sources élémentaires munies de leur déphaseur-atténuateur d'adresse i, j par

rapport à deux directions orthogonales $\vec{OX}$ et $\vec{OY}$ du plan de l'antenne consistant à effectuer un calcul destiné à la détermination d'un plan équiphase (2) correspondant à la direction de pointage

$\vec{OP}$ de l'antenne, ladite antenne émettant des signaux à la longueur d'onde λ et recevant dans une direction Θ par rapport à son axe de symétrie (OZ) les signaux émis par une source de brouillage (B_i), caractérisé en ce qu'il est procédé aux étapes suivantes:

- un balayage d'antenne permettant au récepteur d'écartométrie radar (66) de repérer les directions des différentes sources de brouillage (B_i)
- calcul d'une loi de perturbation de phase (3) périodique dans le plan équiphase correspon-

dant à la direction de pointage $\vec{OP}$ de l'antenne, de période spatiale $\lambda/\sin \Theta$ définie parallèlement à l'intersection du plan (1) de l'antenne et du plan OZ, o B_i et dont les points équiphases forment dans le plan de l'antenne (1) des lignes approximativement droites et parallèles entre

elles aux directions $\vec{OX}$ et $\vec{OY}$;

- calcul et choix du nombre de déphaseurs-atténuateurs d'adresse i, j et modification de la phase et/ou de l'amplitude par ces déphaseurs-atténuateurs pour obtenir cette loi de perturbation, déterminant une réduction du gain de l'antenne dans la direction du brouilleur considéré

pour la direction de pointage $\vec{OP}$ de l'antenne.

2. Procédé d'antibrouillage selon la revendication 1, caractérisé en ce que la loi de perturbation de phase sensiblement périodique (3) est proche d'une sinusoïde.

3. Procédé d'antibrouillage selon la revendication 2, caractérisé en ce que la loi de perturbation de phase quasi-sinusoïdale est représentée par au moins deux échantillons correspondant approximativement au maximum de cette sinusoïde, l'amplitude de chaque échantillon traduisant une modification de phase et/ou d'amplitude algébrique des déphaseurs-atténuateurs d'adresse i, j de l'antenne.

4. Procédé d'antibrouillage selon la revendication 1, caractérisé en ce que la loi de perturbation subit une translation dans le plan de phase (2)

associé à la direction de pointage ($\vec{OP}$) de l'antenne, selon la direction du vecteur $\vec{u}$ parallèle au plan équiphase (2), de façon à obtenir dans la direction de la source de brouillage un gain minimum.

5. Procédé d'antibrouillage selon la revendication 1, caractérisé en ce que le nombre de déphaseurs-atténuateurs servant à générer la loi de perturbation de phase et/ou d'amplitude est proportionnel au gain de l'antenne dans la direction Θ du dispositif de brouillage considéré.

6. Procédé d'antibrouillage selon la revendication 5, caractérisé en ce que les déphaseurs-atténuateurs concernés par la loi de perturbation de phase et/ou d'amplitude sont répartis uniformément à la surface de l'antenne.

7. Dispositif d'antibrouillage utilisant une antenne plane à balayage électronique comportant un réseau de centre de symétrie (o) de N sources élémentaires munies de leur déphaseur-atténuateur d'adresse i, j par rapport à deux directions

orthogonales $\vec{OX}$ et $\vec{OY}$ du plan de l'antenne pour la mise en œuvre du procédé d'antibrouillage selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comporte un ensemble de N circuits de commande (40) associés aux N déphaseurs-atténuateurs des sources élémentaires composant l'antenne à balayage électronique, chacun de ces N circuits de commande (40) étant connecté à un calculateur (110) et au récepteur d'écartométrie radar (66), P circuits de commande (40) parmi ces N délivrant aux déphaseurs auxquels ils sont associés une valeur de phase φ_{ij} définie par:

$$\varphi_{ij} = j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \sum_n A_n \cos(j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \gamma) \cdot \cos(\Phi_n + j\Delta\varphi^{bn}_y + i\Delta\varphi^{bn}_x) + \psi_{ij}$$

où $\gamma = 0$ ou $\pi/2$ et où i et j sont des nombres entiers définissant la position du déphaseur considéré par rapport aux deux directions orthogonales

$\vec{OX}$ et $\vec{OY}$ du plan de l'antenne, l'une de ces directions étant parallèle à la projection orthogonale sur ce même plan d'antenne de la direction de la source de brouillage (B_i) que l'on cherche à éliminer, $\Delta\varphi_x$ et $\Delta\varphi_y$ les écarts de phase entre deux déphaseurs-atténuateurs consécutifs selon les directions

$\vec{OX}$ et $\vec{OY}$ permettant de définir le plan équiphase (2) perpendiculaire à la direction de pointage, $\Delta\varphi^{bn}_x$ et $\Delta\varphi^{bn}_y$ les écarts de phase entre deux déphaseurs consécutifs selon les directions

$\vec{OX}$ et $\vec{OY}$, permettant de définir le plan de phase perpendiculaire à la direction de la source de brouillage (B_i) d'ordre n, A_n et Φ_n deux paramètres de phase réglables dont la valeur pour chaque brouilleur est commandée par le calculateur (110), les N-P circuits de commande (40) restant, délivrant aux déphaseurs-atténuateurs auxquels ils sont associés une valeur de phase φ'_{ij} définie par:

$$\varphi'_{ij} = j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \psi_{ij}$$

où ψ_{ij} est un terme constant tenant compte du déphasage dû à la position du déphaseur-atténuateur sur l'antenne.

8. Dispositif d'antibrouillage selon la revendication 7, caractérisé en ce qu'il comporte un circuit de comparaison (50) connecté au calculateur (110) et au récepteur d'écartométrie radar (66), ce circuit de comparaison compare les valeurs successives du signal somme Σ issu du récepteur d'écartométrie radar (66) associées à chaque couple de valeurs A et transmises par le calculateur (110) aux circuits de commande (40), et ne retenant que l'adresse du couple de valeurs (A, Φ) donnant la plus petite valeur du signal somme Σ .

9. Dispositif d'antibrouillage selon la revendication 7, caractérisé en ce que chaque circuit de commande (40) comporte des interrupteurs commandés à deux positions tels que, restant dans la première position, le signal de sortie de ce circuit de commande (40) représente la phase φ'_{ij} et étant mis successivement dans les deux positions, le signal de sortie de ce circuit de commande (40) représente la phase φ_{ij} .

10. Dispositif d'antibrouillage selon la revendication 7, caractérisé en ce qu'une loi de perturbation d'amplitude est appliquée sur chaque déphaseur-atténuateur de rang i, j de l'antenne (1) seule ou en combinaison avec la loi de perturbation de phase appliquée aux déphaseurs-atténuateurs de cette même antenne (1), cette loi de perturbation d'amplitude étant définie par:

$$\Delta^a_{ij} = \sum_n B_n \sin(j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \gamma') \cos(\Phi'_n + j\Delta\varphi^{bn}_x + i\Delta\varphi^{bn}_y) + C_n$$

où $B_n = \pm A_n$, $\Phi'_n = \Phi_n + b$ avec $b = 0$ ou π , et C_n une constante telle que l'amplitude de la perturbation soit négative pour chacun des brouilleurs supposé isolé et γ' une constante égale à 0 ou $\pi/2$.

Claims

1. Antijamming process for deviation measurement meter radar associated to an electronic scanning plane antenna (1) comprising, a network, having a symmetry center (o), elementary sources with their address dephaser-attenuator i, j with respect to two orthogonal directions OX and OY of the antenna plane, consisting in making a calculation intended for the determination of an equiphase plane Z corresponding to the target direc-

tion ($\vec{OP}$) of the antenna, the said antenna emitting signals at wavelength λ and receiving in a direction Θ with respect to its axis of symmetry (OZ) the signals emitted by a jamming source (B_i), characterized in that the procedure occurs according to the following steps:

- an antenna scanning allowing the radar deviation measurement receiver (66) to log the directions of the different jamming sources (B_i);
- calculation of a periodic phase disturbance law (3) in the equiphase plane 2 corresponding to

the target direction $\vec{OP}$ of the antenna of spatial period $\lambda/\sin \Theta$ defined parallelwise to the plane intersection (λ) of the antenna and of the plane OZ, OBi and of which the equiphase points form in the plane of the antenna (1) lines that are approximately straight and parallel between them to the directions $\vec{OX}$ and $\vec{OY}$;

- calculation and selection of the number of address dephasers-attenuators i, j and modification of the phase and/or the amplitude by these dephaser-attenuators in order to obtain this disturbance law, determining a gain reduction of the antenna in the direction Θ of the jammer

involved, for the target direction $\vec{OP}$ of the antenna.

2. Anti-jamming process according to claim 1, characterized in that the substantially periodic phase disturbance law (3) is close to a sinusoid.

3. Anti-jamming process according to claim 2, characterized in that the quasi-sinusoidal disturbance law is represented by at least two samples corresponding approximately to the maximum of this sinusoid, the amplitude of each sample representing an algebraic phase and/or amplitude modification of the address attenuators dephasers i, j of the antenna.

4. Anti-jamming process according to claim 1, characterized in that the disturbance law undergoes a translation in the phase plane (2) associated to the target direction ($\vec{OP}$) of the antenna,

according to the direction of the vector $\vec{u}$ parallel to the equiphase plane (2) so as to obtain a minimum gain in the direction of the jamming source.

5. Anti-jamming process according to claim 1, characterized in that the number of dephasers-attenuators acting to generate the phase and/or amplitude disturbance law is proportional to the gain of the antenna in the direction Θ of the jamming device involved.

6. Anti-jamming process according to claim 5, characterized in that the dephasers-attenuators involved by the phase and/or amplitude disturbance law are uniformly distributed on the surface of the antenna.

7. Anti-jamming device using a plane electronic scanning antenna, comprising a network having a symmetry center (o), N elementary sources provided with their address dephaser-attenuator

i, j with respect to two orthogonal directions $\vec{OX}$ and $\vec{OY}$ of the antenna plane for the implementation of the anti-jamming process according to claim 1, characterized in that it comprises an assembly of N control circuits (40) associated to N dephasers-attenuators of the elementary sources constituting the electronic scanning antenna, each of these N control circuits (40) being connected to a calculator (110) and to the radar deviation measurement receiver (66), P control circuits (40) among these N delivering to the dephasers to which they are associated a phase value φ_{ij} defined by:

$$\varphi_{ij} = j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \sum_n A_n \cos(j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \gamma) \cos(\Phi_n + j\Delta\varphi^{bn}_y + i\Delta\varphi^{bn}_x) + \psi_{ij}$$

where $\gamma = 0$ or $\pi/2$ and where i and j are integers defining the position of the involved dephaser with

respect to the two orthogonal directions $\vec{OX}$ and $\vec{OY}$ of the antenna plane, one of these directions being parallel to the orthogonal projection on this same antenna plane of the direction of the jamming source (Bi) that it is sought to eliminate, $\Delta\varphi_x$ and $\Delta\varphi_y$ the phase deviations between two consecutive dephasers-attenuators along directions $\vec{OX}$ and $\vec{OY}$ allowing to define the equiphase plane (2) perpendicular to the target direction $\Delta\varphi^{bn}_x$ and $\Delta\varphi^{bn}_y$ the phase deviations between two

consecutive dephasers along directions $\vec{OX}$ and $\vec{OY}$ allowing to define the phase plane perpendicular to the direction of the jamming source (Bi) of order n , A_n and Φ_n two adjustable phase parameters the value of which for each jammer is controlled by the calculator (110), the N-P control circuits (40) remaining, delivering to the dephasers-attenuators to which they are associated a phase value $\varphi'_{i,j}$ defined by

$$\varphi_{ij} = j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \psi_{ij}$$

where ψ_{ij} is a constant term taking into account the dephasage due to the position of the dephaser-attenuator on the antenna.

8. Anti-jamming device according to claim 7, characterized in that it comprises a comparison circuit (50) connected to the calculator (110) and to the radar deviation measurement (66), this comparison circuit comparing the successive values of the summing-up signal Σ issuing from the radar deviation measurement receiver (66) associated to each couple of values A and transmitted by the calculator (110) to the control circuits (40) and only retaining the address of the couple of values (A, φ) giving the smallest value of the summing-up signal Σ .

9. Anti-jamming device according to claim 7, characterized in that each control circuit (40) comprises controlled ON/OFF switches in such a way that, remaining in the first position, the output signal of this control circuit (40) represents the phase φ_{ij} and being successively put into the two positions, the output signal of this control circuit (40) represents the phase φ_{ij} .

10. Anti-jamming device according to claim 7, characterized in that an amplitude disturbance law is applied on each dephaser-attenuator of rank i, j of the antenna (1) alone or in combination with the phase disturbance law applied to the dephasers-attenuators of this same antenna (1), this amplitude disturbance law being defined by

$$\Delta^*_{ij} = \sum_n B_n \sin(j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \gamma') \cos(\Phi'_n + j\Delta\varphi^{bn}_y + i\Delta\varphi^{bn}_x) + C_n$$

where $B_n = \pm A_n$, $\Phi'_n = \Phi_n + b$ with $b = 0$ or π , and C_n a constant so that the amplitude of the disturbance is negative for each of the presumed isolated jammers and γ' a constant equal to 0 or $\pi/2$.

Patentansprüche

1. Entstörverfahren für Abstandsmessungsradar, welches mit einer Flachantenne mit elektronischer Abtastung (1) verbunden ist, die ein Netz an Elementarquellen mit dem Symmetriezentrum (0) enthält, die mit ihren Phasenreglern-Attenuatoren mit der Adresse i, j in Bezug auf zwei rechtwinklige

Richtungen $\vec{OX}$ und $\vec{OY}$ der Antennenebene versehen ist, welches Verfahren darin besteht eine Berechnung vorzunehmen, welche zur Bestimmung einer gleichphasigen der Kontrollrichtung

($\vec{OP}$) der Antenne entsprechenden Gleichphasenebene (2) dient, welche Antenne Signale mit der Wellenlänge λ emittiert und in einer Richtung Θ im Verhältnis zu ihrer Symmetrieachse (OZ) die von einer Störquelle (B_i) emittierten Signale erhält, dadurch gekennzeichnet, dass folgende Verfahrensschritte vorgenommen werden:

- eine Antennenabtastung, die es dem Empfänger des Abstandsmessungsradars (66) ermöglicht die Richtungen der verschiedenen Störquellen (B_i) aufzuspüren;
- Errechnen eines Gesetzes der periodischen Phasenstörung (3) in der, der Kontrollrichtung $\vec{OP}$ der Antenne entsprechenden Gleichphasenebene (2) mit der räumlichen Periode $\lambda/\sin \Theta$, die parallel zu dem Schnittpunkt der Ebene (1) der Antenne und der Ebene oZ, oB_i definiert ist und deren Gleichphasenpunkte in der Ebene der Antenne (1) unter sich annähernd gerade und parallele Linien in den Richtungen $\vec{OX}$ und $\vec{OY}$ bilden;
- Errechnen und Auswahl der Anzahl an Phasenreglern-Attenuatoren mit der Adresse i, j und Modifikation der Phase und/oder der Amplitude durch diese Phasenregler-Attenuatoren, um dieses Gesetz der Störung zu erhalten, welches eine Verminderung des Gewinns der Antenne in der Richtung Θ des betrachteten Störers für die

Kontrollrichtung $\vec{OP}$ der Antenne bestimmt.

2. Entstörverfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass das Gesetz der ungefähr periodischen Phasenstörung (3) einer Sinuskurve nahekommt.

3. Entstörverfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass das Gesetz der quasi-sinusförmigen Phasenstörung von wenigstens zwei ungefähr dem Maximum dieser Sinuskurve entsprechenden Mustern dargestellt wird, wobei die Amplitude jedes Musters eine algebraische Phasen- und/oder Amplitudenmodifikation der Phasenregler-Attenuatoren mit der Adresse i, j der Antenne umsetzt.

4. Entstörverfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass das Gesetz der Störung einer Umsetzung in der mit der Kontrollrichtung

($\vec{OP}$) der Antenne verbundenen Phasenebene (2) nach der zur Gleichphasenebene (2) parallelen

Richtung des Vektors $\vec{u}$ unterzogen ist, um in der Richtung der Störquelle einen minimalen Gewinn zu erhalten.

5. Entstörverfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Anzahl der zur Erzeugung des Gesetzes der Phasen- und/oder Amplitudenstörung dienenden Phasenregler-Attenuatoren proportional zu dem Gewinn der Antenne in der Richtung Θ der betrachteten Störvorrichtung ist.

6. Entstörverfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass die von dem Gesetz der Phasen- und/oder Amplitudenstörung betroffenen Phasenregler-Attenuatoren gleichmäßig auf der Antennenoberfläche verteilt sind.

7. Entstörvorrichtung, welche eine Flachantenne mit elektronischer Abtastung, die ein Netz an N Elementarquellen mit dem Symmetriezentrum (0) enthält, die mit ihren Phasenreglern-Attenuatoren mit der Adresse i, j in Bezug auf zwei

rechtwinklige Richtungen $\vec{OX}$ und $\vec{OY}$ der Antennenebene versehen sind, zur Durchführung des Entstörverfahrens nach Anspruch 1 benützt, dadurch gekennzeichnet, dass sie eine Einheit an N Steuerkreisen (40) enthält, welche mit den N Phasenreglern-Attenuatoren der die Antenne mit elektronischer Abtastung bildenden Elementarquellen verbunden sind, wobei jeder dieser N Steuerkreise (40) mit einem Rechner (110) und dem Radarabstandsmessungsempfänger (66) geschaltet ist, P Steuerkreise (40) dieser N an die Phasenregler, mit denen sie verbunden sind, einen Phasenwert φ_{ij} abgeben, der definiert ist durch:

$$\varphi_{ij} = j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \sum_n A_n \cos(j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \gamma) \cos(\Phi_n + j\Delta\varphi_y^{bn} + i\Delta\varphi_x^{bn}) + \psi_{ij}$$

worin $\gamma = 0$ oder $\pi/2$ ist und worin i und j ganze Zahlen sind, welche die Stellung des betrachteten Phasenreglers in Bezug auf die beiden rechtwink-

ligen Richtungen $\vec{OX}$ und $\vec{OY}$ der Antennenebene bestimmen, wobei eine dieser Richtungen parallel zu der rechtwinkligen Projektion der Richtung der Störquelle (B_i), die man auszuschalten versucht, auf dieser selben Antennenebene ist, $\Delta\varphi_x$ und $\Delta\varphi_y$ die Phasenabstände zwischen zwei nach den

Richtungen $\vec{OX}$ und $\vec{OY}$ aufeinanderfolgenden Phasenreglern-Attenuatoren sind, welche es ermöglichen die zu der Kontrollrichtung senkrechte Gleichphasenebene (2) zu bestimmen, $\Delta\varphi_x^{bn}$ und $\Delta\varphi_y^{bn}$ die Phasenabstände zwischen zwei nach

den Richtungen $\vec{OX}$ und $\vec{OY}$ aufeinanderfolgenden Phasenreglern sind, welche es ermöglichen die zu der Richtung der Störquelle (B_i) mit dem

Rang n senkrechte Gleichphasenebene zu bestimmen, A_n und Φ_n zwei regulierbare Phasenparameter sind, deren Wert für jeden Störer durch den Rechner (110) gesteuert wird, die N-P verbleibenden Steuerkreise (40) an die Phasenregler-Attenuatoren mit den sie verbunden sind einen Phasenwert φ'_{ij} abgeben, der definiert ist durch:

$$\varphi'_{ij} = j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \psi_{ij}$$

worin ψ_{ij} ein konstantes Glied ist, welches der durch die Lage des Phasenreglers-Attenuators auf der Antenne bedingten Phasenverschiebung Rechnung trägt.

8. Entstörrvorrichtung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass sie einen mit dem Rechner (110) und dem Radarabstandsmessungsempfänger (66) geschalteten Vergleichskreis (50) enthält, wobei dieser Vergleichskreis die aufeinanderfolgenden mit jedem Wertepaar A verbundenen und durch den Rechner (110) an die Steuerkreise (40) übermittelten Werte des von dem Radarabstandsmessungsempfänger (66) ausgehenden Summensignals Σ vergleicht, und nur die Adresse des den kleinsten Wert des Summensignal Σ ergebenden Wertepaars (A, Φ) zurückhält.

9. Entstörrvorrichtung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass jeder Steuerkreis (40) gesteuerte Schalter mit zwei Stellungen enthält, so dass beim Verbleib in der ersten Position das Ausgangssignal dieses Steuerkreises (40) die Phase φ'_{ij} wiedergibt und nacheinander in die beiden Stellungen gebracht, das Ausgangssignal dieses Steuerkreises (40) die Phase φ_{ij} wiedergibt.

10. Entstörrvorrichtung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass ein Gesetz der Amplitudenstörung auf jeden Phasenregler-Attenuator der Reihe i,j der Antenne (1) allein oder in Verbindung mit dem auf die Phasenregler-Attenuatoren dieser selben Antenne (1) angewandten Gesetz der Phasenstörung angewandt wird, wobei dieses Gesetz der Phasenstörung definiert ist durch:

$$\Delta a_{ij} = \Sigma_n B_n \sin(j\Delta\varphi_x + i\Delta\varphi_y + \gamma') \cos(\Theta_n + j\Delta\varphi^{bn}_x + i\Delta\varphi^{bn}_y) + C_n$$

worin $B = \pm A_n$, $\Phi'_n = \Phi_n + b$ mit $b = 0$ oder π , und C_n eine solche Konstante ist, dass die Amplitude der Störung für jeden der vermuteten isolierten Störer negativ ist und φ' eine Konstante ist, die gleich 0 oder $\pi/2$ ist.



