



(11) **EP 0 964 476 B1**

(12) **FASCICULE DE BREVET EUROPEEN**

(45) Date de publication et mention
de la délivrance du brevet:
16.01.2008 Bulletin 2008/03

(51) Int Cl.:
H01Q 3/26 ^(2006.01)

(21) Numéro de dépôt: **99401312.6**

(22) Date de dépôt: **01.06.1999**

(54) **Dispositif de commande optique pour l'émission et la réception d'un radar large bande**

Vorrichtung zur optischen Steuerung eines Breitbandradars zum Senden und Empfangen

Wideband radar optical control device for receiving or transmitting

(84) Etats contractants désignés:
DE FR GB IT

(30) Priorité: **09.06.1998 FR 9807240**

(43) Date de publication de la demande:
15.12.1999 Bulletin 1999/50

(73) Titulaire: **Thales**
75008 Paris (FR)

(72) Inventeurs:
• **Merlet, Thomas,**
THOMSON-CSF P.I.D.B.
94117 Arcueil Cedex (FR)
• **Maas, Olivier,**
THOMSON-CSF P.I.D.B.
94117 Arcueil Cedex (FR)

• **Dolfi, Daniel,**
THOMSON-CSF P.I.D.B.
94117 Arcueil Cedex (FR)

(74) Mandataire: **Lucas, Laurent Jacques**
Marks & Clerk France
31-33, Avenue Aristide Briand
Conseils en Propriété Industrielle
F-94117 Arcueil Cedex (FR)

(56) Documents cités:
EP-A- 0 708 491 **US-A- 5 307 073**

• **RIZA N A ET AL: "PHASED-ARRAY ANTENNA,**
MAXIMUM-COMPRESSSION, REVERSIBLE
PHOTONIC BEAM FORMER WITH TERNARY
DESIGNS AND MULTIPLE WAVELENGTHS"
APPLIED OPTICS, vol. 36, no. 5, 10 février 1997
(1997-02-10), pages 983-996, XP000685218

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).

EP 0 964 476 B1

Description

[0001] La présente invention concerne un dispositif de commande optique pour l'émission et la réception d'un radar large bande. Elle s'applique à la commande d'antennes à balayage électronique large bande, pour assurer à la fois la formation d'un faisceau à l'émission et la réception d'un faisceau réfléchi par une cible.

[0002] Une antenne à balayage électronique comporte une pluralité d'éléments rayonnants qui assurent à la fois l'émission et la réception d'un signal hyperfréquence. Un faisceau d'émission ou de réception, est formé par l'ensemble des signaux émis ou reçus par chaque élément. Pour orienter un faisceau dans une direction donnée θ , il est nécessaire de créer des retards temporels entre signaux émis ou reçus par les différents éléments rayonnants. Pour obtenir un effet analogue, il était connu de créer un retard de phase entre ces signaux. Le déphasage $\phi_1 - \phi_2$ entre les signaux émis ou reçus par deux éléments rayonnants est donné par la relation suivante :

$$\Phi_1 - \Phi_2 = \frac{d \sin \theta}{c} \times 2\pi f \quad (1)$$

où d, f et c représentent respectivement la distance entre les deux éléments rayonnants, f la fréquence des signaux et

c la vitesse de la lumière, le retard temporel créé étant $T_1 - T_2 = \frac{d \sin \theta}{c}$. De son côté, le déphasage $\phi_1 - \phi_2$ est égal à $2\pi f(T_1 - T_2)$.

[0003] La relation (1) précédente met en évidence un inconvénient majeur, dans le fait que le déphasage dépend de la fréquence. En conséquence, si la fréquence varie, l'angle de pointée varie aussi. Cette méthode d'orientation d'un faisceau n'est donc pas adaptée pour un radar à large bande. Cependant, les techniques hyperfréquence ne permettent pas de créer un retard temporel entre les signaux autrement que par la création du déphasage précédent, sauf à mettre en oeuvre un dispositif prohibitif du point de vue de l'encombrement et du coût. En effet, une solution a priori plus simple serait de créer un retard directement entre les signaux fournis aux différents éléments rayonnants, mais cela nécessiterait des circuits hyperfréquence encombrants et coûteux, du fait notamment des dimensions incontournables imposées par les longueurs d'onde en jeu.

[0004] L'utilisation des techniques optiques permet de s'affranchir de l'inconvénient précité, en commandant les éléments rayonnants directement par des retards temporels, sans passer par l'artifice de déphasages, ces retards étant créés dans le domaine optique. A cet effet, des solutions de commande optique d'antennes à balayage électronique ont déjà été mises en oeuvre. En ce qui concerne l'émission, de nombreuses architectures de commandes optiques ont donc déjà été proposées afin de contrôler le diagramme de rayonnement à l'émission. Un exemple d'architecture optique est par exemple présenté dans le brevet français FR 2 659 754.

[0005] En ce qui concerne la réception, une formation de faisceau utilisant des retards temporels nécessite une dynamique très importante de l'ensemble des retards, encore inaccessible aux composants optiques. Une architecture directe fondée sur le fonctionnement réversible de la commande développée pour l'émission ne semble donc pas envisageable à court ou moyen terme. Pour pallier cet inconvénient, une architecture à corrélation a notamment été définie conformément à la description du brevet FR 2 725 076 ou EP 0 708 491. Cependant, une telle architecture est restreinte à des radars à faible bande passante, typiquement de 10 MHz. Cet inconvénient d'une architecture à corrélation provient notamment du fait que l'utilisation de retards complémentaires est incompatible avec des fréquences de signaux d'oscillateur local et d'émission distantes par exemple de 500 MHz qui caractérisent un radar à large bande. Or ce décalage en fréquence est inévitable pour le bon fonctionnement d'un radar, afin notamment d'éviter des problèmes liés au repliement du spectre.

[0006] Un but de l'invention est notamment de permettre à une architecture du type de celle précitée de fonctionner pour un radar à grande bande passante. A cet effet, l'invention selon la revendication 1 a pour objet un dispositif de commande optique d'antenne à balayage électronique comportant des éléments rayonnants à commander ce dispositif comportant un ensemble de circuits optiques à retards recevant chacun :

- un premier faisceau lumineux, polarisé selon une première direction et présentant une première longueur d'onde, ce premier faisceau étant affecté d'un retard approprié;
 - un deuxième faisceau lumineux, polarisé selon une deuxième direction et présentant une deuxième longueur d'onde ;
- chaque circuit optique à retards induisant des retards complémentaires par rapport à une valeur de temps déterminée sur les lumières des premier et deuxième faisceaux qu'il reçoit, un séparateur chromatique étant situé en sortie de chaque circuit optique à retards et séparant la lumière à la première longueur d'onde de la lumière à la deuxième longueur d'onde , chaque élément rayonnant de l'antenne étant couplé à la sortie d'un circuit optique à retards par

un premier photodétecteur,

où les deux faisceaux sont modulés à la fréquence d'émission, et pour chaque signal de réception d'un élément rayonnant, la fréquence d'oscillateur local est fournie en sortie d'un premier mélangeur hyperfréquence par mélange de la fréquence d'émission et d'une fréquence intermédiaire, puis la fréquence du signal de réception fournie aux moyens de traitement radar, de fréquence intermédiaire augmentée de la fréquence Doppler du signal reçu, est obtenue en sortie d'un deuxième mélangeur hyperfréquence par mélange de la fréquence d'oscillateur local avec la fréquence du signal reçu.

[0007] Dans une variante de réalisation d'un dispositif selon l'invention, définie par la revendication 3, les deux faisceaux sont modulés à la fréquence d'émission, et pour chaque signal de réception d'un élément rayonnant, la fréquence d'oscillateur local est fournie en sortie d'un photo-mélangeur par mélange de la fréquence du signal reçu porté par l'onde optique et d'une fréquence intermédiaire, puis la fréquence du signal de réception fournie aux moyens de traitement radar, de fréquence intermédiaire augmentée de la fréquence Doppler du signal reçu, est obtenue en sortie d'un mélangeur hyperfréquence par mélange de la fréquence d'oscillateur local avec la fréquence d'émission.

[0008] L'invention a pour principaux avantages qu'elle permet d'éviter la transposition sur une porteuse optique du signal de réception, tout en bénéficiant du traitement large bande offert par une architecture à retards temporels et qu'elle est simple à mettre en oeuvre.

[0009] D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à l'aide de la description qui suit faite en regard de dessins annexés qui représentent :

- la figure 1, un dispositif de commande optique à corrélation ;
- la figure 2, une configuration d'antenne présentant à titre d'exemple deux éléments rayonnants ;
- la figure 3, une partie d'un exemple de commande optique à corrélation montrant des mélangeurs introduits derrière chaque élément rayonnant ;
- la figure 4, un exemple d'architecture possible présente dans un dispositif selon l'invention ;
- la figure 5, une illustration des retards appliqués sur les éléments rayonnants et de l'onde ainsi émise vers une cible ;
- les figures 6 et 7, d'autres exemples de réalisations possibles d'un dispositif selon l'invention.

[0010] La figure 1 illustre un dispositif de commande optique fonctionnant en émission et en réception, du type par exemple de celui décrit par le brevet français n°94 11498. Les signaux qui en sont issus servent, à l'émission, à l'alimentation de modules actifs ou d'éléments rayonnants et, à la réception, à la génération d'un oscillateur local adapté en fréquence et en direction.

[0011] Dans ce système la lumière des faisceaux F1, F2 est modulée en fréquences. Une première source L1 émet un faisceau lumineux F1 monofréquence de longueur d'onde λ_1 (pulsation ω_1). Un translateur de fréquence T1 reçoit cette lumière et transmet de la lumière à ω_1 et de la lumière à $\omega_1 + 2\pi f_e$ modulée à l'aide d'un signal de fréquence f_e . Le translateur de fréquence T1 est par exemple une cellule de Bragg acousto-optique pour des fréquences sensiblement inférieures ou égales à 5 GHz ou un dispositif optique intégré pour les fréquences supérieures.

[0012] Une deuxième source lumineuse émet un autre faisceau lumineux monofréquence F2 de longueur d'onde λ_2 (pulsation ω_2). Un translateur de fréquence T2 reçoit cette lumière et transmet de la lumière à ω_2 et de la lumière à $\omega_2 + 2\pi(f_e + f_o)$ modulée par un signal de fréquence $f_e + f_o$.

[0013] Dans une application à la commande d'une antenne à balayage électronique, la fréquence f_e est située dans la gamme des hyperfréquences et correspond à la fréquence d'émission de l'antenne. La fréquence f_o tient lieu de fréquence d'oscillateur local pour le mode de réception de l'antenne dans la suite de la description.

[0014] La lumière émise par le translateur T1 est polarisée selon une direction déterminée. Celle émise par le translateur T2 est polarisée selon une direction perpendiculaire à celle émise par T1.

[0015] Un système mélangeur optique ME superpose la lumière issue du translateur T1 à celle issue du translateur T2. Le faisceau résultant comporte donc de la lumière polarisée selon deux directions orthogonales, comme cela est symbolisé sur la figure 1, et aux différentes fréquences issues des translateurs T1 et T2.

[0016] Le faisceau résultant est étendu par un séparateur de faisceau SE de façon à être réparti sur les différentes entrées d'un ensemble de circuits à retard DCR.

[0017] Cet ensemble de circuits à retard DCR peut être par exemple réalisé comme cela est décrit dans la demande de brevet français n° 92 34 467.

[0018] Chaque circuit à retard retarde différemment la lumière provenant de la source L1 et la lumière provenant de la source L2. Plus précisément, selon un exemple de réalisation, si T est le retard maximum induit par un circuit à retard, la lumière provenant de la source L1 est retardée d'un temps t_i et la lumière provenant de la source L2 est retardée d'un temps $T - t_i$ complémentaire au temps T. Les temps T des différents circuits à retard sont par exemple égaux.

[0019] Par exemple les circuits à retards DCR comportent un ensemble de modulateurs spatiaux de lumière comportant pxp pixels (même nombre de pixels que d'éléments rayonnants d'antenne) et permettant de contrôler le déphasage et le retard affectés à chacun des pxp canaux ainsi découpés. Les circuits à retards DCR fournissent des retards en

progression géométrique de sorte qu'il suffit de N modulateurs spatiaux pour obtenir 2^N valeurs distinctes de retard sur chacun des ppx canaux de l'architecture. La commutation des retards est fondée sur la rotation contrôlée, grâce aux modulateurs spatiaux de lumière, de la polarisation des faisceaux. Afin d'obtenir un oscillateur local adapté en direction, on exploite la propriété du DCR qui est de générer, sur chaque canal, des retards complémentaires pour des états de

[0020] Chaque sortie Sd d'un circuit à retard fournit de la lumière à la longueur d'onde λ_1 modulée à la fréquence f_e et de la lumière à la longueur d'onde λ_2 modulée à la fréquence $f_e + f_o$.

[0021] Des circuits de détection PDRI et PDRn sont connectés aux sorties Sd par exemple par des fibres optiques. Ces circuits sont par exemple réalisés comme représenté en bas à droite de la figure 1. Chaque circuit comporte un séparateur chromatique MD séparant la lumière à la longueur d'onde λ_1 de la lumière à la longueur d'onde λ_2 .

[0022] La lumière à la longueur d'onde λ_1 est transmise à un photodétecteur PDRI,1 qui émet un photocourant de fréquence f_e vers un élément rayonnant ED1.

[0023] Ce photocourant résulte du battement entre la lumière à ω_1 et la lumière à $\omega_1 + 2\pi f_e$.

[0024] Le photocourant transmis est amplifié par un amplificateur de manière à être compatible avec la puissance rayonnée nécessaire pour l'émission de l'élément rayonnant du radar.

[0025] En prévoyant des retards appropriés dans les différents circuits à retard, on contrôle le diagramme de rayonnement de l'antenne. L'orientation d'émission de l'antenne est ainsi commandée de façon optique.

[0026] Par ailleurs la lumière à la longueur d'onde λ_2 est transmise à un autre photodétecteur PDRI,2 par le séparateur chromatique. Celui-ci émet un photocourant résultant du battement entre la lumière à ω_2 et $\omega_2 + 2\pi(f_e + f_o)$. Ce photocourant est appliqué à un mélangeur hyperfréquence Mk qui reçoit également un signal reçu par un élément d'antenne. Il est à noter qu'un coupleur directif CD permet de coupler, d'une part, le photocourant de PDRI,1 à un élément d'antenne dans le sens émission et de coupler, d'autre part, un courant de détection d'un élément d'antenne (dans le sens réception) au mélangeur de fréquence Mk.

[0027] L'ensemble des signaux issus des photodétecteurs PDRI,2 constitue en fait un oscillateur local (homodyne ou hétérodyne) adapté à la direction d'émission de l'antenne.

[0028] Ainsi, le signal reçu par un élément d'antenne EDk est amplifié et est appliqué conjointement au signal issu de PDR_{k2}, sur un mélangeur hyperfréquence Mk. En effet, si le signal émis par l'élément d'antenne EDk est de la forme $S(t - \tau_k)$, le même élément reçoit un signal $R(t' + \tau_k)$ qui doit donc être mélangé à un oscillateur local $S'(t' + T + \tau_k)$.

[0029] Les signaux basse fréquence qui sont issus des mélangeurs sont traités suivant deux possibilités :

- numérisation au niveau de chaque élément d'antenne et sommation de l'ensemble de ces signaux dans un processeur numérique classique de formation fine de faisceau par le calcul FFC. Ce processeur peut en outre être déporté par rapport à l'antenne de réception au moyen d'un nombre réduit de liaisons numériques à fibres optiques multiplexées en longueur d'onde.
- excitation des ppx pixels d'un modulateur spatial de lumière bidimensionnel au moyen de ces ppx signaux basse fréquence afin de mettre en oeuvre un traitement optique cohérent de la voie retour.

[0030] En ce qui concerne les besoins d'un radar, et en raisonnant sur un réseau de deux éléments rayonnants alimentés par des liaisons de longueurs variables qui introduisent des retards, on a pour l'émission une configuration telle qu'illustrée par la figure 2. A titre d'exemple, cette figure présente un réseau constitué de deux éléments rayonnants S_1 , S_2 séparés d'une distance d et alimentés par des retards variables l_1 , l_2 . Un angle θ représente l'angle de visée ou de pointage du faisceau. Un plan 21, perpendiculaire à la direction de pointage 22 notée θ , représente un plan équiphase, c'est-à-dire un plan où tous les signaux ont la même phase. Pour que les deux signaux issus des éléments S_1 , S_2 rayonnent en phase dans la direction θ , il faut que les retards vérifient la relation suivante :

$$l_1 - l_2 = \frac{d \sin \theta}{c} \quad (2)$$

[0031] Dans une architecture directe, les signaux de réception sont transposés sur une porteuse optique. Le système étant réciproque, la condition sur les retards à introduire pour capter une onde dans la direction θ est, dans ce cas, strictement identique.

[0032] Dans une architecture à corrélation du type de celle de la figure 1, des mélangeurs sont introduits derrière chaque élément rayonnant comme l'illustre la figure 3. Les mélangeurs M1, M2 situés derrière chaque élément rayonnant reçoivent le signal en réception et le signal OL de l'oscillateur local ayant subi un retard l_1' , l_2' . Les signaux de fréquence intermédiaire Fi1, Fi2, résultent du mélange du signal reçu, à la fréquence d'émission RF et du signal OL de l'oscillateur

local. Ce mélange se traduit par la soustraction des fréquences et des phases des signaux. Les phases $\varphi(\text{Fi1})$, $\varphi(\text{Fi2})$ des signaux de fréquence intermédiaire Fi1 , Fi2 vérifient les relations suivantes :

$$\varphi(\text{Fi1}) = - \left[(\omega_{\text{RF}} - \omega_{\text{OL}})t + \Phi_{\text{r1}} + \frac{\omega_{\text{OL}} l_1'}{c} \right] \quad (3)$$

$$\varphi(\text{Fi2}) = - \left[(\omega_{\text{RF}} - \omega_{\text{OL}})t + \Phi_{\text{r2}} + \frac{\omega_{\text{OL}} l_2'}{c} \right] \quad (4)$$

où ω_{RF} et ω_{OL} représentent respectivement les pulsations des signaux de réception et de l'oscillateur local, c représentant la vitesse de la lumière.

[0033] Les phases Φ_{r1} et Φ_{r2} représentent les phases reçues sur les dipôles.

[0034] Pour que l'onde venant de la direction e soit captée et sommée, il faut notamment que ces phases vérifient la relation suivante :

$$\Phi_{\text{r2}} = \Phi_{\text{r1}} - \frac{d \sin \theta}{c} \omega_{\text{RF}} \quad (5)$$

et il faut que $\varphi(\text{Fi1}) = \varphi(\text{Fi2})$.

[0035] Il en résulte la relation suivante :

$$\omega_{\text{OL}}(l_2' - l_1') = \omega_{\text{RF}}(l_1 - l_2) \quad (6)$$

[0036] En appliquant des retards complémentaires aux signaux de réception, de pulsation ω_{RF} , et aux signaux issus de l'oscillateur local ω_{OL} , les trajets vérifient $l_1 + l_1' = L$, L étant une longueur constante et i étant égal à 1 ou 2, ou plus lorsque le réseau comporte, comme c'est le cas en général, plus de deux éléments rayonnants. En particulier, $l_1 + l_1' = l_2 + l_2'$. Il vient alors, selon la relation (6):

$$(l_1 - l_2) = \frac{\omega_{\text{OL}}}{\omega_{\text{RF}}} (l_1 - l_2) \quad (7)$$

[0037] Il apparaît donc que la condition de fonctionnement n'est vérifiée que si les pulsations ω_{RF} et ω_{OL} sont relativement proches l'une de l'autre.

[0038] Or, dans le mode de réception d'un radar classique, la fréquence de l'oscillateur local OL est choisie en dehors de la bande d'agilité du radar, de manière notamment à éviter les problèmes liés au repliement de spectre. Par conséquent, l'utilisation en mode réception d'une telle architecture est restreinte aux radars à faible bande passante, par exemple de l'ordre de 10 MHz. Il apparaît donc nécessaire d'apporter des modifications au fonctionnement notamment d'une architecture du type de celle de la figure 1, de manière à conserver la propriété de large bande aux architectures à commande optique utilisant des retards temporels.

[0039] Un inconvénient de l'architecture à corrélation provient donc notamment du fait que l'utilisation des retards complémentaires est incompatible avec des fréquences f_o et f_e , des signaux d'oscillateur local et d'émission, distantes de typiquement 500 MHz pour un radar large bande. Or, ce décalage de fréquences entre l'oscillateur local et le signal d'émission ou de réception est nécessaire au bon fonctionnement du système radar, afin d'éviter les problèmes liés au repliement du spectre comme indiqué précédemment.

[0040] Pour pallier l'inconvénient précité, selon l'invention, des retards complémentaires sont imprimés sur la même fréquence f_e , celle de l'émission, puis l'oscillateur local OL, de fréquence f_{OL} est formé par mélange de la fréquence

d'émission avec une fréquence intermédiaire f_i réalisée par exemple par un générateur de fréquence commun à toutes les voies. Dans ce cas, les deux faisceaux F1, F2 sont tous deux modulés à la même fréquence f_e , qui est la fréquence d'émission. Cette solution, à double mélange, est illustrée par la figure 4. Cette figure présente les circuits associés à un élément rayonnant EDk, d'ordre k. La lumière polarisée 41 en sortie du mélangeur optique ME subit un retard 42 par passage par exemple dans le séparateur de faisceau SE et le circuit à retard DCR tel qu'illustré par la figure 1. Les retards directs et complémentaires sont imprimés sur la même fréquence f_e . A cet effet, un séparateur chromatique MD est situé en sortie des éléments de retard 42, plus particulièrement sur chacune des sorties du circuit à retards DCR. Ce séparateur MD sépare la lumière à la longueur d'onde λ_1 de la lumière à la longueur d'onde λ_2 . La lumière à la longueur d'onde λ_1 est transmise à un premier photodétecteur PD1 qui émet un photocourant de fréquence d'émission f_e vers l'élément rayonnant EDk. Un coupleur directif CD est intercalé entre ce premier photodétecteur PD1 et l'élément rayonnant EDk.

[0041] La lumière à la longueur d'onde λ_2 est transmise à un deuxième photodétecteur PD2 qui émet un photocourant de fréquence d'émission f_e vers une entrée d'un premier mélangeur hyperfréquence Mk1. L'autre entrée de ce mélangeur reçoit la fréquence intermédiaire précitée f_i . La sortie du premier mélangeur Mk1 donne un signal de fréquence $f_e + f_i$, ce signal faisant office de signal d'oscillateur local, la fréquence f_{OL} précitée étant égale à $f_e + f_i$. La sortie du premier mélangeur Mk1 est reliée à l'entrée d'un deuxième mélangeur Mk2 qui reçoit donc le signal de fréquence $f_e + f_i$. L'autre entrée du deuxième mélangeur Mk2 est reliée à une sortie du coupleur directif CD, sachant qu'une de ses entrées est reliée à la sortie du premier photodétecteur PD1 et que l'autre entrée/sortie est reliée à l'élément rayonnant ED1. Ce coupleur directif permet donc d'une part de coupler dans le sens de l'émission le photocourant créé par le premier photodétecteur PD1 à l'élément rayonnant EDk, et d'autre part de coupler dans le sens de la réception l'élément rayonnant EDk avec le deuxième mélangeur Mk2. Le signal de réception fourni à ce deuxième mélangeur Mk2, via le coupleur directif CD, possède une fréquence égale à celle du signal d'émission f_e augmenté d'une fréquence Doppler f_D . Le signal de réception entrant dans le deuxième mélangeur a donc une fréquence égale à $f_e + f_D$. Le signal de sortie du deuxième mélangeur a en conséquence une fréquence égale à $f_i + f_D$, c'est-à-dire une fréquence égale à la somme de la fréquence intermédiaire et de la fréquence Doppler. En d'autres termes, on récupère ainsi en sortie du deuxième mélangeur un signal à la fréquence intermédiaire décalée de la fréquence Doppler. Ce signal est ensuite traité par des moyens de traitement classiques pour les opérations radar.

[0042] La figure 5 illustre un plan équiphase 51 d'une onde émise à partir d'éléments rayonnants EDk se dirigeant vers une cible 52. Chaque élément rayonnant est affecté d'un retard τ_k , produit conformément aux figures 1 et 4. Dans ce cas, chaque élément rayonnant d'ordre k EDk émet un signal dont la phase $\varphi_E(k)$ est défini par la relation suivante :

$$\varphi_E(k) = 2\pi f_e(t - \tau_k) \quad (8)$$

où τ_k représente le retard sur la voie de l'élément rayonnant EDk. A la réception, cette voie reçoit un signal de phase $\varphi_R(k)$ définie par la relation suivante :

$$\varphi_R(k) = 2\pi f_r(t - T - \tau + \tau_k) \quad (9)$$

où la fréquence de réception $f_r = f_e + f_D$, f_D étant la fréquence de décalage Doppler évoquée précédemment. La grandeur T représente le temps d'aller et de retour d'un signal émis à la cible 52, plus particulièrement pour un signal émis depuis un premier groupe d'éléments rayonnants ED1, comme l'illustre notamment la figure 5.

[0043] Les phases φ_{OL} formées sur les voies complémentaires sont définies par la relation suivante :

$$\varphi_{OL}(k) = 2\pi f_e(t - \tau + \tau_k) \quad (10)$$

[0044] L'oscillateur local incliné est obtenu, en sortie du premier mélangeur Mk1, par mélange des voies complémentaires avec une fréquence intermédiaire f_i ayant une phase pure $\varphi_{fi} = 2\pi(f_i)t$. La phase de l'oscillateur local incliné φ_{OL}' est donc donnée par la relation suivante :

$$\varphi_{OL}'(k) = 2\pi(f_e + f_i)t - 2\pi f_e(\tau - \tau_k) \quad (11)$$

[0045] Le deuxième terme $2\pi f_e(\tau - \tau_k)$ de la relation (11) représente une rampe de phase à la fréquence d'émission, ce qui fait suivre à cette phase une loi d'inclinaison en fonction de la fréquence d'émission f_e .

[0046] En mélangeant de nouveau le signal d'oscillateur local incliné avec le signal reçu au moyen du deuxième mélangeur, un signal autour de la fréquence intermédiaire est obtenu dont la phase $\varphi_i(k)$ répond à la relation suivante :

$$\varphi_i(k) = 2\pi(f_i + f_D)t + 2\pi f_D(\tau - \tau_k) + 2\pi(f_e + f_D)T \quad (12)$$

[0047] Compte tenu des ordres de grandeur en jeu, où notamment f_D est de l'ordre de 10^3 Hz et où τ et τ_k sont de l'ordre de 10^{-8} s, le terme $f_D(\tau - \tau_k)$ est négligeable. Les signaux sur les différentes voies associées aux différents éléments rayonnants EDk peuvent donc être sommés en phase puisqu'il n'y a plus de termes dépendant des retards τ_k . Le signal ainsi formé sur une voie possède une phase φ_{signal} définie comme suit:

$$\varphi_{\text{signal}}(k) = 2\pi(f_i + f_D)t + 2\pi(f_e + f_D)T \quad (13)$$

[0048] Le premier terme de la relation (13) $2\pi(f_i + f_D)t$ donne l'information sur la vitesse de la cible et le deuxième terme $2\pi(f_e + f_D)T$, qui est constant par rapport au temps t , donne l'information sur la distance de la cible, plus précisément par le calcul de la grandeur T à partir de laquelle est déduite la distance. La relation (13) montre donc que les signaux issus des différents éléments rayonnants EDk peuvent être sommés en phase, et cela sans limitation de bande passante. La propriété de très large bande permise par une commande optique est ainsi conservée pour la réception.

[0049] Dans un dispositif de commande optique ayant une architecture à corrélation, la contrainte de dynamique sur les liaisons optiques est remplacée par une contrainte de stabilité sur le signal de stabilité de l'oscillateur local. Une architecture à double mélange selon l'invention permet d'éviter la transposition sur une porteuse optique du signal de réception, tout en bénéficiant du traitement à large bande offert par une architecture optique à retards temporels.

[0050] La figure 6 présente une variante de réalisation d'un dispositif selon l'invention. Pour économiser notamment un mélangeur par élément d'antenne, le premier mélange est par exemple effectué par le deuxième photodétecteur PD2. Ce dernier fait donc dans ce cas à la fois office de photodétection et de mélange hyperfréquence. De la sorte, le nombre de mélangeurs est réduit de moitié pour toute l'antenne.

[0051] Dans une autre variante de réalisation, la génération des retards complémentaires nécessaires à l'oscillateur local incliné peut être également obtenue en doublant le nombre de pixels du circuit à retard DCR. Dans ce cas, pxp pixels sont par exemple affectés à la génération des signaux à émettre et pxp autres pixels sont utilisés chacun pour la génération de l'oscillateur local affecté à chaque élément rayonnant. Cette variante de réalisation présente l'avantage d'une plus grande souplesse d'utilisation. Elle permet notamment d'obtenir des diagrammes d'émission et de réception différents. La loi de retard appliquée à l'oscillateur local est totalement indépendante de celle appliquée au signal émis. Si τ_k^e , τ_j^e représentent les retards appliqués à l'émission respectivement à la voie k et à la voie j d'une part, et si τ_k^{OL} , τ_j^{OL} représentent les retards appliqués respectivement à la voie k et à la voie j de l'oscillateur local d'autre part, alors la construction d'un oscillateur local adapté est réalisée, pour une fréquence donnée f_e de la bande du radar, en réalisant l'égalité suivante :

$$(\tau_k^{OL} - \tau_j^{OL})f_{OL} = (\tau_k^e - \tau_j^e)f_e \quad (14)$$

où f_e et f_{OL} représentent les fréquences de l'oscillateur local et du signal d'émission.

[0052] La figure 7 illustre une troisième variante de réalisation d'un dispositif selon l'invention. Dans cette variante, les fonctions des deux mélangeurs Mk1, Mk2 sont interverties. Le signal de fréquence intermédiaire f_i est mélangé au signal de réception de fréquence $f_e + f_D$ par le deuxième mélangeur Mk2 pour former un signal d'oscillateur local en réception en sortie de ce deuxième mélangeur. Ce signal d'oscillateur local en réception est ensuite mélangé au signal d'oscillateur local en émission, dont la fréquence est en fait la fréquence d'émission f_e , par le premier mélangeur Mk1. Ce second mélange donne un signal de fréquence $f_i + f_D$, c'est-à-dire de fréquence intermédiaire augmentée de la fréquence Doppler du signal reçu. Ce second mélange peut aussi s'effectuer directement par le deuxième photodétecteur PD2 conformément à la première variante présentée relativement à la figure 6.

Revendications

1. Dispositif de commande optique d'antenne à balayage électronique comportant des éléments rayonnants à commander (ED1, EDk), ce dispositif comportant un ensemble (DCR) de circuits optiques à retards (42) recevant chacun :

- un premier faisceau lumineux (F1), polarisé selon une première direction et présentant une première longueur d'onde (λ_1), ce premier faisceau étant affecté d'un retard approprié, et
- un deuxième faisceau lumineux (F2), polarisé selon une deuxième direction et présentant une deuxième longueur d'onde (λ_2) ; les deux faisceaux (F1, F2) étant modulés à la fréquence d'émission (f_e);

chaque circuit optique à retards (42) induisant des retards complémentaires ($t_i, T-t_i$) par rapport à une valeur de temps déterminée (T) sur les lumières des premier et deuxième faisceaux qu'il reçoit, un séparateur chromatique (CD) étant situé en sortie de chaque circuit optique à retards (42) et séparant la lumière à la première longueur d'onde (λ_1) de la lumière à la deuxième longueur d'onde (λ_2), chaque élément rayonnant de l'antenne (EDk) étant couplé à la sortie d'un circuit optique à retards (42) par un premier photodétecteur (PD1),

caractérisé en ce que pour chaque signal de réception d'un élément rayonnant (EDk), la fréquence d'oscillateur local (f_{OL}) est fournie en sortie d'un premier mélangeur hyperfréquence (MK1) par mélange de la fréquence d'émission (f_e) et d'une fréquence intermédiaire (f_i), puis la fréquence du signal fournie aux moyens de traitement radar, de fréquence intermédiaire augmentée de la fréquence Doppler (f_D) du signal reçu, est obtenue en sortie d'un deuxième mélangeur hyperfréquence (MK2) par mélange de la fréquence d'oscillateur local avec la fréquence du signal reçu ($f_e + f_D$).

2. Dispositif selon la revendication 1, **caractérisé en ce que** :

- la lumière à la première longueur d'onde (λ_1) est transmise au premier photodétecteur (PD1) qui émet un photocourant de fréquence d'émission (f_e) vers l'élément rayonnant (EDk), un coupleur directif (CD) étant intercalé entre ce premier photodétecteur (PD1) et l'élément rayonnant (EDk) ;
- la lumière à la deuxième longueur d'onde (λ_2) est transmise à un deuxième photodétecteur (PD2) qui émet un photocourant de fréquence d'émission (f_e) vers une entrée du premier mélangeur hyperfréquence (Mk1), l'autre entrée de ce mélangeur recevant une fréquence intermédiaire (f_i), le signal de sortie de ce mélangeur faisant office de signal d'oscillateur local, la sortie du premier mélangeur (Mk1) étant reliée à l'entrée du deuxième mélangeur (Mk2) qui reçoit le signal d'oscillateur local, l'autre entrée du deuxième mélangeur (Mk2) recevant du coupleur directif (CD) le signal reçu par l'élément rayonnant (EDk), pour délivrer sur sa sortie un signal dont la fréquence est la somme de la fréquence intermédiaire (f_i) et de la fréquence Doppler (f_D) du signal reçu.

3. Dispositif de commande optique d'antenne à balayage électronique comportant des éléments rayonnants à commander (ED1, EDk), ce dispositif comportant un ensemble (DCR) de circuits optiques à retards (42) recevant chacun :

- un premier faisceau lumineux (F1), polarisé selon une première direction et présentant une première longueur d'onde (λ_1), ce premier faisceau étant affecté d'un retard approprié; et
- un deuxième faisceau lumineux (F2), polarisé selon une deuxième direction et présentant une deuxième longueur d'onde (λ_2) ; les deux faisceaux (F1, F2) étant modulés à la fréquence d'émission (f_e);

chaque circuit optique à retards (42) induisant des retards complémentaires ($t_i, T-t_i$) par rapport à une valeur de temps déterminée (T) sur les lumières des premier et deuxième faisceaux qu'il reçoit, un séparateur chromatique (CD) étant situé en sortie de chaque circuit optique à retards (42) et séparant la lumière à la première longueur d'onde (λ_1) de la lumière à la deuxième longueur d'onde (λ_2), chaque élément rayonnant de l'antenne (EDk) étant couplé à la sortie d'un circuit optique à retards (42) par un premier photodétecteur (PD1),

caractérisé en ce que pour chaque signal de réception d'un élément rayonnant (EDk), la fréquence d'oscillateur local (f_{OL}) est fournie en sortie d'un premier mélangeur hyperfréquence (Mk2) par mélange de la fréquence du signal reçu ($f_e + f_D$) et d'une fréquence intermédiaire (f_i), puis la fréquence du signal fournie aux moyens de traitement radar, de fréquence intermédiaire augmentée de la fréquence Doppler (f_D) du signal reçu, est obtenue en sortie d'un deuxième mélangeur hyperfréquence (Mk1) par mélange de la fréquence d'oscillateur local avec la fréquence d'émission (f_e).

4. Dispositif selon la revendication 3, **caractérisé en ce que** :

- la lumière à la première longueur d'onde (λ_1) est transmise au premier photodétecteur (PD1) qui émet un

photocourant de fréquence d'émission (f_e) vers l'élément rayonnant (EDk), un coupleur directif (CD) étant intercalé entre ce premier photodétecteur (PD1) et l'élément rayonnant (EDk) ;

- une entrée du premier mélangeur hyperfréquence (Mk2) reçoit sur une première entrée le signal reçu par l'élément rayonnant (EDk) via le coupleur directif (CD), l'autre entrée du premier mélangeur recevant une

fréquence intermédiaire (f_i) ;
 - la lumière à la deuxième longueur d'onde (λ_2) est transmise à un deuxième photodétecteur (PD2) qui émet un photocourant de fréquence d'émission (f_e) vers une entrée du deuxième mélangeur hyperfréquence (Mk1), l'autre entrée de ce mélangeur étant reliée à la sortie du premier mélangeur (Mk2) pour donner un signal dont la fréquence est la somme de la fréquence intermédiaire (f_i) et de la fréquence Doppler (f_D) du signal reçu.

5. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** le deuxième photodétecteur (PD2) est aussi un mélangeur hyperfréquence (Mk1).

6. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, **caractérisé en ce que**, l'antenne comportant ppx éléments rayonnants, l'ensemble des circuits à retards (DCR) comportant un ensemble de modulateurs spatiaux de lumière comportant ppx pixels affectés à la génération des signaux à émettre, cet ensemble comporte en outre ppx autres pixels utilisés chacun pour la génération de l'oscillateur local affecté à chaque élément rayonnant.

7. Dispositif selon la revendication 6, **caractérisé en ce que**, les grandeurs τ_k^e , τ_j^e représentant les retards appliqués à l'émission respectivement à la voie k, associée à l'élément rayonnant d'ordre k, et à la voie j, associée à l'élément rayonnant d'ordre j, d'une part, et τ_k^{OL} , τ_j^{OL} représentant les retards appliqués respectivement à la voie k et à la voie j de l'oscillateur local d'autre part, alors la fréquence f_{OL} de l'oscillateur local vérifie l'égalité suivante :

$$(\tau_k^{OL} - \tau_j^{OL})f_{OL} = (\tau_k^e - \tau_j^e)f_e$$

où f_e représente la fréquence du signal d'émission.

Claims

1. Optical control device for an electronic scanning antenna having radiating elements (ED1, EDk) to be controlled, this device comprising a set (DCR) of optical delay circuits (42) each receiving:

- a first light beam (F1) polarized in a first direction and having a first wavelength (λ_1), this first beam being assigned an appropriate delay; and
 - a second light beam (F2), polarized in a second direction and having a second wavelength (λ_2), the two beams (F1, F2) being modulated at the transmission frequency (f_t) and each optical delay circuit (42) inducing complementary delays (t_i , $T-t_i$) relative to a specified time value (T) on the light of the first and second beams that it receives, a chromatic splitter (CD) being located at the output of each optical delay circuit (42) and splitting the light at the first wavelength (λ_1) from the light at the second wavelength (λ_2), each radiating element (EDk) of the antenna being coupled to the output of an optical delay circuit (42) by a first photodetector (PD1),

characterized in that, for each signal received from a radiating element (EDk), the local oscillator frequency (f_{LO}) is delivered as output of a first microwave mixer (Mk1) by mixing the transmission frequency (f_t) with an intermediate frequency (f_i), then the frequency of the signal delivered to the radar processing means, of intermediate frequency increased by the Doppler frequency (f_D) of the received signal, is obtained at the output of a second microwave mixer (Mk2) by mixing the local oscillator frequency with the frequency of the received signal (f_t+f_D).

2. Device according to Claim 1, **characterized in that**:

- the light at the first wavelength (λ_1) is transmitted to the first photodetector (PD1), which transmits a photocurrent of transmission frequency (f_t) to the radiating element (EDk), a directional coupler (CD) being interposed between this first photodetector (PD1) and the radiating element (EDk); and
 - the light at the second wavelength (λ_2) is transmitted to a second photodetector (PD2), which transmits a photocurrent of transmission frequency (f_t) to an input of the first microwave mixer (Mk1), the other input of this mixer receiving an intermediate frequency (f_i), the output signal from this mixer acting as local oscillator signal,

the output of the first mixer (Mk1), being connected to the input of the second mixer (Mk2) which receives the local oscillator signal, the other input of the second mixer (Mk2) receiving from the directional coupler (CD) the signal received by the radiating element (EDk), in order to deliver at its output a signal whose frequency is the sum of the intermediate frequency (f_i) and the Doppler frequency (f_D) of the received signal.

3. Optical control device for an electronic scanning antenna having radiating elements (ED1, EDk) to be controlled, this device comprising a set (DCR) of optical delay circuits (42) each receiving:

- a first light beam (F1) polarized in a first direction and having a first wavelength (λ_1), this first beam being assigned an appropriate delay; and
- a second light beam (F2), polarized in a second direction and having a second wavelength (λ_2), the two beams (F1, F2) being modulated at the transmission frequency (f_t) and each optical delay circuit (42) inducing complementary delays (t_i , $T-t_i$) relative to a specified time value (T) on the light of the first and second beams that it receives, a chromatic splitter (CD) being located at the output of each optical delay circuit (42) and splitting the light at the first wavelength (λ_1) from the light at the second wavelength (λ_2), each radiating element (EDk) of the antenna being coupled to the output of an optical delay circuit (42) by a first photodetector (PD1),

characterized in that, for each signal received from a radiating element (EDk), the local oscillator frequency (f_{LO}) is delivered as output of a first microwave mixer (Mk2) by mixing the frequency of the received signal ($f_t + f_D$) with an intermediate frequency (f_i), then the frequency of the signal delivered to the radar processing means, of intermediate frequency increased by the Doppler frequency (f_D) of the received signal, is obtained at the output of a second microwave mixer (Mk1) by mixing the local oscillator frequency with the transmission frequency (f_t).

4. Device according to Claim 3, **characterized in that**:

- the light at the first wavelength (λ_1) is transmitted to the first photodetector (PD1), which transmits a photocurrent of transmission frequency (f_t) to the radiating element (EDk), a directional coupler (CD) being interposed between this first photodetector (PD1) and the radiating element (EDk);
- one input of the first microwave mixer (Mk2) receives on a first input the signal received by the radiating element (EDk) via the directional coupler (CD), the other input of the first mixer receiving an intermediate frequency (f_i); and
- the light at the second wavelength (λ_2) is transmitted to a second photodetector (PD2) which emits a photocurrent of transmission frequency (f_t) to an input of the second microwave mixer (Mk1), the other input of this mixer being connected to the output of the first mixer (Mk2) in order to give a signal whose frequency is the sum of the intermediate frequency (f_i) and the Doppler frequency (f_D) of the received signal.

5. Device according to any one of the preceding claims, **characterized in that** the second photodetector (PD2) is also a microwave mixer (Mk1).

6. Device according to any one of the preceding claims, **characterized in that**, when the antenna comprises p x p radiating elements and the set of delay circuits (DCR) comprising a set of spatial light modulators comprising p x p pixels assigned to generating the signals to be transmitted, this set further includes p x p other pixels each used for generating the local oscillator assigned to each radiating element.

7. Device according to Claim 6, **characterized in that**, if the quantities τ_k^t , τ_j^t represent the delays applied to the transmission respectively to channel k, associated with the kth-order radiating element and to channel j associated with the jth-order radiating element, on the one hand, and τ_k^{LO} , τ_j^{LO} represent the delays applied respectively to channel k and to channel j of the local oscillator on the other hand, then the frequency f_{LO} of the local oscillator satisfies the following equation:

$$(\tau_k^{LO} - \tau_j^{LO}) f_{LO} = (\tau_k^t - \tau_j^t) f_t$$

where f_t represents the frequency of the transmission signal.

Patentansprüche

1. Optische Steuervorrichtung für eine Antenne mit elektronischem Abtasten, die zu steuernde Strahlungselemente (ED1, EDk) aufweist, wobei diese Vorrichtung eine Einheit (DCR) optischer Schaltungen mit Verzögerungen (42) aufweist, die jeweils Folgendes empfangen:

- ein erstes Lichtbündel (F1), das entlang einer ersten Richtung polarisiert ist und eine erste Wellenlänge (λ_1) aufweist, wobei diesem ersten Bündel eine entsprechende Verzögerung zugewiesen ist, und
- ein zweites Lichtbündel (F2), das entlang einer zweiten Richtung polarisiert ist und eine zweite Wellenlänge (λ_2) aufweist;

wobei die zwei Lichtbündel (F1, F2) mit Sendefrequenz (f_e) moduliert sind, wobei jede optische Schaltung mit Verzögerungen (42) ergänzende Verzögerungen (t_i , T- t_i) im Vergleich zu einem bestimmten Zeitwert (T) auf dem Licht jeweils des ersten und des zweiten Bündels, das sie empfängt, induziert, wobei sich ein Farbaufteiler (CD) am Ausgang jeder optischen Schaltung mit Verzögerungen (42) befindet und das Licht mit der ersten Wellenlänge (λ_1) von dem Licht mit der zweiten Wellenlänge (λ_2) trennt, wobei jedes Strahlungselement der Antenne (EDk) mit dem Ausgang einer optischen Schaltung mit Verzögerungen (42) durch einen ersten Lichtsensor (PD1) gekoppelt ist,

dadurch gekennzeichnet, dass für jedes Empfangssignal eines Strahlungselements (EDk) die Lokoszillatorfrequenz (f_{OL}) am Ausgang eines ersten Hyperfrequenzmischers (MK1) durch Mischen der Sendefrequenz (f_e) und einer Zwischenfrequenz (f_i) geliefert wird, dass dann die Frequenz des Signals, die an die Radarverarbeitungsmittel geliefert wird, mit Zwischenfrequenz erhöht um die Dopplerfrequenz (f_D) des empfangenen Signals, am Ausgang eines zweiten Hyperfrequenzmischers (MK2) durch Mischen der Lokoszillatorfrequenz mit der Frequenz des empfangenen Signals ($f_e + f_D$) erzielt wird.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet, dass:**

- das Licht mit der ersten Wellenlänge (λ_1) an den ersten Lichtsensor (PD1) übertragen wird, der einen Fotostrom mit Sendefrequenz (f_e) zu dem Strahlungselement (EDk) sendet, wobei ein Richtkoppler (CD) zwischen diesem ersten Lichtsensor (PD1) und dem Strahlungselement (EDk) eingefügt ist;
- das Licht mit der zweiten Wellenlänge (λ_2) an einen zweiten Lichtsensor (PD2) übertragen wird, der einen Fotostrom mit Sendefrequenz (f_e) zu einem Eingang des ersten Hyperfrequenzmischers (Mk1) sendet, wobei der andere Eingang dieses Mischers eine Zwischenfrequenz (f_i) empfängt, wobei das Ausgangssignal dieses Mischers als Lokoszillatorsignal dient, wobei der Ausgang des ersten Mischers (Mk1) mit dem Eingang des zweiten Mischers (Mk2), der das Lokoszillatorsignal empfängt, verbunden ist, wobei der andere Eingang des zweiten Mischers (Mk2) von dem Richtkoppler (CD) das von dem Strahlungselement (EDk) empfangene Signal empfängt, um auf seinen Ausgang ein Signal zu liefern, dessen Frequenz die Summe der Zwischenfrequenz (f_i) und der Dopplerfrequenz (f_D) des empfangenen Signals ist.

3. Optische Steuervorrichtung für eine Antenne mit elektronischem Abtasten, die zu steuernde Strahlungselemente (ED1, EDk) aufweist, wobei diese Vorrichtung eine Einheit (DCR) optischer Schaltungen mit Verzögerungen (42) aufweist, die jeweils Folgendes empfangen:

- ein erstes Lichtbündel (F1), das entlang einer ersten Richtung polarisiert ist und eine erste Wellenlänge (λ_1) aufweist, wobei diesem ersten Bündel eine entsprechende Verzögerung zugewiesen ist, und
- ein zweites Lichtbündel (F2), das entlang einer zweiten Richtung polarisiert ist und eine zweite Wellenlänge (λ_2) aufweist,

wobei die zwei Bündel (F1, F2) mit der Sendefrequenz f_e moduliert sind, wobei jede optische Schaltung mit Verzögerungen (42) ergänzende Verzögerungen (t_i , T- t_i) im Vergleich zu einem bestimmten Zeitwert (T) an dem Licht des ersten und des zweiten Bündels, das sie empfängt, induziert, wobei sich am Ausgang jeder optischen Schaltung mit Verzögerungen (42) ein Farbaufteiler (CD) befindet und das Licht mit der ersten Wellenlänge (λ_1) von dem Licht mit der zweiten Wellenlänge (λ_2) trennt, wobei jedes Strahlungselement der Antenne (EDk) mit dem Ausgang einer optischen Schaltung mit Verzögerungen (42) durch einen ersten Lichtsensor (PD1) gekoppelt ist,

dadurch gekennzeichnet, dass für jedes Empfangssignal eines Strahlungselements (EDk) die Lokoszillatorfrequenz (f_{OL}) am Ausgang eines ersten Hyperfrequenzmischers (Mk2) durch Mischen des empfangenen Signals ($f_e + f_D$) mit einer Zwischenfrequenz (f_i) geliefert wird, dass dann die Frequenz des an die Radarverarbeitungsmittel

gelieferten Signals, mit Zwischenfrequenz erhöht um die Dopplerfrequenz (f_D) des empfangenen Signals, am Ausgang eines zweiten Hyperfrequenzmischers (Mk1) durch Mischen der Lokaloszillatorfrequenz mit der Sendefrequenz (f_e) erzielt wird.

4. Vorrichtung nach Anspruch 3, **dadurch gekennzeichnet, dass**:

- das Licht mit der ersten Wellenlänge (λ_1) an den ersten Lichtsensor (PD1) übertragen wird, der einen ersten Fotostrom mit Sendefrequenz (f_e) zu dem Strahlungselement (EDk) sendet, wobei ein Richtkoppler (CD) zwischen diesen ersten Lichtsensor (PD1) und das Strahlungselement (EDk) eingefügt ist;
- ein Eingang des ersten Hyperfrequenzmischers (Mk2) auf einem ersten Eingang das von dem Strahlungselement (EDk) über den Richtkoppler (CD) empfangene Signal empfängt, wobei der andere Eingang des ersten Mischers eine Zwischenfrequenz (f_i) empfängt,
- das Licht mit der zweiten Wellenlänge (λ_2) an einen zweiten Lichtsensor (PD2) übertragen wird, der einen Fotostrom mit Sendefrequenz (f_e) zu einem Eingang des zweiten Hyperfrequenzmischers (Mk1) sendet, wobei der andere Eingang dieses Mischers mit dem Ausgang des ersten Mischers (Mk2) verbunden ist, um ein Signal zu ergeben, dessen Frequenz die Summe der Zwischenfrequenz (f_i) und der Dopplerfrequenz (f_D) des empfangenen Signals ist.

5. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** der zweite Lichtsensor (PD2) auch ein Hyperfrequenzmischer (Mk1) ist.

6. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Antenne pxp Strahlungselemente aufweist, wobei die Einheit der Schaltungen mit Verzögerungen (DCR) eine Einheit Licht-Raummodulatoren aufweist, die pxp Pixel aufweisen, die dem Erzeugen der zu sendenden Signale zugewiesen sind, wobei diese Einheit ferner pxp weitere Pixel aufweist, die jeweils zum Erzeugen des Lokaloszillators, der jedem Strahlungselement zugewiesen ist, verwendet werden.

7. Vorrichtung nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Größen τ_k^e , τ_j^e , die Verzögerungen darstellen, die auf das Senden jeweils an den Kanal k, der dem Strahlungselement mit Rang k zugewiesen ist, und an den Kanal j, der dem Strahlungselement mit Rang j zugewiesen ist, angewandt werden, und τ_k^{OL} , τ_j^{OL} die Verzögerungen darstellen, die jeweils an den Kanal k und an den Kanal j des Lokaloszillators andererseits angewandt werden, während die Frequenz f_{OL} des Lokaloszillators der folgenden Gleichung entspricht:

$$(\tau_k^{OL} - \tau_j^{OL}) f_{OL} = (\tau_k^e - \tau_j^e) f_e,$$

wobei f_e die Frequenz des Sendesignals darstellt.

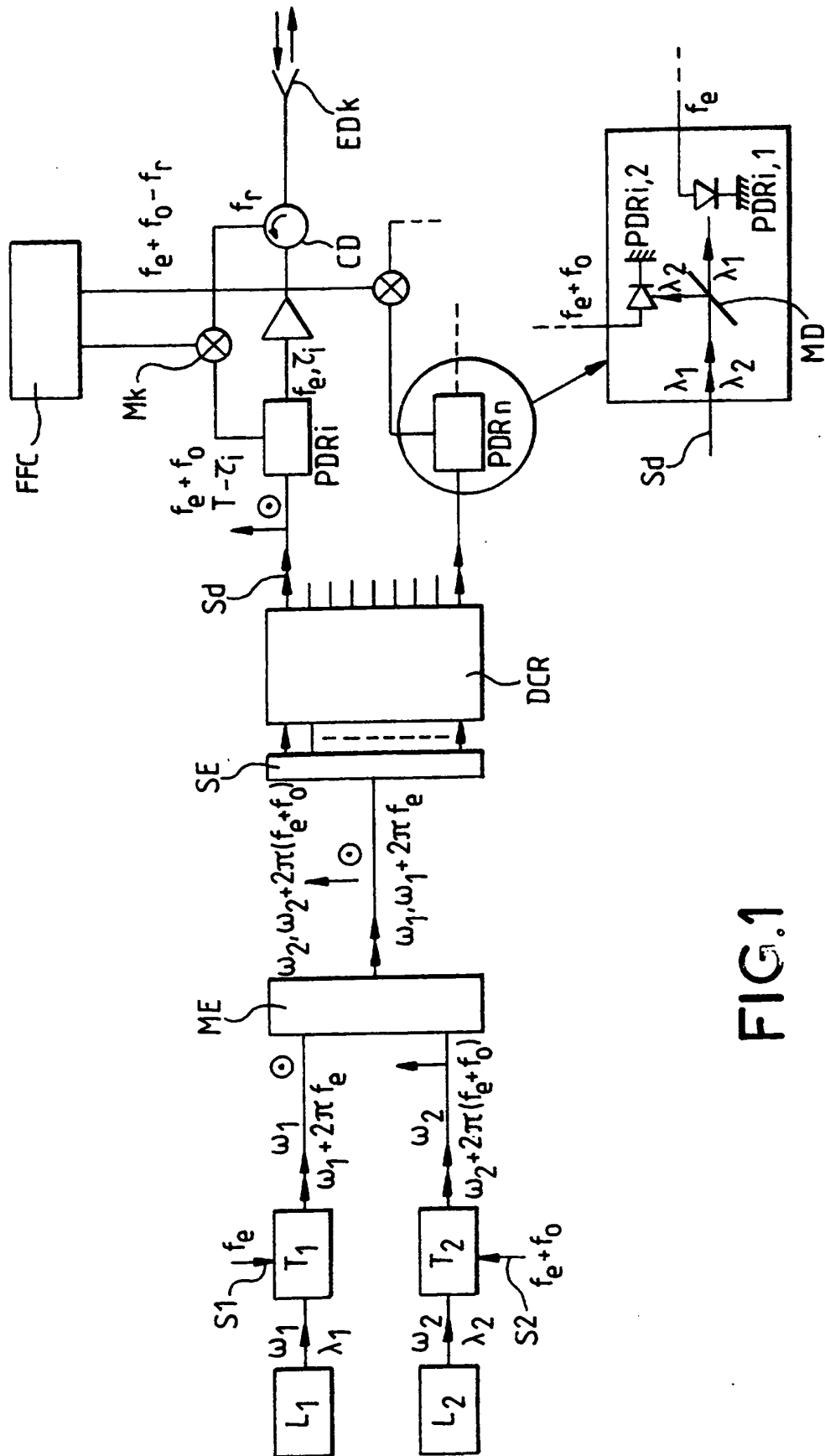


FIG. 1

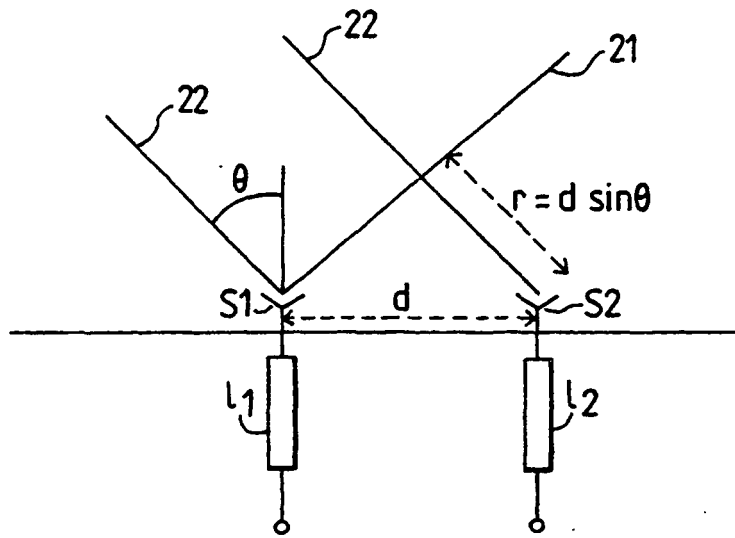


FIG.2

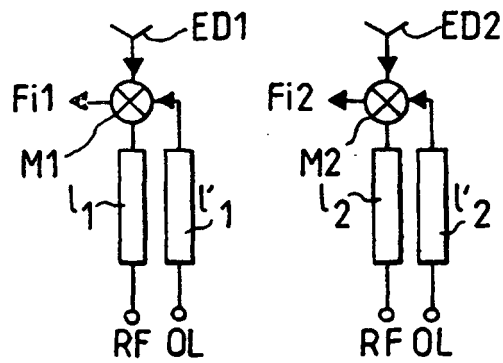


FIG.3

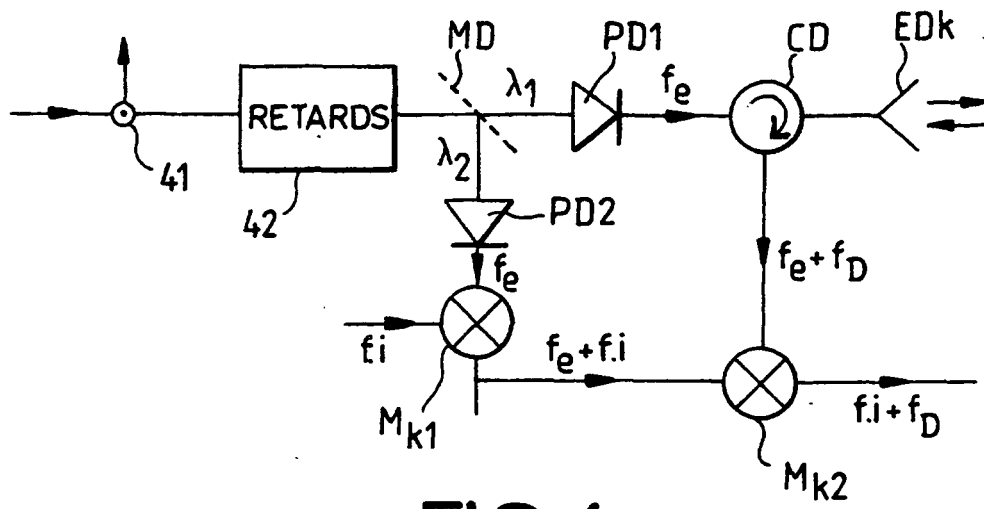


FIG.4

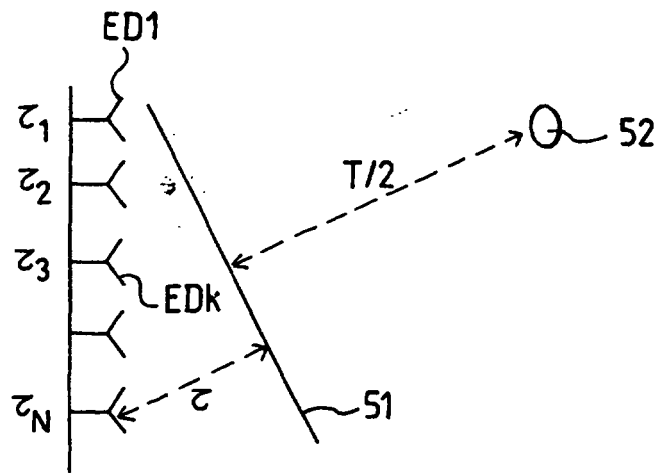


FIG.5

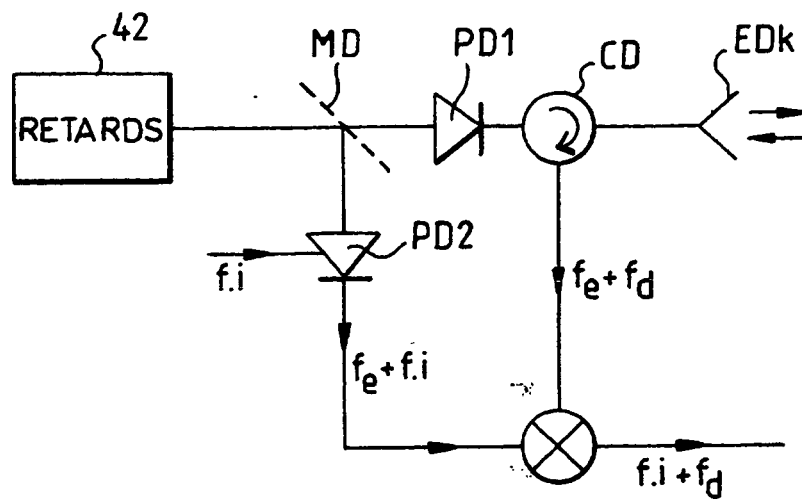


FIG. 6

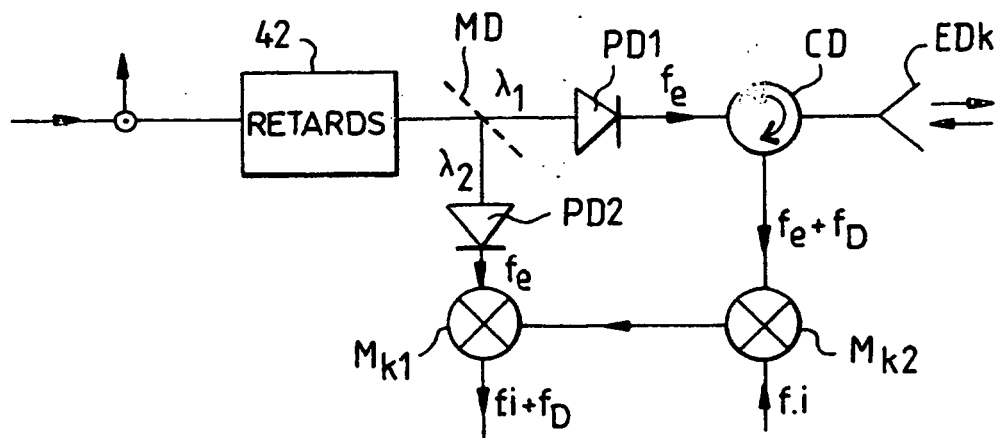


FIG. 7

RÉFÉRENCES CITÉES DANS LA DESCRIPTION

Cette liste de références citées par le demandeur vise uniquement à aider le lecteur et ne fait pas partie du document de brevet européen. Même si le plus grand soin a été accordé à sa conception, des erreurs ou des omissions ne peuvent être exclues et l'OEB décline toute responsabilité à cet égard.

Documents brevets cités dans la description

- FR 2659754 [0004]
- FR 2725076 [0005]
- EP 0708491 A [0005]
- FR 9411498 [0010]
- FR 9234467 [0017]