



(12) **DEMANDE DE BREVET EUROPEEN**

(43) Date de publication:
30.06.2010 Bulletin 2010/26

(51) Int Cl.:
H01P 1/161 (2006.01) H01P 1/213 (2006.01)

(21) Numéro de dépôt: **09169222.8**

(22) Date de dépôt: **02.09.2009**

(84) Etats contractants désignés:
**AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR
HR HU IE IS IT LI LT LU LV MC MK MT NL NO PL
PT RO SE SI SK SM TR**
Etats d'extension désignés:
AL BA RS

- **Lepeltier, Philippe**
31320, CASTANET (FR)
- **Verlhac, Sophie**
31400, TOULOUSE (FR)
- **Lasserre, Alain**
31170, TOURNEFEUILLE (FR)

(30) Priorité: **16.12.2008 FR 0807063**

(71) Demandeur: **Thales**
92200 Neuilly Sur Seine (FR)

(72) Inventeurs:
• **Bosshard, Pierre**
31170, TOURNEFEUILLE (FR)

(74) Mandataire: **Nguyen, Dominique et al**
Marks & Clerk France
Immeuble Visium
22, avenue Aristide Briand
94117 Arcueil Cedex (FR)

(54) **Ensemble d'excitation compact pour la génération d'une polarisation circulaire dans une antenne et procédé d'élaboration d'un tel ensemble d'excitation**

(57) L'ensemble d'excitation compact pour la génération d'une polarisation circulaire dans une antenne comporte un transducteur orthomode diplexant et un coupleur à branches, et est **caractérisé en ce que** le transducteur orthomode (21), appelé OMT, est dissymétrique et comporte un guide d'onde principal (22) à section carrée ou circulaire d'axe longitudinal ZZ' et deux branches couplées au guide d'onde principal (22) par respectivement deux fentes (25, 26) de couplage en parallèle, les deux fentes de couplage (25, 26) étant réalisées dans deux parois orthogonales du guide d'onde, les deux branches de l'OMT étant respectivement reliées à deux guides d'onde (35, 36) d'un coupleur à branches déséquilibré (40), le coupleur à branches (40) ayant deux coefficients de partage (α , β) différents et optimisés de manière à compenser des composantes parasites orthogonales (δy , δx) de champ électrique engendrées par la dissymétrie de l'OMT (21).

Application en particulier aux antennes d'émission et/ou de réception tel que par exemple aux antennes multifaisceaux.

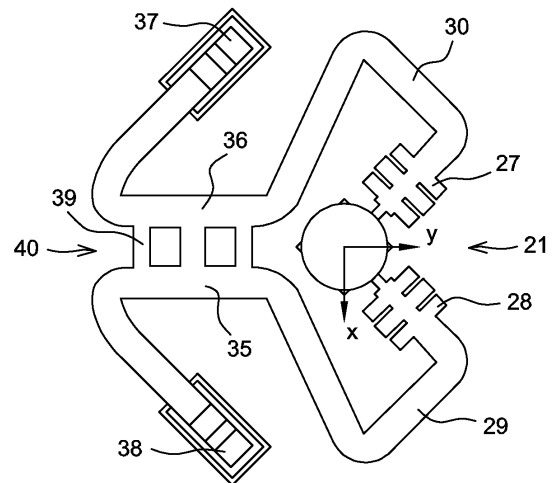


FIG.2

Description

[0001] La présente invention concerne un ensemble d'excitation compact pour la génération d'une polarisation circulaire dans une antenne, à une antenne comportant un tel ensemble d'excitation compact et à un procédé d'élaboration d'un tel ensemble d'excitation compact. Elle s'applique notamment au domaine des antennes d'émission et/ou de réception et plus particulièrement aux antennes comportant un réseau d'éléments rayonnants élémentaires reliés à un dispositif de transduction orthomode associé à un coupleur, tel que par exemple aux antennes multifaisceaux.

[0002] L'élaboration d'un grand nombre de faisceaux contigus implique de réaliser une antenne comportant un grand nombre d'éléments rayonnants élémentaires, placés dans le plan focal d'un réflecteur parabolique, dont l'espacement dépend directement de l'écart angulaire entre les faisceaux. Le volume alloué pour l'implémentation d'une chaîne radiofréquence RF chargée d'assurer les fonctions d'émission et de réception en bipolarisation circulaire est borné par la surface radiative d'un élément rayonnant, dans le cas d'une application multifaisceaux.

[0003] Dans la configuration la plus courante où chaque source, constituée d'un élément rayonnant couplé à une chaîne radiofréquence, élabore un faisceau, appelé aussi un spot, chaque faisceau formé est émis par exemple par un cornet dédié constituant l'élément rayonnant élémentaire et la chaîne radiofréquence réalise, pour chaque faisceau, les fonctions émission/réception en mono-polarisation ou en bi-polarisation dans une bande de fréquences choisie en fonction des besoins des utilisateurs et/ou des opérateurs. Généralement, une chaîne radiofréquence comporte principalement un exciteur et des chemins de guides d'ondes, appelés aussi circuits de recombinaison, permettant de relier les composants radiofréquences. Pour élaborer une polarisation circulaire, il est connu d'utiliser un exciteur comportant un transducteur orthomode connu sous l'acronyme OMT (en anglais : OrthoMode Transducer) connecté à un élément rayonnant élémentaire par exemple de type cornet. L'OMT alimente le cornet (en transmission), ou est alimenté par le cornet (en réception), sélectivement soit avec un premier mode électromagnétique présentant une première polarisation, soit avec un second mode électromagnétique présentant une seconde polarisation orthogonale à la première. Les première et seconde polarisations, auxquelles sont associées deux composantes de champs électriques, sont linéaires et appelées respectivement polarisation horizontale H et polarisation verticale V. La polarisation circulaire est réalisée en associant l'OMT à un coupleur à branches (en anglais : branch line coupler) chargé de placer les composantes de champs électriques H et V en quadrature de phase. La recherche d'une solution compacte conduit à regrouper les composants radiofréquences et les circuits de recombinaison de la chaîne radiofréquence sur plusieurs

niveaux empilés les uns au-dessous des autres, comme représenté par exemple sur les figures 1a et 1b décrites ci-après. Cependant plus le nombre de faisceaux est élevé, plus la complexité, la masse et le coût de la chaîne radiofréquence sont importantes. Pour diminuer encore la masse et le coût d'une chaîne radiofréquence il est donc nécessaire de modifier son architecture électrique.

[0004] La présente invention a pour but de remédier à ce problème en proposant un nouvel ensemble d'excitation fonctionnant en bi-polarisation, ne nécessitant pas de réglage et permettant de simplifier et de rendre plus compacte la chaîne radiofréquence et d'en diminuer ainsi la masse et le coût.

[0005] Pour cela, l'invention concerne un ensemble d'excitation compact pour la génération d'une polarisation circulaire dans une antenne comportant un transducteur orthomode diplexant et un coupleur à branches, **caractérisé en ce que** le transducteur orthomode, appelé OMT, est dissymétrique et comporte un guide d'onde principal à section carrée ou circulaire d'axe longitudinal ZZ' et deux branches couplées au guide d'onde principal par respectivement deux fentes de couplage en parallèle, les deux fentes de couplage étant réalisées dans deux parois orthogonales du guide d'onde, les deux branches de l'OMT étant respectivement reliées à deux guides d'onde d'un coupleur à branches déséquilibré, le coupleur à branches ayant deux coefficients de partage différents et optimisés de manière à compenser des composantes parasites orthogonales de champ électrique engendrées par la dissymétrie de l'OMT.

[0006] Avantageusement, la section du guide d'onde principal de l'OMT en aval des fentes de couplage est inférieure à la section du guide d'onde principal de l'OMT en amont des fentes de couplage, la rupture de section formant un plan de court-circuit.

[0007] Avantageusement, les fentes de couplage de l'OMT, ayant une longueur L1 et une largeur L2, sont reliées au coupleur à branches par l'intermédiaire de deux filtres à stub placés à une distance D1 des fentes de couplage, la distance D1, la longueur L1 et la largeur L2 sont choisies de manière à réaliser une orthogonalité entre les composantes parasites de champ électrique engendrées par la dissymétrie de l'OMT.

[0008] Avantageusement, les coefficients de partage du coupleur à branches sont déterminés à partir des trois relations suivantes :

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1$$

$$\alpha \cdot E_x - \beta \cdot \delta y = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ volt/mètre,}$$

$$\beta \cdot E_y + \alpha \cdot \delta x = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ volt/mètre.}$$

[0009] L'invention concerne aussi une antenne **carac-**

térisée en ce qu'elle comporte au moins un tel ensemble d'excitation compact.

[0010] Enfin, l'invention concerne également un procédé d'élaboration d'un ensemble d'excitation compact pour la génération d'une polarisation circulaire dans une antenne, **caractérisé en ce qu'il** consiste à coupler un transducteur orthomode OMT dissymétrique à deux branches avec un coupleur à branches déséquilibré comportant deux coefficients de partage différents, à dimensionner l'OMT de façon à établir une quadrature de phase entre deux composantes parasites de champ électrique engendrées par la dissymétrie de l'OMT, et à optimiser les coefficients de partage du coupleur à branches pour compenser les deux composantes parasites de champ électrique.

[0011] Avantagusement, le dimensionnement de l'OMT consiste à déterminer une longueur L1 des fentes de couplage de l'OMT, à déterminer une distance D1 séparant les fentes de couplage de deux filtres à stubs placés entre les fentes de couplage et le coupleur à branches, à placer un plan de court-circuit dans le guide d'onde principal de l'OMT en aval des fentes de couplage, la distance D1, la longueur L1 et la largeur L2 étant choisies de manière à réaliser une orthogonalité entre les composantes parasites de champ électrique engendrées par la dissymétrie de l'OMT.

[0012] Avantagusement, les coefficients de partage du coupleur à branches sont déterminés à partir des trois relations suivantes :

- $\alpha^2 + \beta^2 = 1$
- $\alpha \cdot E_x - \beta \cdot \delta y = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ volt/mètre,}$
- $\beta \cdot E_y + \alpha \cdot \delta x = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ volt/mètre.}$

[0013] D'autres particularités et avantages de l'invention apparaîtront clairement dans la suite de la description donnée à titre d'exemple purement illustratif et non limitatif, en référence aux dessins schématiques annexés qui représentent :

- figure 1a: un schéma en vue de dessus d'un exemple d'OMT diplexant, selon l'art antérieur ;
- figure 1b : une vue en perspective d'un exemple de chaîne RF comportant un OMT diplexant de la figure 1 a ;
- figure 2 : une vue en coupe d'un exemple d'architecture simplifiée d'une chaîne RF comportant un ensemble d'excitation compact, selon l'invention ;
- figures 3a et 3b : deux vues, respectivement en perspective et en vue de dessus, d'un exemple d'OMT diplexant dissymétrique, selon l'invention ;
- figure 4: un exemple de couplage entre les deux ports couplé et isolé obtenu avec un OMT dissymétrique avant optimisation de la forme de l'OMT, selon

l'invention ;

- figure 5 : un exemple de dispersion de phase entre les ports couplé et isolé d'un OMT avant optimisation de la forme de l'OMT, selon l'invention ;
- 5 - figure 6 : un exemple de dispersion de phase entre les ports couplé et isolé d'un OMT après optimisation des paramètres de forme de l'OMT, selon l'invention ;
- 10 - figure 7 : une vue schématique de dessus de l'OMT montrant les composantes de champ parasites après optimisation des paramètres de forme de l'OMT, selon l'invention.
- figures 8a et 8b : une vue en perspective et une vue en coupe longitudinale, d'un exemple de coupleur à branches déséquilibré, selon l'invention ;
- 15 - figures 9a et 9b : un exemple montrant le taux d'ellipticité obtenu en associant un OMT à deux branches et un coupleur à branches déséquilibré pour former un ensemble d'excitation compact, selon l'invention.
- 20

[0014] Le transducteur orthomode 5 à quatre branches représenté sur la figure 1a comporte un guide d'onde principal 10 d'axe longitudinal ZZ', à section carrée ou circulaire par exemple, ayant une première extrémité destinée à être reliée à un cornet, non représenté, et une deuxième extrémité de sortie, les deux extrémités étant situées dans l'axe longitudinal du corps du guide d'onde principal. Un groupe de quatre fentes longitudinales, ou transversales, 11, 12, 13, 14 de couplage en parallèle sont réalisées dans la paroi de chacune des quatre faces latérales du guide d'onde principal et disposées de façon diamétralement opposées deux à deux. Entre le cornet et les fentes de couplage, les dimensions du guide d'onde principal 10 sont adaptées à la propagation des modes électromagnétiques fondamentaux associés aux composantes de champs H et V du guide d'onde principal dans les bandes de fréquences d'émission et de réception. Au-delà des fentes de couplage, la section du guide d'onde principal diminue ce qui engendre un plan de court-circuit pour la bande de fréquences basse. A la fréquence de coupure, le guide se comporte alors comme un filtre passe-haut ne laissant passer que la bande de fréquences haute. Les composantes de champs H et V associées aux modes électromagnétiques fondamentaux TE01 et TE10 du guide d'onde à section carré, ou aux modes TE11H et TE11 V du guide d'onde à section circulaire, sont couplées dans la bande de fréquences basse, par exemple la bande d'émission, par les quatre fentes de couplage en parallèle 11, 12, 13, 14. La bande de fréquences haute, par exemple la bande de réception, est rejetée par quatre filtres à stubs 15, 16, 17, 18 reliés aux quatre fentes d'accès en parallèle et se propage dans le guide d'onde principal jusqu'à son extrémité de sortie. L'ensemble OMT et filtres, appelé OMT diplexant, présente ainsi six ports physiques et son fonctionnement est compatible avec une application en polarisation linéaire ou une polarisation circulaire. La bande de fré-

quences basse peut par exemple être réservée à l'émission de signaux radiofréquences RF et la bande de fréquences haute peut être réservée à la réception des signaux RF. Comme représenté sur la figure 1b, à l'émission, l'élaboration d'une polarisation circulaire est assurée par un coupleur à branches 19 équilibré à 3 dB qui alimente les quatre fentes de couplage 11, 12, 13, 14 deux à deux en quadrature de phase. Les fentes opposées sont alimentées en phase par l'intermédiaire de circuits de recombinaison 20 en phase. Les différents composants de l'ensemble d'excitation constitué de l'OMT diplexant et du coupleur à branches, sont optimisés séparément et la fonction de transfert globale résulte des performances intrinsèques de chaque composant. La géométrie de l'OMT 5 à quatre branches impose, à l'endroit des fentes de couplages, un plan de symétrie au champ électrique qui se propage dans l'OMT ce qui minimise l'amplitude des composantes croisées du champ électrique. Ainsi la pureté de polarisation circulaire ne dépend pas de l'OMT 5 mais uniquement du coupleur à branches 19 et des circuits de recombinaison 20 qui réalisent le partage de puissance et la quadrature de phase entre les fentes de couplage. Un polariseur septum, non représenté, est connecté à l'extrémité de sortie du guide d'onde principal de l'OMT, le polariseur septum réalisant l'élaboration de la polarisation circulaire à la réception.

[0015] Les composants radiofréquences et les circuits de recombinaison de la chaîne radiofréquence sont empilés sur plusieurs niveaux, deux niveaux 1, 2 sont représentés sur la figure 1b mais il y en a généralement trois, disposés les uns au-dessous des autres. L'intégration des composants est alors maximale et pour diminuer encore la masse, le volume et le coût de la chaîne radiofréquence, il est nécessaire de modifier son architecture.

[0016] La figure 2 représente un exemple d'architecture simplifiée d'une chaîne RF comportant un ensemble d'excitation compact, selon l'invention. La chaîne RF comporte essentiellement un transducteur orthomode diplexant 21 à deux branches représenté sur les figures 3a et 3b et un coupleur à branches 40 déséquilibré. L'OMT 21 comporte un guide d'onde principal 22, par exemple à section carrée ou circulaire, et d'axe longitudinal ZZ', comportant deux extrémités 23, 24, la première extrémité 23 couplée à un accès circulaire 31 étant destinée à être reliée à un cornet, non représenté, et comportant deux fentes de couplage 25, 26 d'accès en parallèle réalisées dans la paroi du guide d'onde principal et débouchant dans les deux branches respectives de l'OMT. Les deux fentes d'accès en parallèle 25, 26 sont réalisées dans deux parois latérales orthogonales du guide d'onde principal et disposées, par exemple et de préférence, à une même hauteur par rapport aux deux extrémités 23, 24 du guide d'onde principal. La bande de fréquences basse peut par exemple être réservée à l'émission de signaux RF et la bande de fréquences hautes peut être réservée à la réception des signaux RF. A l'émission, chacune des deux fentes de couplage 25, 26

est reliée au coupleur à branche 22 par l'intermédiaire d'un filtre à stubs 27, 28 et de circuits de recombinaison 29, 30. L'accès circulaire 31 constitue le port d'entrée et de sortie commun à deux composantes de champ électrique, respectivement horizontale H et verticale V, correspondant à deux modes électromagnétiques polarisés orthogonalement se propageant à l'émission et à la réception. Chaque fente d'accès en parallèle associée à un filtre à stubs constitue un port d'entrée et de sortie de l'une des composantes de champ électrique, appelé port couplé pour cette composante, l'autre port étant appelé port isolé. A titre d'exemple, sur la figure 3a, la composante de champ électrique verticale H passe par le port couplé 32, le port 33 étant le port isolé pour cette composante H. Pour la composante de champ électrique verticale V, le port couplé est le port 33 et le port isolé est le port 32. Le coupleur à branches 40 comporte deux guides d'onde rectangulaires 35, 36 formant deux branches principales reliées respectivement, par une première extrémité, à l'un des ports 32, 33 de l'OMT, et par une deuxième extrémité, à un accès d'alimentation respectif 37, 38, les accès d'alimentation 37, 38 ayant une même longueur électrique. Chaque accès d'alimentation est relié à chacune des deux branches principales 35, 36 du coupleur à branches 40 pour l'alimenter par un champ électrique. Les deux branches principales du coupleur à branches sont couplées entre elles par l'intermédiaire de fentes de couplage, non représentées, débouchant dans au moins un guide d'onde transversal 39 constituant une branche transversale. La longueur des guides transversaux 39, en nombre prédéterminé, par exemple égal à trois sur la figure 2, est égale à $\lambda_g/4$ de façon à réaliser, en sortie du coupleur à branches 40, un déphasage de 90° entre les deux composantes de champ électrique, λ_g étant la longueur d'onde guidée du mode fondamental se propageant dans les branches principales 35, 36 du coupleur 40.

[0017] A la réception, un polariseur septum, non représenté peut être connecté à la deuxième extrémité 24 du guide d'onde principal de l'OMT.

[0018] D'un point de vue géométrique, l'OMT diplexant à deux branches ne permet pas le découplage naturel des composantes de champ électrique horizontale H et verticale V en raison de l'absence de symétrie à l'endroit des fentes de couplage 25, 26. L'analyse des paramètres de la matrice de dispersion de l'énergie entre le port commun 31 et le port couplé 32 correspondant à l'une des composantes du champ électrique, puis entre le port commun et le port isolé 33 de la même composante du champ électrique montre, comme représenté sur les figures 4 et 5, qu'il y a un couplage d'énergie, de l'ordre de - 20 dB, entre le port couplé et le port isolé et qu'il existe une différence de phase dispersive en fréquence entre les deux ports, la quadrature de phase n'étant obtenue que pour une fréquence particulière, bien que physiquement les longueurs depuis le port commun 31 vers les deux ports couplé et isolé 32, 33 soient identiques. Ceci signifie que, en raison de la dissymétrie de l'OMT,

l'énergie du mode fondamental qui se propage dans le guide d'onde principal ne passe pas intégralement dans le port couplé mais en partie vers le port isolé. La distribution de l'énergie entre les deux ports est due au fait que outre le couplage du mode fondamental TE₁₀ à -20 dB, il y a un couplage à -20 dB du mode TE₂₀ (ou TE₀₂ suivant que l'on considère la composante H ou V du champ électrique) entre le port couplé et le port isolé. Le mode TE₂₀ (ou TE₀₂) interfère sur le partage de puissance et induit une insertion de phase différente du champ électrique sur le port couplé par rapport au port isolé.

[0019] Selon l'invention, l'OMT à deux branches ne permettant pas de découpler totalement les deux composantes du champ électrique lorsqu'il est associé avec un coupleur à branches équilibré à 3 dB qui réalise le partage de puissance à parts égales et la quadrature de phase entre les fentes de couplage, il n'est pas possible d'obtenir une polarisation circulaire. La polarisation obtenue est elliptique, avec un taux d'ellipticité du champ rayonné égal à 1,7 dB.

[0020] Cependant, en agissant sur les paramètres de forme de l'OMT tels que la longueur L₁ et la largeur L₂ des fentes de couplage 25, 26, la distance entre la fente et le plan de court-circuit pour la bande de fréquence basse correspondant aux changements de section du guide principal, la distance D₁ entre les fentes 25, 26 et le début des filtres à stubs 27, 28, il est possible, comme représenté sur l'exemple de la figure 6, de mettre la composante de champ sur le port isolé en quadrature de phase avec la composante de champ sur le port couplé et de rendre le comportement différentiel des phases entre ces deux composantes de champ couplée et isolée apériodique sur une bande passante supérieure à 7% de la bande de fréquences basse totale. La distance D₁ agit sur la dispersion en fréquence de la phase de la composante de champ principale sur le port couplé par rapport à la composante de champ croisée parasite sur le port isolé. La longueur L₁ et la largeur L₂ permettent de régler la phase absolue à -90° entre la composante de champ sur le port couplé et la composante de champ parasite sur le port isolé. La distance entre la fente et le plan de court-circuit peut par exemple être nulle. Cependant, l'optimisation des paramètres de forme de l'OMT est une optimisation à variables multiples pour laquelle d'autres paramètres agissent au second ordre, en créant par exemple des battements d'énergie entre des discontinuités radiofréquences, et qu'il n'est possible d'optimiser que par itérations successives et par une analyse des modes électromagnétiques qui se propagent.

[0021] La figure 7 montre que le champ électrique résultant d'une alimentation sur le port d'accès 32, 33 de la polarisation horizontale H, respectivement verticale V, se décompose alors en deux composantes déphasées de -90°. Ainsi, pour le port d'accès 33 de la composante verticale V du champ électrique E_y s'ajoute une composante horizontale parasite δ_y déphasée de -90° par rapport à E_y et pour le port d'accès 32 de la composante

horizontale H du champ électrique E_x s'ajoute une composante verticale parasite δ_x déphasée de -90° par rapport à E_x. Les composantes parasites δ_y et δ_x sont atténuées de 20 dB par rapport à l'amplitude de E_x et E_y.

[0022] L'OMT dissymétrique, selon l'invention, associé à un coupleur à branches déséquilibré, permet la compensation du défaut induit par la dissymétrie de l'OMT et un fonctionnement de l'antenne en mono-polarisation et en bi-polarisation avec une excellente pureté de polarisation.

[0023] Pour avoir une bonne pureté de polarisation circulaire, les composantes H et V du champ électrique doivent avoir la même amplitude et être en quadrature de phase. Les figures 8a et 8b montrent une vue en perspective et une vue en coupe longitudinale, d'un exemple de coupleur à branches déséquilibré 40, selon l'invention. Le coupleur à branches 40 comporte quatre ports 1 à 4 situés aux quatre extrémités des deux branches principales. Les ports 1 et 4 sont destinés à être reliés aux deux accès d'alimentation, les deux ports 2 et 3 sont respectivement destinés à être reliés aux ports couplé et isolé de l'OMT. Le coupleur à branches comporte deux

coefficients de partage α et β, avec $\beta = \sqrt{1 - \alpha^2}$, chargés de répartir l'énergie du champ électrique appliqué sur l'un de ses ports 1 ou 4 entre les ports 2 ou 3, avec un déphasage de 90° en valeur absolue entre les ports 2 et 3. Ainsi lorsqu'un champ électrique est appliqué sur le port 1, il se propage dans la branche du coupleur reliée au port 1 jusqu'au port 2 avec un coefficient de couplage α et se propage en diagonale, en traversant les fentes de couplage et les différents guides transversaux, jusqu'au port 3 avec le coefficient de couplage β. Le retard de phase de 90° entre les deux composantes de champ électrique en sortie du coupleur à branches sur les ports 2 et 3 correspond aux longueurs des guides transversaux égales à un quart de la longueur d'onde λ_g/4. Les guides transversaux ont des longueurs identiques mais des largeurs différentes. Le nombre de branches transversales est choisi en fonction du besoin en bande passante. Les largeurs des branches transversales sont définies en fonction des valeurs de coefficient de couplage α et β à réaliser. Réciproquement, lorsqu'un champ électrique est appliqué sur le port 4, il se propage dans la branche principale du coupleur reliée au port 4 jusqu'au port 3 avec un coefficient de couplage α et se propage en diagonale en traversant les fentes de couplage et les différents guides transversaux, jusqu'au port 2 avec le coefficient de couplage β et un déphasage de -90°.

[0024] Selon l'invention, les coefficients de partage α et β sont choisis de façon à compenser le défaut parasite lié à la dissymétrie de l'OMT. Ainsi les coefficients α et β ne vont plus être égaux comme c'est le cas dans les coupleurs équilibrés utilisés habituellement avec un OMT à quatre branches, mais vont être différents.

[0025] Les coefficients de partage sont optimisés en présence de l'OMT et compensent les composantes pa-

parasites horizontale et verticale δy et δx de manière à obtenir sur chaque port 2 et 3 de sortie, la moitié de la puissance reçue sur le port d'entrée 1.

[0026] Le fonctionnement du coupleur étant symétrique en réception et en transmission, l'optimisation des coefficients de partage peut être réalisée en réception, de manière à compenser les composantes parasites horizontale et verticale δy et δx liées à la dissymétrie de l'OMT.

[0027] Ainsi, en réception, à la traversée du coupleur, les composantes de champ entrant sur le port 2, E_x et $\delta y \cdot e^{-j90^\circ}$ deviennent respectivement, en sortie sur le port 1 : $\alpha \cdot E_x$ et $\alpha \cdot \delta x \cdot e^{-j90^\circ}$.

[0028] De même, les composantes de champ entrant sur le port 3, E_y et $\delta y \cdot e^{-j90^\circ}$, deviennent respectivement en sortie sur le port 1 : $\beta \cdot E_y \cdot e^{-j90^\circ}$ et $\beta \cdot \delta y \cdot e^{-j180^\circ}$.

[0029] Les projections de ces composantes de champ suivant les axes orthogonaux X et Y sont alors les suivantes :

Suivant l'axe X : $\alpha \cdot \beta \cdot E_x + \beta \cdot \delta y \cdot e^{-j180^\circ}$

Suivant l'axe Y : $\beta \cdot E_y \cdot e^{-j90^\circ}$ et $\alpha \cdot \delta y \cdot e^{-j90^\circ}$

[0030] Suivant l'axe X les composantes de champ E_x et δy se somment en opposition de phase et la compensation est destructive. Suivant l'axe Y, les composantes de champ E_y et δx se somment en phase et la compensation est constructive. Pour que la compensation permettent d'obtenir sur chaque port 2 et 3 de sortie, la moitié de la puissance reçue sur le port d'entrée 1, les coefficients de partage α et β sont tels que les trois relations suivantes soient respectées :

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1$$

$$\alpha \cdot E_x - \beta \cdot \delta y = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ volt/mètre,}$$

ce qui correspond à -3dB en puissance

$$\beta \cdot E_y + \alpha \cdot \delta x = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ volt/mètre,}$$

ce qui correspond à -3dB en puissance

[0031] Les figures 9a et 9b montrent que le taux d'ellipticité obtenu en associant un OMT à deux branches et un coupleur à branches déséquilibré selon l'invention, est inférieur à 0,1 dB sur la bande Ka comprise entre 19,7GHz et 20,2 GHz. Le taux d'ellipticité est inférieur à 0,4 dB sur 1,5 GHz de bande passante, ce qui permet une utilisation de cette structure pour une mission utilisateurs mais aussi pour d'autres applications quelles que soient les bandes de fréquences.

La nouvelle architecture présente les avantages d'être très compacte, l'encombrement des sources, consti-

tuées de la chaîne RF et du cornet d'émission et de réception, ainsi réalisées est de 60mm de diamètre et 100mm de hauteur. A titre de comparaison, un assemblage de source équivalente selon l'art antérieur présente un encombrement de 150mm de hauteur et de 72mm de diamètre. Le coût de réalisation est optimal par rapport au nombre de composants. En effet, la réduction du nombre de pièces mécaniques permet un gain en temps de préparation. La masse de la chaîne RF hors cornet est diminuée de 60%. La structure est simplifiée et le nombre de couches électriques est réduite à une seule au lieu de trois puisque l'OMT, le coupleur à branches et les circuits de recombinaison sont sur un même niveau. La longueur des chemins de guide est diminuée de 50% ce qui permet une réduction des pertes ohmiques de 0,1 dB par rapport à l'art antérieur avec OMT à quatre branches dont les pertes ohmiques étaient de 0,25 dB.

[0032] Bien que l'invention ait été décrite en relation avec un mode de réalisation particulier, il est bien évident qu'elle n'y est nullement limitée et qu'elle comprend tous les équivalents techniques des moyens décrits ainsi que leurs combinaisons si celles-ci entrent dans le cadre de l'invention.

Revendications

1. Ensemble d'excitation compact pour la génération d'une polarisation circulaire dans une antenne comportant un transducteur orthomode diplexant et un coupleur à branches, **caractérisé en ce que** le transducteur orthomode (21), appelé OMT, est dissymétrique et comporte un guide d'onde principal (22) à section carrée ou circulaire d'axe longitudinal ZZ' et deux branches couplées au guide d'onde principal (22) par respectivement deux fentes (25, 26) de couplage en parallèle, les deux fentes de couplage (25, 26) étant réalisées dans deux parois orthogonales du guide d'onde, les deux branches de l'OMT étant respectivement reliées à deux guides d'onde (35, 36) d'un coupleur à branches déséquilibré (40), le coupleur à branches (40) ayant deux coefficients de partage (α , β) différents et optimisés de manière à compenser des composantes parasites orthogonales (δy , δx) de champ électrique engendrées par la dissymétrie de l'OMT (21).
2. Ensemble d'excitation selon la revendication 1, **caractérisé en ce que** la section du guide d'onde principal (22) de l'OMT en aval des fentes de couplage (25, 26) est inférieure à la section du guide d'onde principal (22) de l'OMT en amont des fentes de couplage (25, 26), la rupture de section formant un plan de court-circuit.
3. Ensemble d'excitation selon l'une des revendications 1 ou 2, **caractérisé en ce que** les fentes de couplage (25, 26) de l'OMT (21), ayant une longueur

L1 et une largeur L2, sont reliées au coupleur à branches (40) par l'intermédiaire de deux filtres à stub (27, 28) placés à une distance D1 des fentes de couplage (25, 26) et **en ce que** la distance D1, la longueur L1, la largeur L2 sont choisies de manière à réaliser une orthogonalité entre les composantes parasites (δy , δx) de champ électrique engendrées par la dissymétrie de l'OMT.

4. Ensemble d'excitation selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** les coefficients de partage (α , β) du coupleur à branches (40) sont déterminés à partir des trois relations suivantes :

$$- \alpha^2 + \beta^2 = 1$$

$$- \alpha \cdot E_x - \beta \cdot \delta y = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ volt/mètre,}$$

$$- \beta \cdot E_y + \alpha \cdot \delta x = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ volt/mètre.}$$

5. Antenne **caractérisée en ce qu'elle** comporte au moins un ensemble d'excitation compact selon l'une des revendications précédentes.

6. Procédé d'élaboration d'un ensemble d'excitation compact pour la génération d'une polarisation circulaire dans une antenne, **caractérisé en ce qu'il** consiste à coupler un transducteur orthomode OMT (21) dissymétrique à deux branches, par respectivement deux fentes (25, 26) de couplage en parallèle, avec un coupleur à branches (40) déséquilibré comportant deux coefficients de partage (α , β) différents, à dimensionner l'OMT (21) de façon à établir une quadrature de phase entre deux composantes parasites (δy , δx) de champ électrique engendrées par la dissymétrie de l'OMT, et à optimiser les coefficients de partage (α , β) du coupleur à branches (40) pour compenser les deux composantes parasites (δy , δx) de champ électrique.

7. Procédé selon la revendication 6, **caractérisé en ce que** le dimensionnement de l'OMT consiste à déterminer une longueur L1 et une largeur L2 des fentes de couplage (25, 26) de l'OMT (21), à placer un plan de court-circuit dans le guide d'onde principal de l'OMT en aval des fentes de couplage, à déterminer une distance D1 séparant les fentes de couplage (25, 26) de deux filtres à stubs (27, 28) placés entre les fentes de couplage et le coupleur à branches (40), la distance D1, la longueur L1 et la largeur L2 étant choisies de manière à réaliser une orthogonalité entre les composantes parasites (δy , δx) de champ électrique engendrées par la dissymétrie de l'OMT.

8. Procédé selon l'une des revendications 6 ou 7, **caractérisé en ce que** les coefficients de partage (α , β) du coupleur à branches (40) sont déterminés à partir des trois relations suivantes :

$$- \alpha^2 + \beta^2 = 1$$

-

$$\alpha \cdot E_x - \beta \cdot \delta y = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ volt/mètre,}$$

$$- \beta \cdot E_y + \alpha \cdot \delta x = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ volt/mètre.}$$

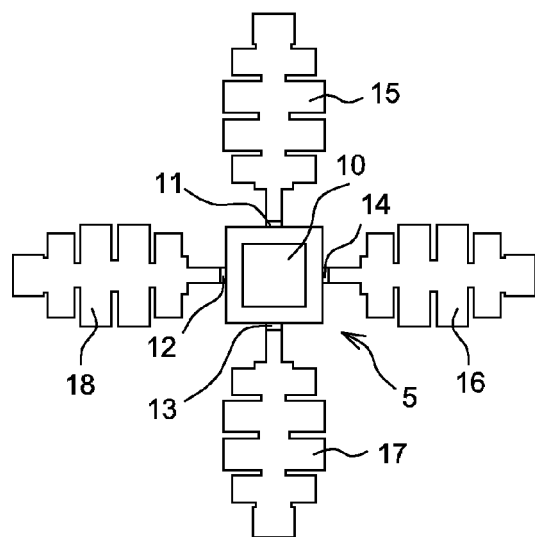


FIG. 1a

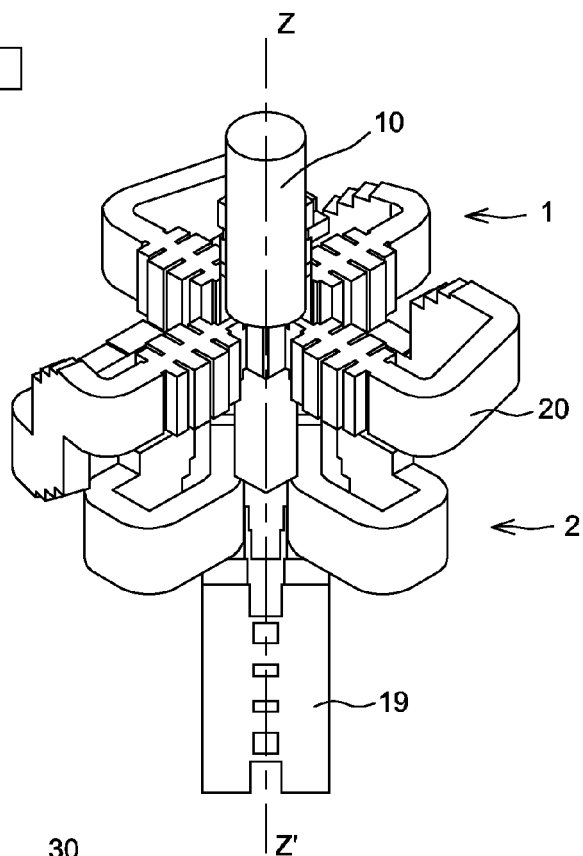


FIG. 1b

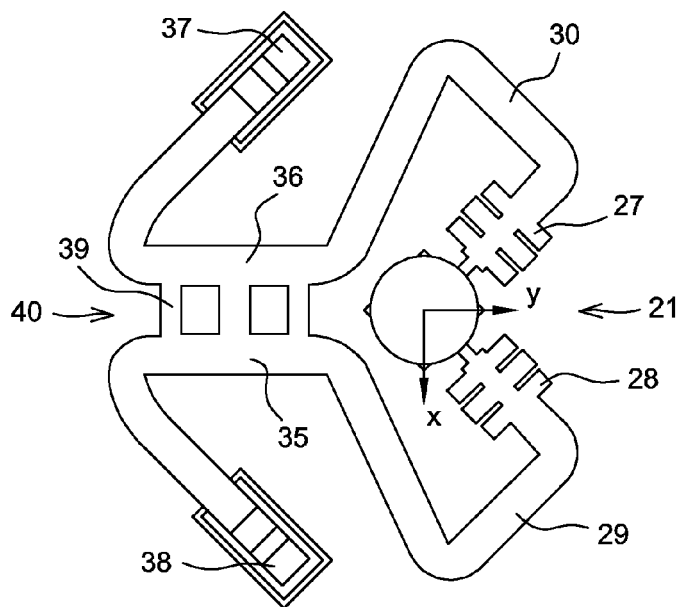


FIG. 2

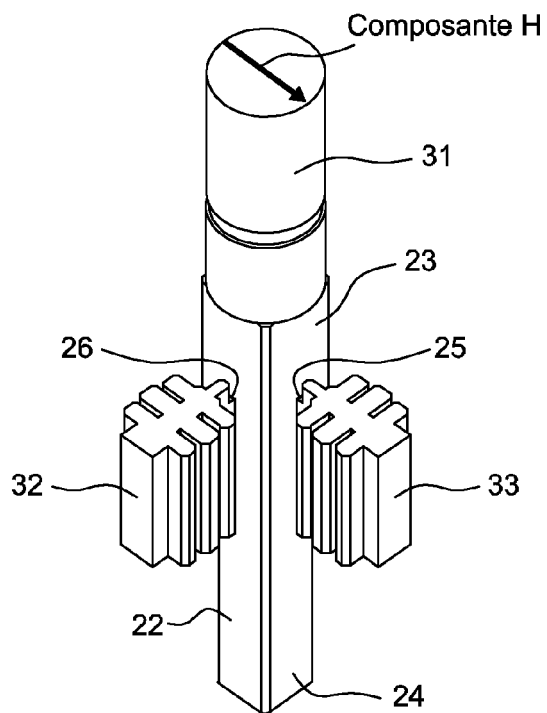


FIG.3a

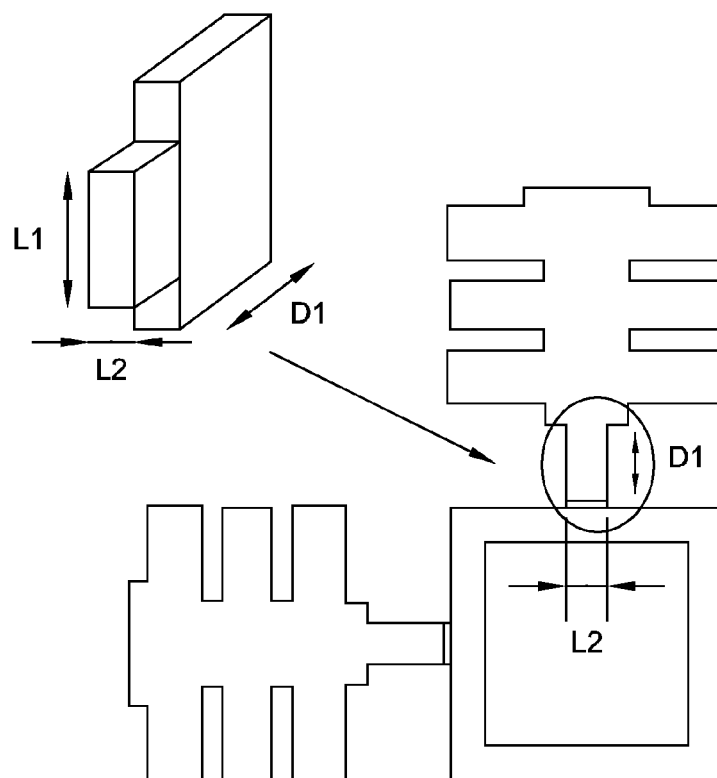


FIG.3b

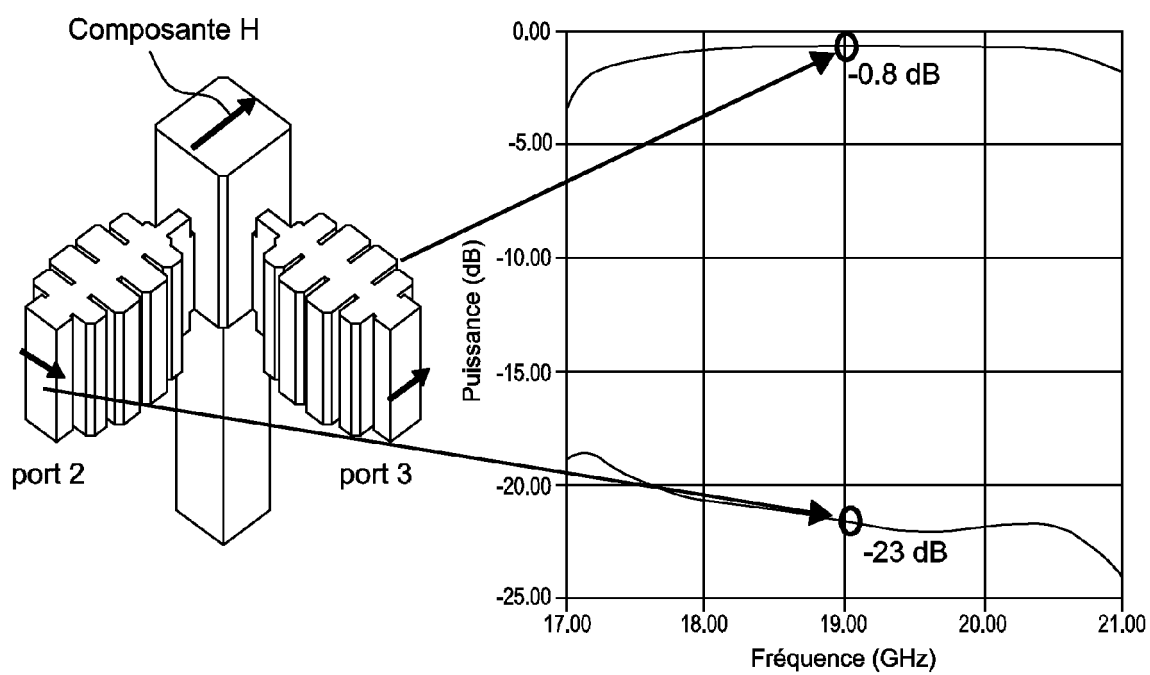


FIG.4

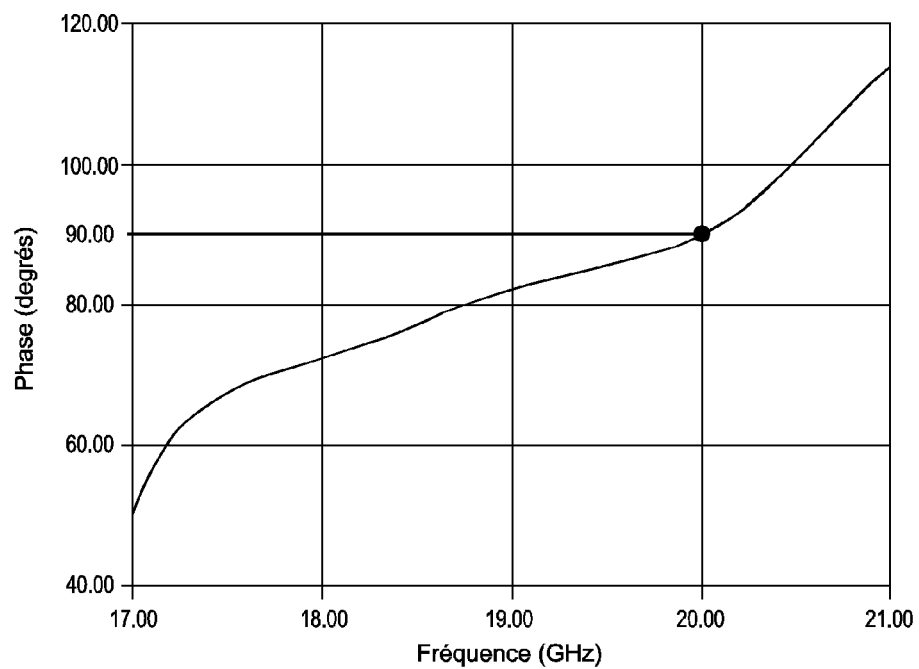


FIG.5

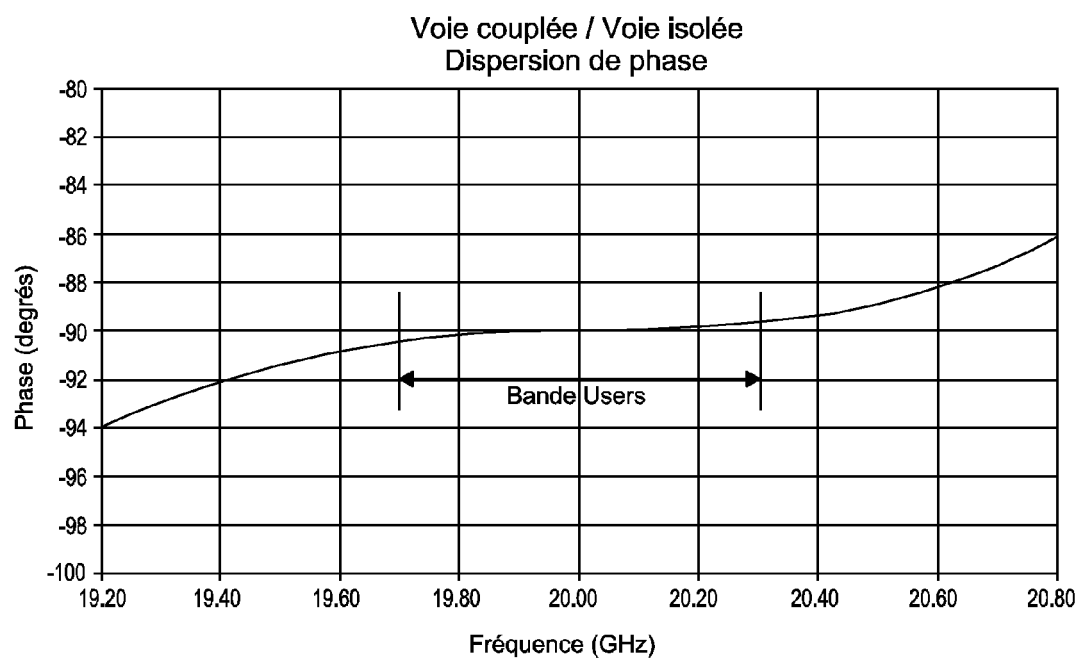


FIG.6

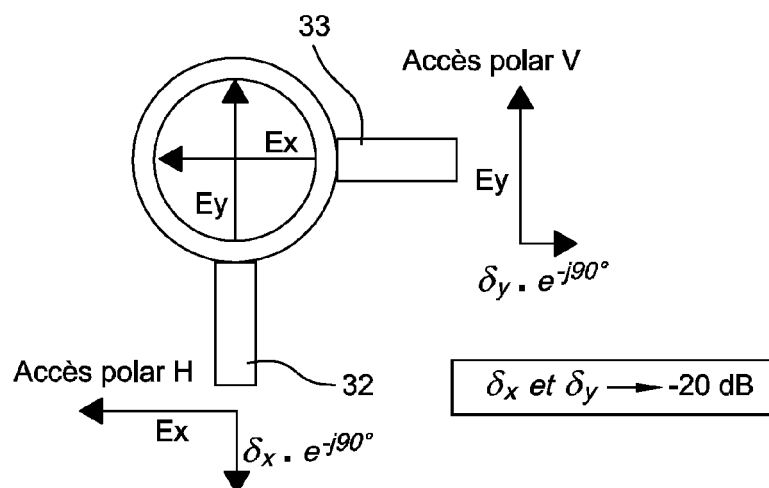


FIG.7

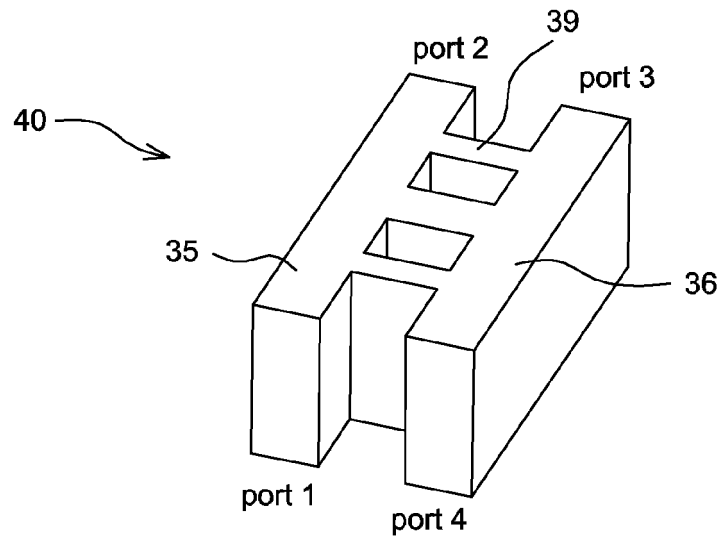


FIG.8a

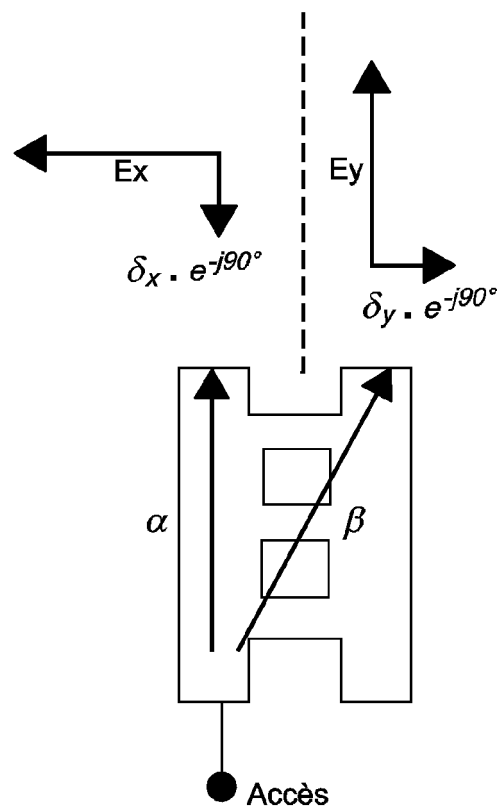


FIG.8b

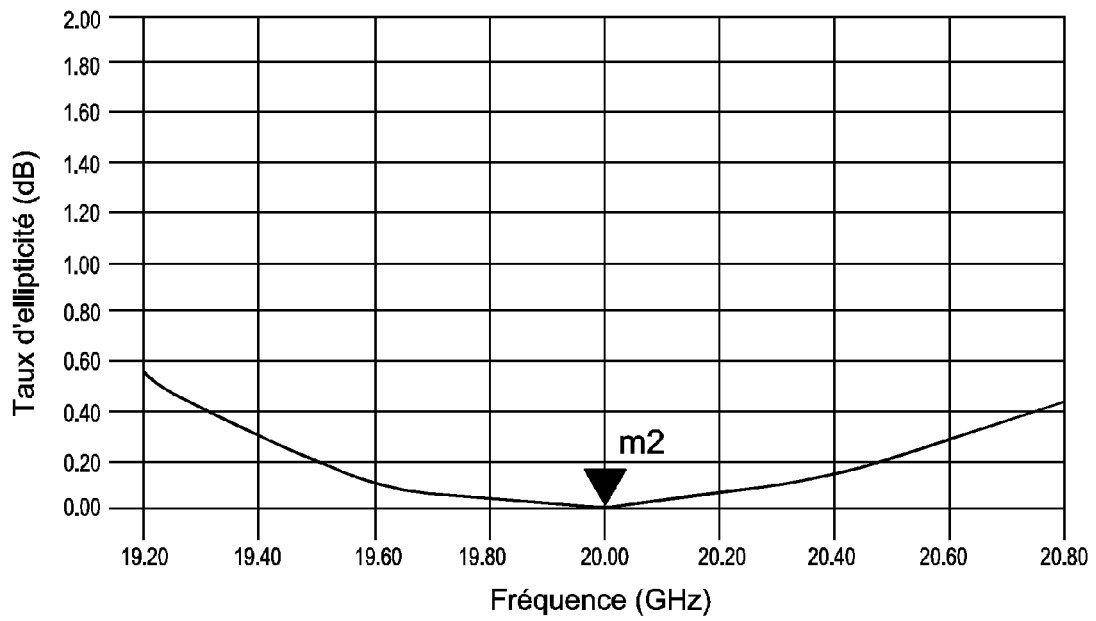


FIG.9a

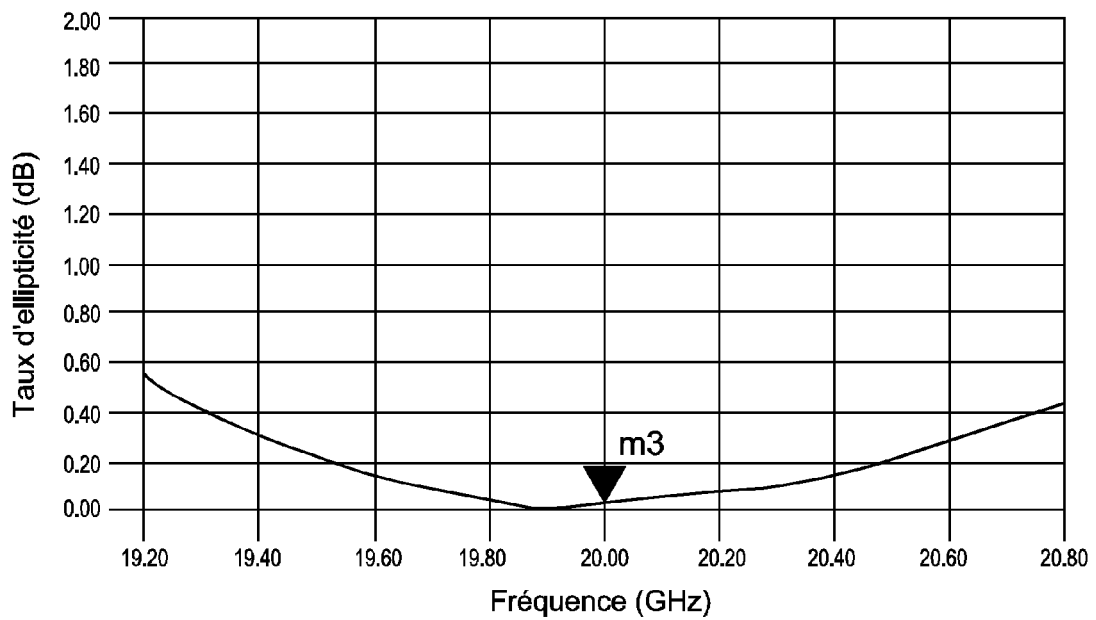


FIG.9b



RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numéro de la demande

EP 09 16 9222

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	CLASSEMENT DE LA DEMANDE (IPC)
Y	DE 31 11 106 A1 (SIEMENS AG [DE]) 30 septembre 1982 (1982-09-30) * page 11, ligne 1 - ligne 31; figure 8 * -----	1-8	INV. H01P1/161 H01P1/213
Y	WO 00/16431 A (CHANNEL MASTER LLC [US]) 23 mars 2000 (2000-03-23) * le document en entier * -----	1-8	
Y	US 4 060 808 A (FOLDES PETER) 29 novembre 1977 (1977-11-29) * le document en entier * -----	1-8	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (IPC)
			H01P
1 Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche La Haye		Date d'achèvement de la recherche 16 septembre 2009	Examineur Moumen, Abderrahim
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire		T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet antérieur, mais publié à la date de dépôt ou après cette date D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant	

EPO FORM 1503 03.82 (P04C02)

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET EUROPEEN NO.**

EP 09 16 9222

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche européenne visé ci-dessus.
Lesdits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du
Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets.

16-09-2009

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
DE 3111106	A1	30-09-1982	AUCUN	

WO 0016431	A	23-03-2000	AU 5706499 A	03-04-2000
			US 6087908 A	11-07-2000

US 4060808	A	29-11-1977	CA 1076248 A1	22-04-1980
			DE 2729651 A1	23-02-1978
			FR 2357077 A1	27-01-1978
			GB 1567065 A	08-05-1980
			JP 1280021 C	13-09-1985
			JP 53013333 A	06-02-1978
			JP 60005084 B	08-02-1985

EPO FORM P0460

Pour tout renseignement concernant cette annexe : voir Journal Officiel de l'Office européen des brevets, No.12/82