



(12) **DEMANDE DE BREVET EUROPEEN**

(21) Numéro de dépôt : **93401371.5**

(51) Int. Cl.⁵ : **H01Q 13/20**

(22) Date de dépôt : **28.05.93**

(30) Priorité : **16.06.92 FR 9207274**

(43) Date de publication de la demande :
22.12.93 Bulletin 93/51

(84) Etats contractants désignés :
DE FR GB IT NL

(71) Demandeur : **AEROSPATIALE Société
Nationale Industrielle**
37, Boulevard de Montmorency
F-75781 Paris Cédex 16 (FR)

(72) Inventeur : **Buralli, Bernard**
Appt. 20, 4 rue J.P. Labadie, La Rose Trémière
F-06150 Cannes la Bocca (FR)
Inventeur : **Jouve, Lucien**
15, chemin de la Caillenque
F-06550 La Roquette sur Siagne (FR)
Inventeur : **Sauvan, Marcel**
1, les Hauts de l'Aubarède
F-06110 Le Cannet (FR)

(74) Mandataire : **Santarelli, Marc**
Cabinet Rinuy et Santarelli 14, avenue de la
Grande Armée
F-75017 Paris (FR)

(54) **Motif élémentaire d'antenne à large bande passante et antenne-réseau le comportant.**

(57) Une antenne élémentaire (1) comportant un substrat diélectrique (2) d'épaisseur constante longé, sur une face par une couche métallique conductrice (3) formant plan de masse et sur son autre face par un motif rayonnant (4) connecté électriquement à une ligne d'alimentation (5), caractérisés en ce que le motif (4) est formé d'une boucle conductrice (6) de largeur constante l , entourant un motif parasite interne (7) non alimenté en étant séparée de ce motif parasite interne par une fente continue (8) fermée sur elle-même de largeur constante e propre à assurer un couplage entre la boucle et le motif parasite interne.

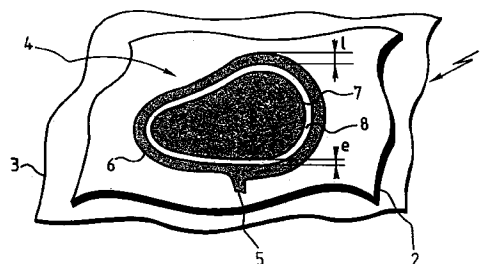


Fig. 1

L'invention concerne une antenne de type micro-ruban à faible épaisseur mais à large bande passante.

On rappellera ici que, dans le domaine radio fréquence, une onde électromagnétique, notamment caractérisée par sa longueur d'onde λ (rapport de la vitesse de la lumière à la fréquence du signal transmis), porteuse d'énergie et généralement support d'information, peut se propager dans différents milieux dont les principaux sont :

- milieu à propagation guidée (câbles, lignes, guides d'onde...),
- milieu à propagation libre (espace homogène ou non, isotrope ou non ...).

Une antenne peut être considérée comme un interface entre ces deux types de milieux, permettant le transfert, total ou partiel, de l'énergie électromagnétique de l'un vers l'autre. L'antenne à l'émission fait passer cette énergie d'un milieu de propagation guidée vers un milieu à propagation libre et l'antenne à la réception inverse le sens du transfert énergétique entre les milieux. Dans la suite, nous nous référerons en général implicitement à une antenne travaillant à l'émission. Toutefois, le principe d'équivalence garantit la réciprocité de toutes les propriétés énoncées avec une antenne à la réception.

On appelle circuit(s) ou dispositif d'alimentation de l'antenne, l'ensemble des éléments constitutifs de tout ou partie du milieu à propagation guidée, dirigeant ou collectant l'énergie électromagnétique à transférer et comprenant des éléments passifs ou actifs, réciproques ou non.

On associe souvent à une antenne élémentaire, un ou plusieurs points géométriques, appelés centre de phase, d'où semble provenir l'onde électromagnétique, pour une direction donnée, dans le cas d'une antenne considérée comme travaillant à l'émission.

La résonance de l'antenne se manifeste à la (ou aux) fréquence(s) pour lesquelles le transfert de l'énergie transmise de la ligne d'alimentation à l'espace via l'antenne est optimal, ce qui se traduit mathématiquement par le fait que, à la fréquence de résonance f_r l'impédance complexe Z à l'entrée de l'antenne a une partie imaginaire nulle et une partie réelle maximale.

En hyperfréquences on a l'habitude de représenter le lieu des impédances Z (en fonction de la fréquence) sur une abaque dite abaque de SMITH où chaque résonance se manifeste sous la forme d'une boucle.

Avec les moyens de mesure actuels cette résonance est "vue" au travers de l'adaptation qui caractérise le transfert de l'énergie de la ligne d'alimentation vers l'antenne. Cette vision du comportement de l'antenne peut être appelée réponse de l'antenne et est quantifiée à l'aide des pertes par désadaptation ou du Taux d'Onde Stationnaire (TOS) - en anglais Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) - définis ci-

dessous.

Si Z est l'impédance au point où on fait la mesure d'adaptation, et Z_c l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation (le standard généralement admis est $Z_c = 50$ Ohms), alors posant $z = Z/Z_c$ on appelle coefficient de réflexion ou pertes par désadaptation le rapport complexe :

$$\rho = (z - 1) / (z + 1)$$

Le taux d'onde stationnaire est alors défini par :

$$TOS = |(1 + |\rho|) / (1 - |\rho|)|$$

En définitive l'antenne est caractérisée par un certain nombre de performances dont :

- le Taux d'Onde Stationnaire (TOS) qui rend compte de la qualité de l'adaptation, c'est-à-dire la quantité d'énergie transmise de la ligne d'alimentation à l'antenne (il est d'autant plus proche de l'unité que cette qualité est bonne),
- le diagramme de rayonnement qui figure la distribution dans l'espace du champ électromagnétique E porteur de l'onde,
- auquel sont associés des paramètres classiques (le gain, la directivité, le rendement, l'ouverture à -3 dB, la probabilité de couverture).

Par convention, le diagramme de rayonnement est représenté dans un référentiel centré en un point de l'antenne (si possible son centre de phase), et fourni sous forme de "coupes" dans un système de coordonnées sphériques standard (θ , ϕ). Une coupe dite à " ϕ constant" est la courbe de variation du champ E , projeté sur une polarisation donnée (soit E_θ , soit E_ϕ), θ variant de 0 à 180° (ou de -180 à + 180°). De même, une coupe dite à " θ constant" est la courbe de variation du champ E , projeté sur une polarisation donnée (soit E_θ , soit E_ϕ), ϕ variant de 0 à 360°.

Une association d'antennes élémentaires est appelée réseau d'antennes quand celles-ci ont des parties communes dans leurs circuits d'alimentation ou bien quand un couplage existe entre ces antennes élémentaires rendant le diagramme de rayonnement global du réseau, dans une plage de fréquences données, tributaire de celui de chacun des antennes ou éléments rayonnants.

Le réseau obtenu par la répartition d'antennes semblables à une ou plusieurs antennes élémentaires données, sur une surface donnée, est souvent dénommée antenne réseau, impliquant généralement une notion de répétition géométrique des antennes élémentaires.

Elles sont généralement utilisées pour obtenir un diagramme de rayonnement à directivité élevée dans une direction donnée par rapport au réseau.

L'espacement Δ entre les centres de phases des antennes élémentaires du réseau, rapporté à la longueur d'onde λ_0 dans l'air ou le vide, est souvent un paramètre critique.

Par exemple, pour des valeurs de $\Delta/\lambda_0 > 0.5$, l'apparition de lobes de réseaux importants, en dehors de

la zone de rayonnement utile, pénalise les bilans de transmission énergétiques dans le milieu à propagation libre.

Pour ce qui est de la technologie micro-ruban, elle consiste à empiler plusieurs couches de matériaux conducteurs ou diélectriques comme par exemple une couche de substrat diélectrique (du verre - PTFE par exemple) revêtue sur sa face inférieure (ou face I) d'une feuille conductrice (cuivre, or, etc...) appelée plan de masse et portant sur sa face supérieure (ou face S) une feuille conductrice partiellement découpée selon un dessin géométrique donné (on parle couramment de motifs, d'aériens ou de "patches").

Cet ensemble permet :

- soit de guider une onde électromagnétique (ligne micro-ruban),
- soit de rayonner un champ électromagnétique (antenne micro-ruban).

Le milieu de propagation des courants de surface est :

- soit l'interface air-substrat,
- soit l'interface air-conducteur-substrat.

Dans le premier cas, on peut définir (voir l'ouvrage MICROSTRIP ANTENNAS de I.J. BAHL et P. BHARTIA, édité chez ARTECH HOUSE en 1980), la constante diélectrique "effective" du milieu par :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2}$$

où ϵ_r est la constante diélectrique du substrat.

Dans le second cas, on écrit

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}}$$

où h est l'épaisseur de ce substrat et W est la largeur du ruban ("strip" en anglais) conducteur.

On peut généralement prévoir divers types de composants et autres éléments (éventuellement actifs) sur la face S de la structure.

Par définition, une antenne micro-ruban est un élément de forme géométrique en matériau conducteur rapporté sur la face S d'une couche diélectrique. On choisit souvent une forme rectangulaire ou circulaire pour les raisons suivantes :

- on peut prévoir dans une bonne mesure le diagramme de rayonnement,
- le dimensionnement de ces motifs ou aériens pour résonner à une fréquence donnée est bien connu.

Un motif micro-ruban rectangulaire est assimilable dans une certaine mesure à deux fentes parallèles coïncidant avec deux bords du rectangle dits rayonnants. La sélection de ceux des bords d'un motif rectangulaire qui doivent rayonner (et a contrario de ceux qui ne doivent pas rayonner) se fait par un choix approprié de la zone du rectangle qui est connectée au circuit d'alimentation.

En général on alimente le motif rectangulaire

près ou sur la médiane reliant les côtés que l'on veut faire rayonner. De cette manière, le mode excité dans le résonateur produit une polarisation linéaire de bonne qualité. La direction de cette polarisation est perpendiculaire au bord rayonnant du motif.

Cette connection peut se faire au travers du substrat diélectrique, ou sur la périphérie du motif, par une ligne micro-ruban portée par la face S (on parle parfois d'alimentation coplanaire) tel que cela est notamment décrit par le document FR-2.226.760.

C'est essentiellement la distance L entre ces bords (appelée "longueur" du motif) qui va déterminer la fréquence de résonance de l'antenne.

Des équations, voire des abaques, ont été élaborées et construites à ce sujet.

Ainsi, à titre d'exemple, on trouve dans l'ouvrage MICROSTRIP ANTENNAS de I.J. BAHL et P. BHARTIA, édité chez ARTECH HOUSE en 1980, que pour résonner à la fréquence f_r un motif rectangulaire doit présenter une longueur L telle que :

$$L = \frac{1}{2 \lambda_0 \sqrt{\epsilon_e}} + 0,412 \frac{(\epsilon_e + 0,3) (W + 0,264 \cdot h)}{(\epsilon_e - 0,258) (W + 0,8 \cdot h)} \quad (1)$$

où :

$$\epsilon_e = 0,5 \cdot (\epsilon_r + 1) + 0,5 \cdot (\epsilon_r - 1) / \sqrt{1 + 12 \cdot h / W} \quad (2)$$

ϵ_e est la constante diélectrique du substrat diélectrique

h est la hauteur (ou épaisseur) de ce substrat

λ_0 est la longueur d'onde dans l'air associée à f_r (c'est-à-dire le rapport entre la vitesse de la lumière et cette fréquence)

et W est la largeur du motif, par exemple définie selon cet ouvrage précité par la formule :

$$W = \frac{1}{\lambda_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \quad (3)$$

Le choix de la largeur W va conditionner dans une bonne mesure la qualité du rayonnement à savoir son rendement et sa forme (diagramme de rayonnement).

Toujours d'après le document précité, le rayon d'un motif circulaire est obtenu grâce à la formule ci-dessous :

$$R = K / \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi \cdot \epsilon_r \cdot K} \cdot [\ln(\frac{\pi \cdot K}{2h}) + 1,7726]} \quad (4)$$

où

$$K = 8,794 / (f_r \sqrt{\epsilon_r}) \quad (5)$$

Tout motif micro-ruban peut être utilisé comme élément d'un réseau de type :

- série,
- parallèle,
- combinaison des deux précédents.

Cette technologie permet d'obtenir des antennes (ou réseau d'antennes) :

- peu épaisses,
- légères,
- peu coûteuses (fabrication rapide et facile)
- que l'on peut "conformer" pour les appliquer à des structures développables, cylindriques ou

coniques par exemple.

L'antenne micro-ruban est en fait un résonateur électronique qui, par construction a un facteur de qualité Q élevé. De ce fait, les antennes développées dans cette technologie présentent toujours une faible bande passante, c'est-à-dire que la résonance ne se produit que ponctuellement, c'est-à-dire à la fréquence pour laquelle l'antenne a été dimensionnée et à des fréquences très proches de cette dernière.

Par exemple une antenne micro-ruban rectangulaire classique dimensionnée pour résonner à 1600 Mhz sur un substrat de 1 mm d'épaisseur et de constante diélectrique $\epsilon_r = 2,2$ n'est utilisable que dans une bande de fréquence de l'ordre de 1 % de la valeur de la fréquence de résonance, ce qui est insuffisant pour la plupart des applications (téléinformation ...).

On a déjà proposé plusieurs méthodes pour surmonter cette difficulté, dont une revue est présentée dans l'article BANDWIDTH EXTENSION TECHNIQUES IN PRINTED CONFORMAL ANTENNAS de A. HENDERSON, J.R. JAMES et C.M. HALL (Military Microwaves 1986).

La méthode la plus simple pour élargir la bande passante de l'antenne consiste à épaissir la couche de diélectrique. En effet si l'on considère la structure résonante comme une cavité dont les parois (murs magnétiques) seraient :

- 1 - la surface conductrice du motif,
- 2 - la partie du plan de masse correspondant à la projection perpendiculaire de cette surface sur le plan de masse,
- 3 - les murs magnétiques coïncidant avec les bords du motif à travers toute l'épaisseur de substrat et dont la hauteur est cette épaisseur,

épaissir la couche de diélectrique revient à allonger les murs magnétiques, ce qui tend à accroître la bande passante de la cavité.

Cette méthode présente les inconvénients suivants :

- faible augmentation de la bande passante,
- augmentation des pertes ohmiques dans le substrat,
- génération d'ondes de surfaces,
- accroissement de l'encombrement de l'antenne.

Le concept le plus courant consiste à empiler des éléments rayonnants non alimentés (avec leur couche de diélectrique associée) sur l'élément alimenté. Ces éléments sont appelés "éléments parasites". Chacun de ces éléments est dimensionné pour résonner à une fréquence F_i voisine de la fréquence F_a de l'élément alimenté. Le couplage électromagnétique entre ces éléments et l'élément alimenté assure le transfert d'énergie vers les "parasites". La réponse en fréquence de l'ensemble est l'enveloppe des réponses de chacun des éléments.

Les inconvénients de cette structure dite multicouches et des structures qui en dérivent sont les suivants :

vants :

- épaisseur accrue, ce qui peut être rédhibitoire si on demande à l'antenne d'être mince, notamment si elle doit être conformée (application aéronautique, lanceur),
- discontinuités et inhomogénéités mécaniques affectant les performances de l'antenne si elle doit subir des agressions mécaniques ou thermiques (antenne embarquée sur avion, missile ou satellite),
- difficultés lors de la fabrication de l'antenne pour respecter les dimensions et positions relatives des différentes couches (impact sur les performances radio-électriques).

Le besoin existe donc pour certaines applications de mettre au point une antenne large bande en structure mono-couche (une seule couche de diélectrique) permettant d'éviter les inconvénients précédents.

Il a déjà été proposé de placer deux motifs parasites rectangulaires le long des côtés non-rayonnants d'un motif rectangulaire alimenté, voire quatre motifs parasites rectangulaires le long des côtés de ce motif de manière à permettre un couplage fort entre les côtés en regard de ces motifs. On peut notamment se référer à ce propos au document WO-89/07838 ou à l'article "Non-radiating Edges and Four Edges Gap-Coupled Multiple Resonator Broad Band Microstrip Antennas" de G. KUMAR et K.C. GUPTA paru dans I.E.E.E. Transactions on Antennas and Propagation Vol. AP 33 n° 2, February 1985. De manière préférée, les motifs parasites, de dimensions au moins voisines de celles du motif central, sont au nombre de quatre.

La mise en réseau de telles antennes consiste à reproduire de façon périodique, selon une voire deux direction(s) d'un plan des groupes de trois (de préférence cinq) motifs dont un seul est alimenté, ce qui pose des problèmes d'encombrement : il est difficile de satisfaire par exemple une contrainte d'espacement du type $\Delta < 0,5 \lambda_0$, puisqu'entre deux motifs alimentés il y a deux motifs parasites séparés par un espace substantiel ; en outre l'alimentation ne peut se faire que par une ligne dans une sous-couche se trouvant sous le plan de masse (voir en particulier le document WO-89/07838 qui est le seul des deux documents précités à prévoir expressément une telle mise en réseau). On retrouve donc les inconvénients d'ordre géométrique ou mécanique inhérents à la technique multi-couche.

Le même type d'inconvénients, notamment, se retrouve avec les concepts proposés par les documents US-4.933.680 et GB-2.067.842.

Il a par ailleurs été proposé (cf revue de synthèse citée ci-dessus) un motif micro-ruban en anneau qui permet d'obtenir une bande passante valant trois fois la bande passante obtenue pour un disque micro-ruban plein. Toutefois ce concept présente les inconvénients suivants :

- le diamètre extérieur de l'anneau est beaucoup

plus grand que celui du disque correspondant (c'est-à-dire ayant la même fréquence centrale de résonance). Ce concept est donc incompatible avec le souhait d'une distance faible entre centre de phase (par exemple $\Delta/\lambda_0 < 0.5$),

- la large bande passante n'est obtenue que pour un mode d'excitation bien particulier (TM₁₂), nécessitant de connecter la source d'énergie en des points précis de l'anneau, à des distances précises de ses bords interne et externe : ce type d'alimentation n'est pas compatible avec le souhait d'une alimentation coplanaire.

L'invention a pour objet de pallier les inconvénients précités en proposant un motif élémentaire d'antenne combinant les avantages suivants :

- bande passante élargie par rapport au cas de motifs connus d'encombrement équivalent,
- faible épaisseur globale (c'est-à-dire notamment faible épaisseur de diélectrique),
- faisabilité en structure mono-couche (une seule couche de diélectrique) aussi bien qu'en structure multi-couches,
- possibilité de conformer l'antenne combinée à une tenue mécanique acceptable,
- possibilité d'emploi d'un réseau d'alimentation coplanaire, c'est-à-dire rapporté sur la même face du circuit que les motifs rayonnants,
- lors d'une mise en réseau, possibilité de respecter des contraintes d'espacement sévères (par exemple : $\Delta/\lambda_0 < 0.5$) entre les centres de phase des éléments voulus pour des raisons d'encombrement ou pour un meilleur contrôle du diagramme de rayonnement,
- facilité de fabrication.

L'invention propose à cet effet une antenne élémentaire comportant un substrat diélectrique d'épaisseur constante l , sur une face par une couche métallique conductrice formant plan de masse et sur son autre face par un motif rayonnant connecté électriquement à une ligne d'alimentation, caractérisés en ce que le motif est formé d'une boucle conductrice de largeur constante l , entourant un motif parasite interne non alimenté en étant séparée de ce motif parasite interne par une fente continue fermée sur elle-même de largeur constante e propre à assurer un couplage entre la boucle et le motif parasite interne.

Il faut noter qu'un tel motif élémentaire présente des différences essentielles par rapport aux enseignements du document US-4.771.291 qui concerne un motif d'antenne micro-ruban à fréquence double.

Tout d'abord ce document, prenant acte de l'étroitesse des bandes passantes des motifs d'antenne micro-ruban connus, relève que le fonctionnement qui est recherché en pratique ne se fait pas sur une bande continue, mais à deux ou plusieurs fréquences discrètes. Ce document ne se préoccupe donc pas d'obtenir une large bande passante, ce qui suffit déjà à le

distinguer de l'invention.

D'autre part, ce document met en oeuvre un mode d'alimentation tout à fait particulier puisque c'est au plan de masse que sont appliqués les signaux ayant les fréquences radio envisagées, ce qui est tout à fait incompatible avec le principe d'une alimentation coplanaire.

En outre, ce document enseigne de ménager des fentes dans les motifs, généralement en combinaison avec des pions traversant le diélectrique en des emplacements très précis pour la mise en court-circuit de ces motifs avec le plan de masse (ce qui là encore empêche une alimentation coplanaire). Le cas particulier d'une fente en C est prévu avec formation d'un motif rectangulaire (aucune autre forme n'est envisagée) raccordé à une ligne conductrice qui l'entoure. Le fait qu'il est spécifié à plusieurs reprises que ce motif et cette ligne sont connectés en parallèle va tout à fait à l'encontre de l'invention qui distingue une bande alimentée et un motif non alimenté entouré par cette bande en étant simplement couplé électromagnétiquement. On peut noter à ce propos que ce document vise à pouvoir négliger l'effet de couplage.

On appréciera que l'invention se prête fort bien à une construction par circuit imprimé, puisqu'elle permet que l'ensemble des lignes d'alimentation, des bandes alimentées et des motifs pleins non alimentés (ou parasites) soient fabriquées sur une seule face, sans aucune traversée du diélectrique. Cela est fort avantageux lorsque plusieurs motifs du type précité sont montés en réseau.

L'invention propose également une antenne-réseau formée d'une pluralité de motifs élémentaires formés d'une bande alimentée entourant un motif plein en étant séparé par une fente en boucle fermée, que ces motifs soient montés en série, en parallèle ou selon une configuration mixte série/parallèle. Une telle antenne se prête fort bien à une contrainte sévère d'encombrement telle Δ/λ_0 inférieure à 1 voire 0,5.

Selon des enseignements préférés de l'invention, éventuellement combinés :

- le rapport l/e vaut entre 1/5 et 5, l'une au moins des grandeurs l ou e étant au moins approximativement comprise entre 0,001 et 0,1 fois le rapport $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_e}$ si λ_0 est la longueur d'onde associée à la fréquence de fonctionnement de l'antenne et ϵ_e la constante diélectrique effective du milieu de propagation constitué par le substrat et le motif,
- l'une au moins des grandeurs l ou e est au moins approximativement comprise entre 0,003 et 0,05 fois le rapport $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_e}$,
- le motif parasite interne est circulaire, la boucle conductrice et la fente lui étant concentriques,
- le diamètre du motif parasite interne vaut au moins approximativement 0,5 fois le rapport

$$\lambda_0/\sqrt{\epsilon_0},$$

- le motif parasite interne est polygonal,
- le motif parasite interne est carré,
- le côté du motif parasite interne vaut au moins approximativement 0,5 fois le rapport $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_0}$,
- la ligne d'alimentation (5, 15, 25) est coplanaire audit motif.

Des objets, caractéristiques et avantages de l'invention ressortent de la description qui suit, donnée à titre d'exemple non limitatif, en regard des dessins annexés sur lesquels :

- la figure 1 est une vue de principe, en perspective, d'un motif élémentaire d'antenne conforme à l'invention,
- la figure 2 est une courbe d'impédance en fonction de la fréquence rapportée dans une abaque de SMITH pour une antenne conforme à la figure 1, mais non optimisée,
- la figure 3 est la courbe d'impédance de cette antenne, également rapportée dans une abaque de SMITH, après optimisation,
- la figure 4 est une vue d'un motif rayonnant conforme à la figure 1 mais de forme circulaire,
- la figure 5 est une représentation dans une abaque de SMITH de la courbe d'impédance d'un élément d'antenne conforme à la figure 4, dans la gamme de fréquence 2,3 GHz - 2,4 GHz,
- la figure 6 est un référentiel associé à un élément d'antenne de motif conforme à la figure 4, permettant de définir des coupes du diagramme de rayonnement,
- les figures 7A à 7F représentent les coupes $\phi=0$ et $\phi=90^\circ$ pour 2,3 GHz, pour 2,35 GHz, et pour 2,4 GHz, respectivement,
- la figure 8 est une vue d'un motif rayonnant conforme à la figure 1, mais de forme carrée,
- la figure 9 est une antenne-réseau formée d'un alignement de 24 éléments d'antenne identiques conformes à celui de la figure 4,
- les figures 10A et 10B donnent la réponse en fréquence de l'antenne-réseau de la figure 9, dans un diagramme TOS/fréquence, et dans une abaque de SMITH, respectivement, dans la gamme de fréquence 2,29 GHz - 2,42 GHz,
- la figure 11 est une vue éclatée d'une antenne-réseau ceinturant un corps cylindrique et formée de quatre antennes-réseau conformes à la figure 10, et
- les figures 12A et 12B sont des coupes $\phi=0$ et $\phi=90^\circ$ dans le référentiel de la figure 11, du diagramme de rayonnement de l'antenne de cette figure 11.

Le schéma de principe d'un élément d'antenne conforme à l'invention est donné à la figure 1.

Cet élément d'antenne, repéré 1 dans son ensemble, comporte un substrat diélectrique 2 longé,

sur sa face inférieure (ou I) par une couche métallique conductrice 3 formant plan de masse et, sur sa face supérieure (ou S) d'un motif 4 réalisé en technologie micro-ruban en matériau conducteur et connecté à une ligne d'alimentation 5 de préférence coplanaire au motif 4.

Le substrat 2 est en pratique homogène d'épaisseur constante.

Selon une variante non représentée, ce motif peut être alimenté par contact direct avec un câble traversant le substrat en étant isolé vis à vis du plan de masse 3.

Selon l'invention, le motif 4 est formé d'une boucle conductrice 6 de largeur l constante entourant un motif interne plein 7 isolé (c'est-à-dire non connecté) de la boucle, dont le bord extérieur suit le bord interne de la boucle à une distance e constante non nulle en sorte de former une fente continue 9 fermée sur elle-même d'épaisseur e constante.

On appréciera que le motif interne 7 n'est pas directement alimenté, et n'est que couplé à la boucle interne : il se comporte donc comme un parasite interne.

Le contour de ce parasite interne est tout à fait quelconque à la figure 1. En pratique, ce contour a une forme géométrique simple (cercle, carré, rectangle, polygone à coins éventuellement arrondis, ellipse, ovale ...).

Ce motif 4 pour son dimensionnement, peut être analysé comme étant un motif classique adapté à résonner à une fréquence voulue (lorsqu'il est alimenté) entouré d'une boucle conductrice qui en dégrade le facteur de qualité, c'est-à-dire qui en élargit le pic, c'est-à-dire qui en élargit la bande passante.

En d'autres termes, la fréquence centrale de l'élément d'antenne (ou antenne élémentaire) 1 est définie par la forme et les dimensions du parasite interne 7 en utilisant les règles classiques (équations ou abaques) de dimensionnement, par exemple celles rappelées ci-dessus, données par l'ouvrage précité "Microstrip Antennas" de BAHL et BARTHIA.

La largeur e de la fente est choisie en sorte d'assurer un couplage fort entre la boucle 6 alimentée et le motif parasite 7. La largeur l de la boucle conductrice est choisie notamment en sorte de permettre un bon couplage au travers de la fente tout au long de celle-ci.

La réponse en fréquence du motif 4 dépend bien sûr du choix exact des dimensions du parasite interne, de la fente et de la boucle. En fonction du cahier des charges imposé à l'élément d'antenne (ou d'une antenne-réseau indépendamment des performances individuelles des éléments d'antenne) le dimensionnement définitif se fait par exemple par itération à partir d'un dimensionnement arbitraire de départ.

A titre d'exemple, après avoir dimensionné (voir ci-dessus) le parasite interne en fonction de la fréquence centrale visée, on peut choisir arbitrairement

les grandeurs l et e en respectant les inégalités définies ci-dessus, si λ_0 est la longueur d'onde associée à ladite fréquence centrale et ϵ_e est la constante diélectrique effective du milieu de propagation constitué par l'élément d'antenne (voir ci-dessus) :

- la rapport l/e est compris entre 1/5 et 5 environ,
- l'une au moins de ces grandeurs l ou e est au moins approximativement comprise entre 0,001 et 0,1 (de préférence entre 0,003 et 0,05) fois le rapport $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_e}$.

Le mode d'alimentation électrique de la boucle influe sur le comportement de l'antenne élémentaire, principalement sur la polarisation principale de celle-ci (qui est en pratique parallèle à une ligne fictive reliant le point d'alimentation à un point central du parasite interne 7).

A partir d'un tel dimensionnement de principe il est à la portée de l'homme de métier de conduire une optimisation en fonction des contraintes particulières du cahier des charges visé. Ainsi par exemple, comme cela est connu, le processus d'optimisation en vue de satisfaire un coefficient TOS donné (par exemple 2, voire 1,5) conduit l'homme de métier à ajuster les dimensions en sorte d'amener, dans une abaque connue sous le nom d'abaque de SMITH, la plus grande partie possible de la courbe d'impédance, pour une gamme de fréquence (f_1, f_2) donnée, de l'élément d'antenne (ou de l'antenne-réseau le cas échéant) dans un cercle de rayon d'autant plus petit que le TOS exigé est faible. Plus grande est la partie de la courbe contenue dans le cercle, plus large est la bande passante.

A titre d'exemple le processus d'optimisation amènera à passer de la courbe A de la figure 2, qui intercepte à peine le cercle C représentatif du TOS visé, à la courbe B de la figure 3 dont toute une boucle est contenue dans le cercle C (il est rappelé à ce propos que dans l'abaque de SMITH chaque boucle correspond à une résonance).

La figure 4 présente un motif 14, conforme au motif 4 de la figure 1, mais pour une forme circulaire : ce motif 14 comporte un parasite interne 17 de diamètre D séparé d'une boucle circulaire environnante 16 par une fente circulaire 18.

La boucle 16 est alimentée par une ligne coplanaire 15.

A titre d'exemple le dimensionnement du motif peut être choisi, au départ du processus d'itération, par les formules approximatives suivantes (à par exemple 20 % près) :

$$\begin{aligned} l &= \lambda_0 / (175 \cdot \sqrt{\epsilon_e}) \\ e &= \lambda_0 / (87 \cdot \sqrt{\epsilon_e}) \\ D &= \lambda_0 / (2 \cdot \sqrt{\epsilon_e}) \end{aligned}$$

Ces ordres de grandeur permettent d'obtenir de manière sûre un dimensionnement au premier ordre de l'élément, c'est-à-dire un point de départ en vue

d'une mise au point par itérations.

L'optimisation du dimensionnement dépend comme cela a été dit, des performances visées, par exemple d'une contrainte concernant le TOS.

A titre d'exemple dans le cas d'un substrat diélectrique d'épaisseur 2,28 mm (par exemple en matériau TLX de chez TACONIC aux Etats-Unis) et de coefficient $DK = 2,55$ (où DK désigne la constante diélectrique) avec des plans de masse et des motifs d'épaisseurs égales à 35 μm et constitués de cuivre, l'optimisation du dimensionnement, pour un rayonnement dans la plage 2,3 GHz - 2,4 GHz a abouti à :

$$l = 0,5 \text{ mm}$$

$$e = 1 \text{ mm}$$

$$D = 47 \text{ mm}$$

Dans cet exemple l vaut 0,5 e . D'autres essais ont montré que des résultats satisfaisants pour d'autres valeurs telles que $l = 3e$.

La figure 5 montre la courbe d'impédance ainsi obtenue entre les points F1 et F2 correspondant respectivement à 2,3 GHz et 2,4 GHz, après adaptation à l'aide d'un dispositif quart d'onde de tout type connu approprié non représenté, tel par exemple qu'un élargissement sur une distance de $\lambda_0/(4 \cdot \sqrt{\epsilon_e})$ de la ligne d'alimentation auprès de sa connection à la boucle conductrice.

On observe que la réponse en fréquence est très régulière et homogène sur toute la bande envisagée ($\text{TOS} < 2$). Cela montre que le phénomène mis en jeu ne résulte pas d'une succession de résonances mais d'une seule résonance dont la qualité a été "dégradée".

La figure 6 représente un référentiel associé à un élément d'antenne de motif conforme à celui de la figure 4 dans lequel sont définies les coupes du diagramme de rayonnement données par les figures 7A à 7F, pour $\phi = 0$ et $\phi = 90^\circ$ et pour 2,3 - 2,35 - 2,4 GHz, c'est-à-dire trois fréquences de la bande de fréquence envisagée ci-dessus.

Ces coupes principales du diagramme de rayonnement mesuré à la fréquence centrale de 2,35 GHz montrent que celui-ci est au moins équivalent en qualité (c'est-à-dire à caractère hémisphérique et stable en forme en fonction de la fréquence) au diagramme d'un motif micro-ruban classique à bande passante étroite.

Le motif de la figure 4 répond donc bien aux objectifs de l'invention.

La figure 8 représente un motif comparable à celui de la figure 1, mais de forme carrée : ce motif, repéré 24 dans son ensemble, comporte un parasite interne 27 de côté L séparé d'une boucle conductrice carrée 26 qui l'entoure, de largeur l , par une fente 28 d'épaisseur e .

A titre d'exemple de dimensionnement de départ, on utilise les mêmes règles que pour le motif de la figure 4, en remplaçant D par L .

Des performances acceptables ont été obtenues en prenant :

$l = 1 \text{ mm}$

$e = 0,5 \text{ mm}$

$L = 47 \text{ mm}$

pour les mêmes matériaux que dans l'exemple de motif circulaire précité, et en explorant sensiblement la même gamme de fréquences.

En fait une forme circulaire peut paraître préférable à une forme rectangulaire ou carrée (voir polygonale) dans la mesure où, lors d'une émission à forte puissance, les coins présentent une prédisposition à la formation d'un arc électrique susceptible de détruire localement l'élément d'antenne.

Comme cela a été précisé ci-dessus, l'invention se généralise à d'autres formes de parasite interne telles que polygone à coins éventuellement arrondis, ellipse, ovale notamment.

Il a déjà été indiqué ci-dessus que le dimensionnement de l'élément doit tenir compte de son application future.

Par exemple, si l'élément doit être utilisé de manière répétitive dans un réseau, la bande passante de l'ensemble du réseau sera une fonction de la bande passante de l'élément, mais ne sera pas nécessairement la même.

Par exemple, si la distance entre les éléments (tous identiques) d'un réseau parallèle est telle que les couplages entre motifs sont non négligeables, alors la réponse du réseau sera différente de la réponse de chaque élément pris individuellement. On observe en général que la boucle de résonance du réseau est plus petite que celle de l'élément isolé. Dans ce cas, il est judicieux d'utiliser un élément présentant une boucle de résonance légèrement surdimensionnée (comme la boucle A de la figure 2).

Les sens de variation sont les suivants :

- lorsque l croît, e étant constante,
- lorsque e croît, l étant constante,

les effets observés sont similaires à savoir que la boucle de la résonance du motif s'agrandit.

Les figures 9 à 12B présentent l'application finale du concept d'antenne élémentaire présentée ci-dessus à une mise en réseau de l'élément optimisé.

Le réseau de la figure 9 est de type parallèle à une seule dimension. Toutefois, cette application étant montrée à titre d'exemple non limitatif, on peut très bien utiliser l'élément objet de l'invention sur un réseau de type série ou un réseau à deux dimensions, plan ou conformé.

La figure 9 représente une antenne-réseau 50 formée de 24 éléments optimisés 14 conformes à la figure 4.

Ces 24 éléments sont alimentés à partir d'un point O par un réseau au moins en partie coplanaire comportant un diviseur par 2, repéré 51, alimentant deux autres diviseurs par 2, repérés 51A et alimentant chacun deux diviseurs par 2, repérés 52, eux-mêmes

alimentant chacun deux diviseurs par 3 repérés 53.

Les réponses en fréquence de cette antenne-réseau sont présentées aux figures 10A et 10B, où les fréquences désignées par 1, 2 et 3 correspondent respectivement à 2,29 GHz, 2,42 GHz, et 2,3576 GHz.

On observe que la bande passante pour un TOS inférieur à 2 vaut 115 MHz, ce qui représente 4,9 % de la fréquence centrale ce qui est supérieur à ce qu'on obtiendrait avec un élément classique de forme circulaire plein et de même encombrement.

Plusieurs réseaux 50A, 50B, 50C et 50D conformes à celui de la figure 9, sont ensuite appliqués sur une structure cylindrique de façon que :

- les éléments soient équi-répartis uniformément sur la structure à une même hauteur,
- les éléments sont alimentés de manière équi-phase et équi-amplitude à une tolérance donnée près.

Cette disposition permet d'obtenir un diagramme de rayonnement très omnidirectionnel ce qui est l'objectif dans la plupart des applications télémétriques. Afin d'optimiser ce diagramme de rayonnement, un calcul du nombre optimal d'éléments peut être effectué par logiciel. En général ce calcul aboutit à un résultat voisin de celui évoqué plus haut à savoir une distance entre éléments successifs au plus voisine de la moitié de la longueur d'onde dans l'air ($\Delta/\lambda_0 < 0,5$). Le nombre d'éléments doit de plus tenir compte du réseau d'alimentation et des contraintes qui lui sont associées (diviseurs de puissance, etc...).

Dans le cas présenté à la figure 11, sur un cylindre 100 de rayon égal à un mètre, à 2350 MHz, on répartit 96 éléments sur la structure, c'est-à-dire quatre réseaux 50 (notés 50A à 50D). Comme indiqué ci-dessus, il faut prévoir pour chaque réseau 50 trois étages diviseurs par deux et un étage diviseur par trois ($24 = 2^3 \times 3$) pour alimenter les motifs élémentaires.

Les étages diviseurs permettant de distribuer le signal aux quatre sous-réseaux sont de type coaxial. Les autres étages internes aux sous-réseaux sont de type micro-ruban, inclus dans l'alimentation coplanaire comme indiqué sur la figure 9.

On notera sur la figure 9 que le diviseur par trois présente la particularité suivante : chacune des branches du diviseur présente la même longueur à λ_0 près. En fait, la branche médiane présente une longueur quelconque l alors que les branches latérales ont une longueur $L = l + \lambda_0$ où λ_0 est la longueur d'onde dans l'air à la fréquence centrale de la bande utile (ici : 2350 MHz). Le caractère "équi-phase" de l'alimentation n'est plus rigoureusement respecté. On admet une erreur de $\pm 12^\circ$ sur la totalité de la bande utile.

Ce genre de considération est évidemment à prendre en compte au cas par cas en fonction du type d'application. Par exemple, pour un réseau similaire sur un cylindre de rayon égal à 650 mm, à la même

fréquence, le nombre d'éléments à répartir serait égal à 64 et un réseau d'alimentation à 6 diviseurs par deux remplirait la mission demandée.

On retiendra donc que l'élément décrit se prête très bien à toute mise en réseau avec des contraintes classiques d'espacement entre les éléments rayonnants du réseau.

Sur la figure 12 sont fournies les coupes $\Theta + 90^\circ$ et $\Phi = 0^\circ$ du diagramme de rayonnement de l'antenne cylindrique mesuré dans le repère de la figure 11.

On observe que le diagramme de cette antenne-cinture présente un caractère très omnidirectionnel. La répartition énergétique du rayonnement est très homogène, ce qui correspond tout à fait aux besoins associés aux liaisons téléométriques.

Les antennes présentées peuvent être utilisées :

- appliquées sur un plan,
- appliquées sur une forme cylindrique,

pour tout système de télécommunication. L'application ci-dessus a été développée pour une application téléométrique sur un mobile.

Ce concept se prête particulièrement bien à l'application sur un mobile de par ses qualités :

- possibilité de travailler avec une seule couche de diélectrique Technologie de l'antenne très simple : élimination des risques de délamination de couches et des problèmes de collages et de tenue mécanique),
- faible épaisseur (conservation de caractéristiques aérodynamiques).

Il va de soi que la description qui précède n'a été proposée qu'à titre d'exemple non limitatif et que de nombreuses variantes peuvent être proposées par l'homme de l'art sans sortir du cadre de l'invention.

Revendications

1. Antenne élémentaire (1) comportant un substrat diélectrique (2) d'épaisseur constante longé, sur une face par une couche métallique conductrice (3) formant plan de masse et sur son autre face par un motif rayonnant (4, 14, 24) connecté électriquement à une ligne d'alimentation (5), caractérisée en ce que le motif (4, 14, 24) est formé d'une boucle conductrice (6, 16, 26) de largeur constante l , entourant un motif parasite interne (7, 17, 27) non alimenté en étant séparée de ce motif parasite interne par une fente continue (8, 18, 28) fermée sur elle-même de largeur constante e propre à assurer un couplage entre la boucle et le motif parasite interne.
2. Antenne élémentaire selon la revendication 1, caractérisée en ce que le rapport l/e vaut entre 1/5 et 5, l'une au moins des grandeurs l ou e étant au moins approximativement comprise entre 0,001

et 0,1 fois le rapport $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_e}$ si λ_0 est la longueur d'onde associée à la fréquence de fonctionnement de l'antenne et ϵ_e la constante diélectrique effective du milieu de propagation constitué par le substrat et le motif.

3. Antenne élémentaire selon la revendication 2, caractérisée en ce que l'une au moins des grandeurs l ou e est au moins approximativement comprise entre 0,003 et 0,05 fois le rapport $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_e}$.
4. Antenne élémentaire selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisée en ce que le motif parasite interne (14) est circulaire, la boucle conductrice (16) et la fente (18) lui étant concentriques.
5. Antenne élémentaire selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisée en ce que le diamètre du motif parasite interne (14) vaut au moins approximativement 0,5 fois le rapport $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_e}$.
6. Antenne élémentaire selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisée en ce que le motif parasite interne (24) est polygonal.
7. Antenne élémentaire selon la revendication 6, caractérisée en ce que le motif parasite interne est carré.
8. Antenne élémentaire selon la revendication 7, caractérisée en ce que le côté du motif parasite interne (24) vaut au moins approximativement 0,5 fois le rapport $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_e}$.
9. Antenne élémentaire selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, caractérisée en ce que la ligne d'alimentation (5, 15, 25) est coplanaire audit motif.
10. Antenne (50) formée d'un réseau selon au moins une direction d'antennes élémentaires (14) conformes à la revendication 1, alimentées en série et/ou en parallèle.
11. Antenne selon la revendication 10, caractérisée en ce que les antennes élémentaires sont alimentées par un réseau d'alimentation au moins en partie coplanaire aux motifs.
12. Antenne selon la revendication 10 ou la revendication 11, caractérisée en ce que les antennes élémentaires sont alimentées avec la même phase et la même amplitude.

13. Antenne selon l'une quelconque des revendications 10 à 12, caractérisée en ce qu'elle est formée sur un cylindre d'une série annulaire d'antennes élémentaires équidistantes disposée dans un plan transversal de ce cylindre. 5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

10

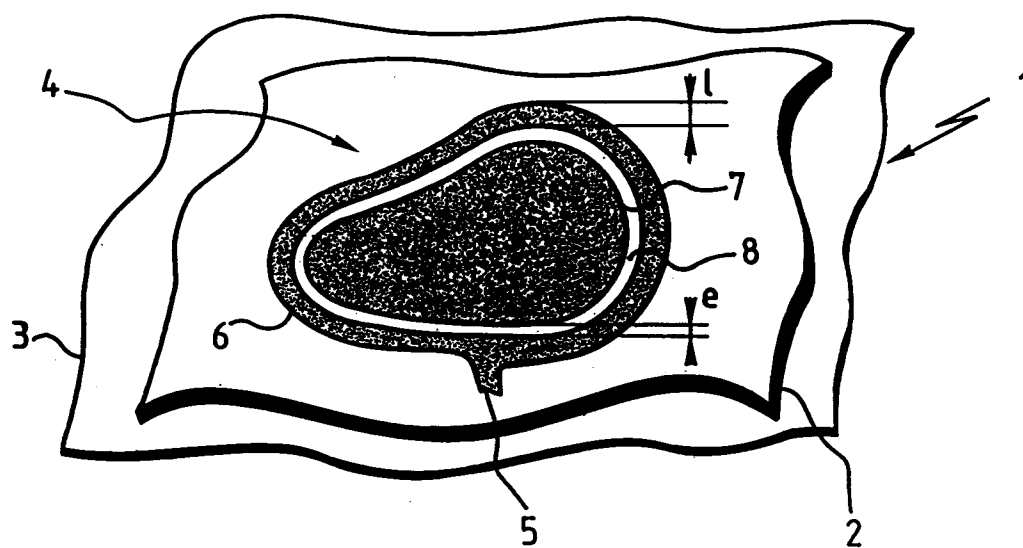


Fig. 1

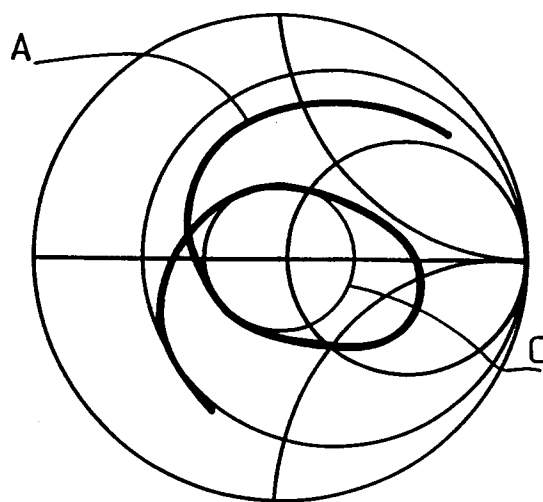


Fig. 2

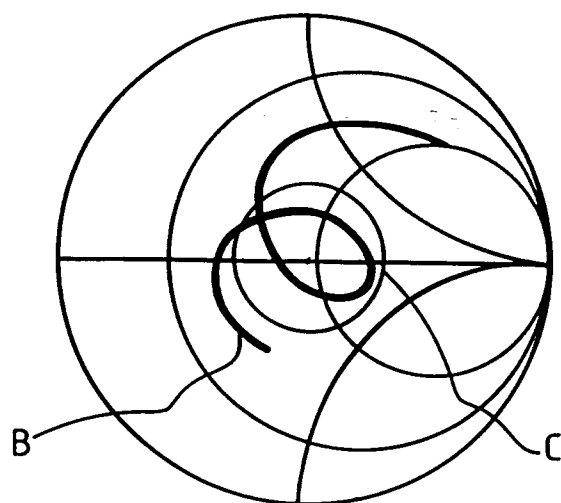
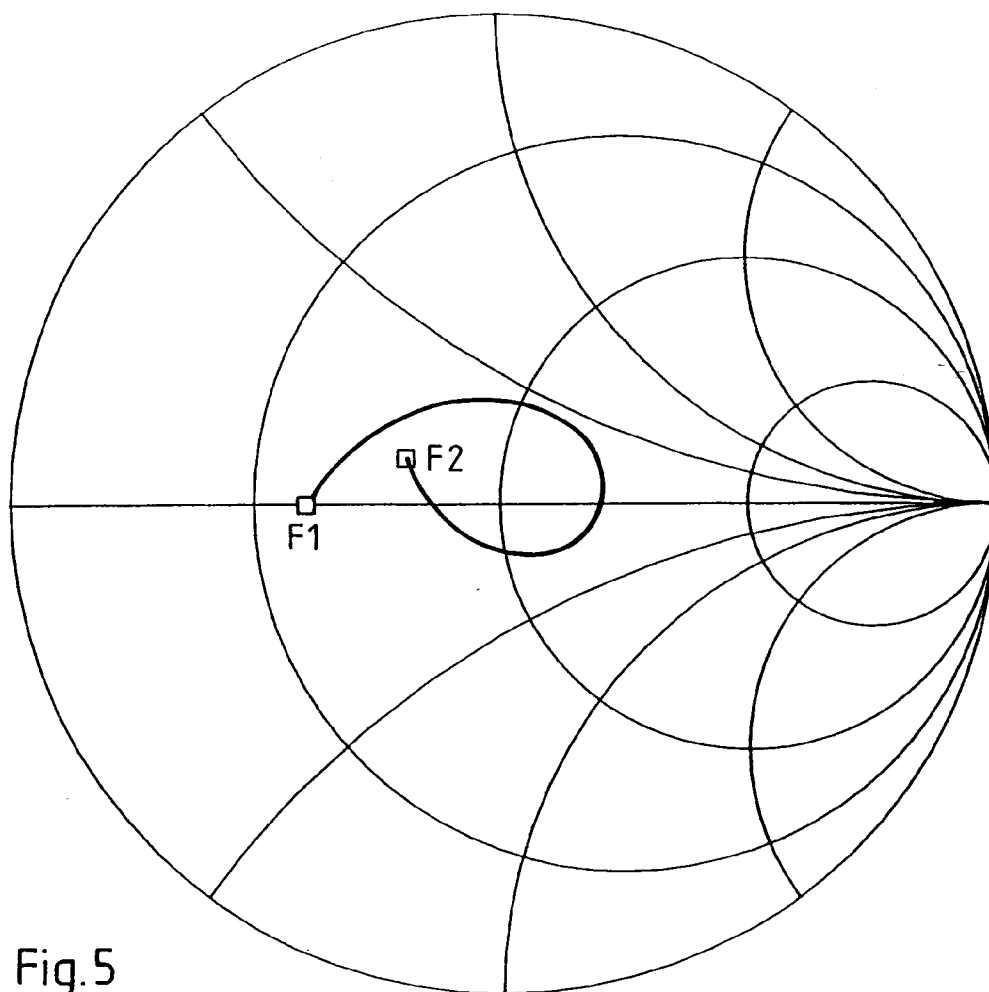
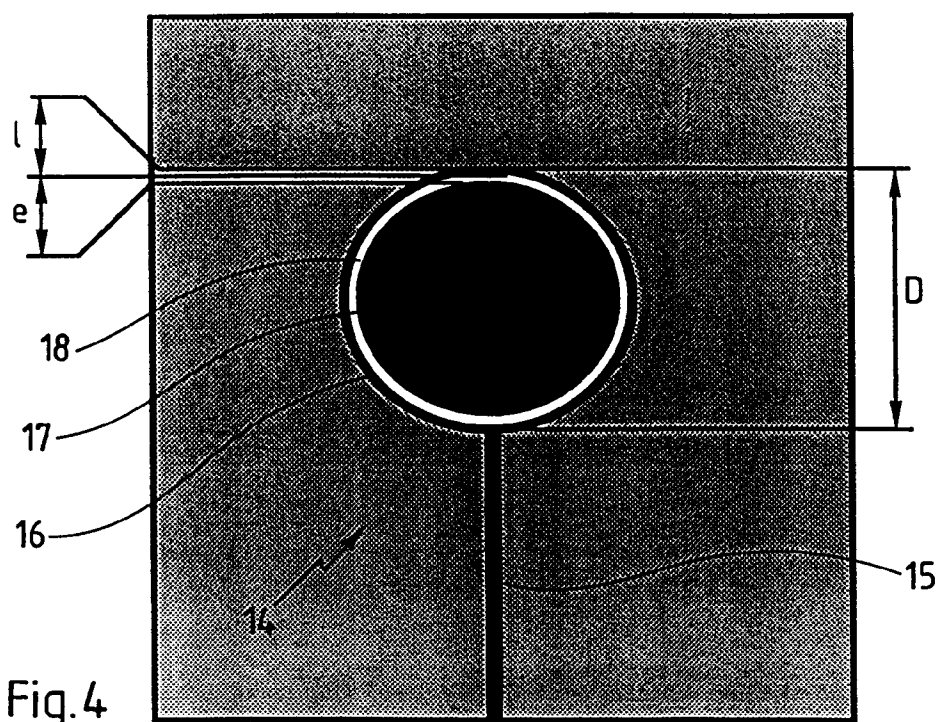


Fig. 3



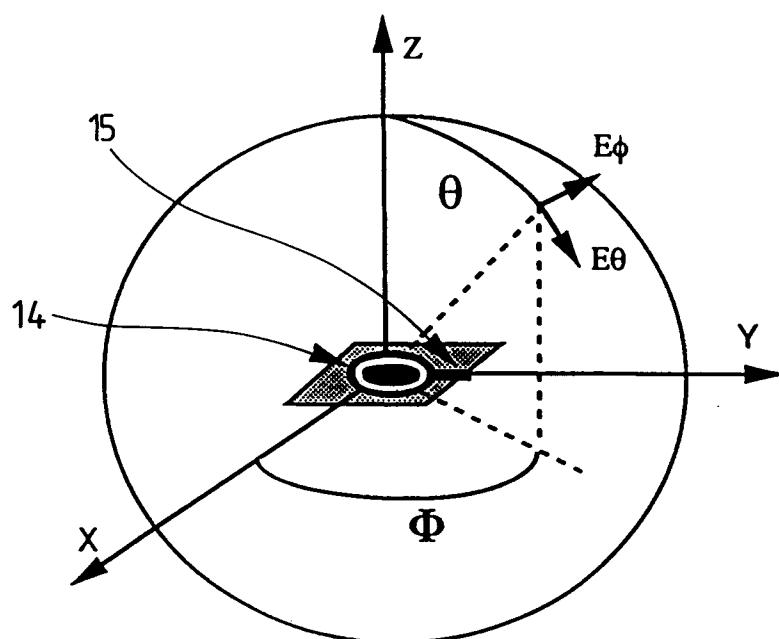


Fig. 6

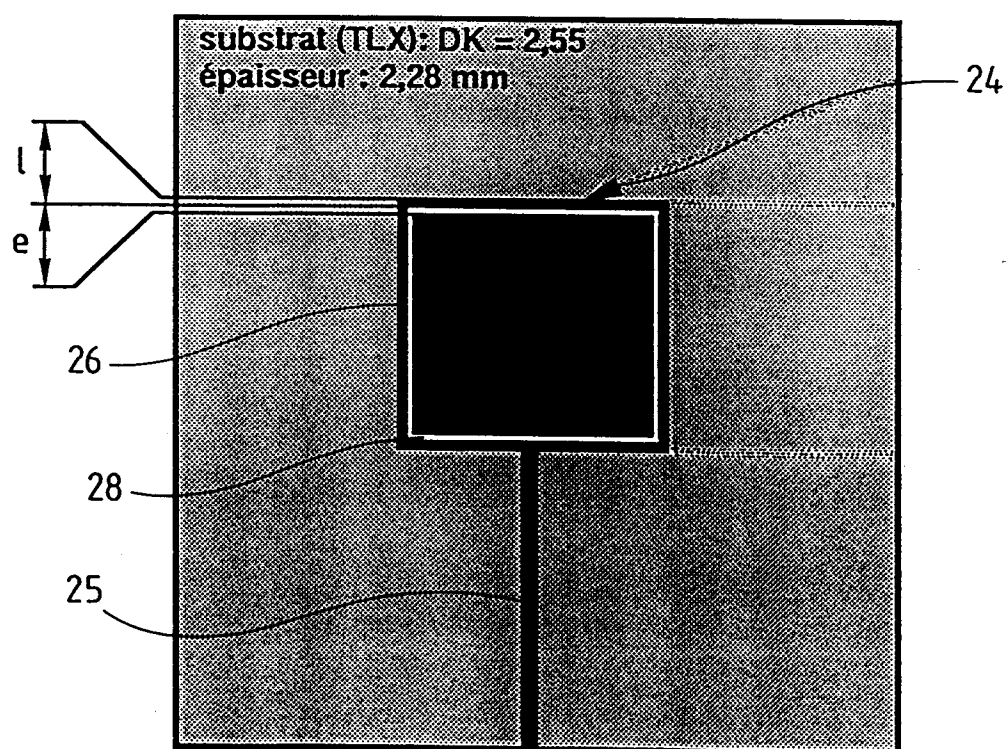
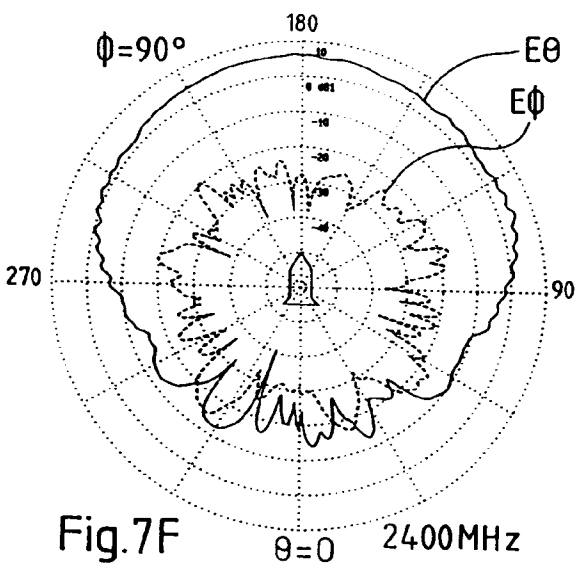
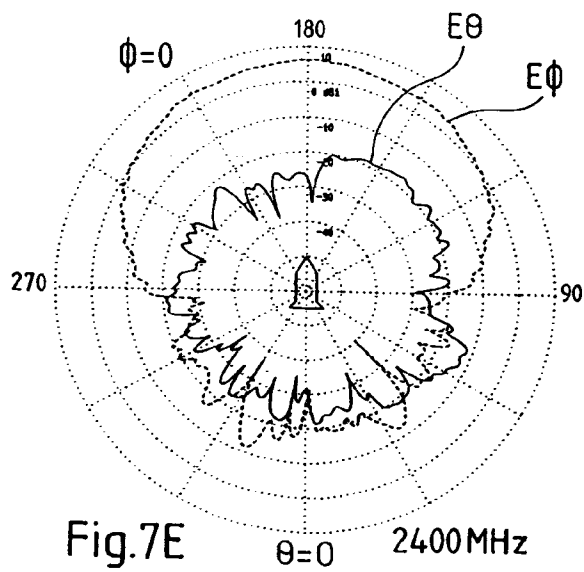
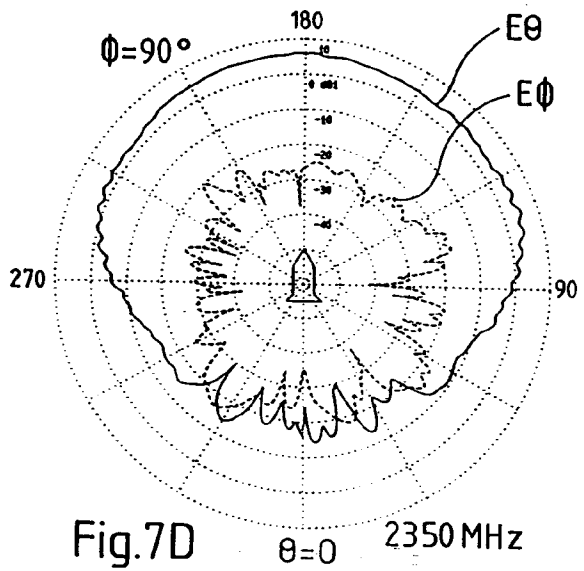
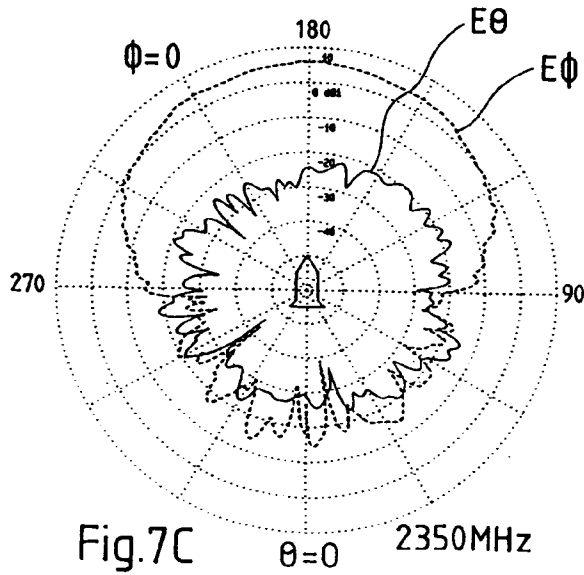
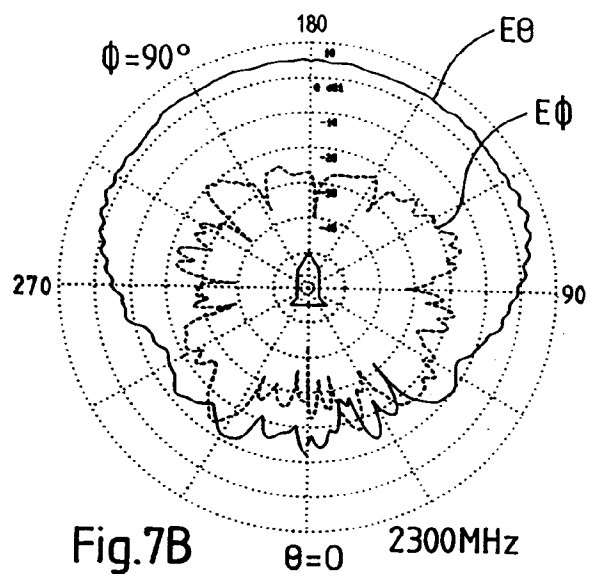
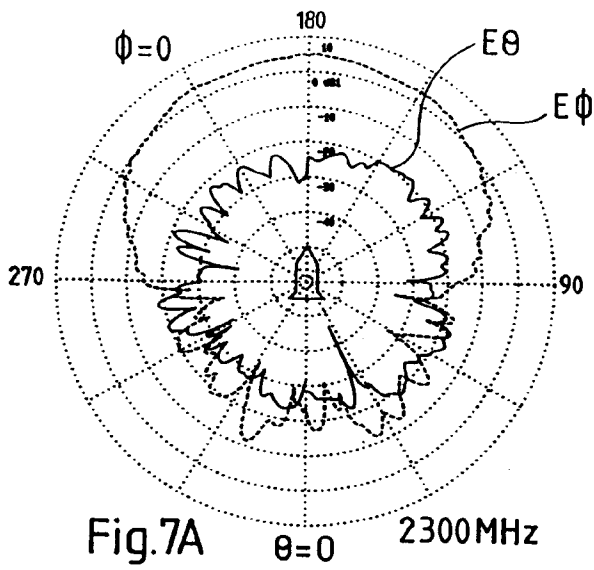


Fig. 8



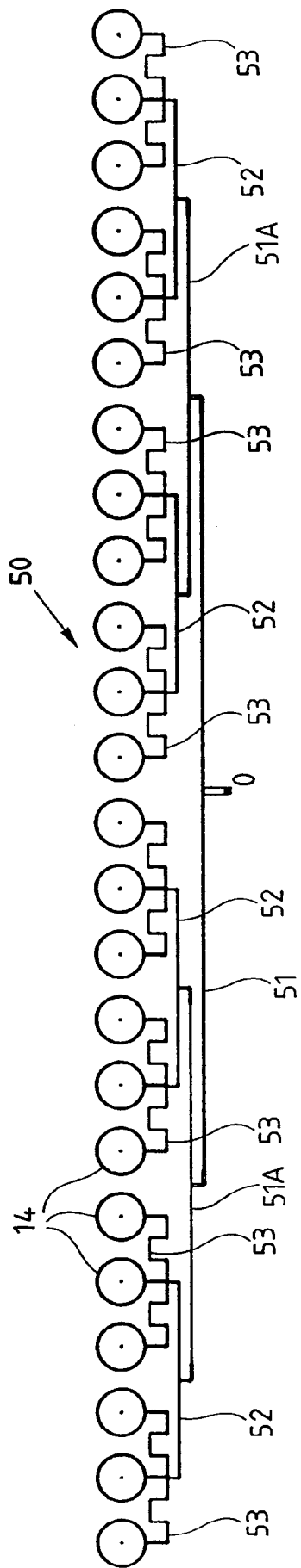


Fig.9

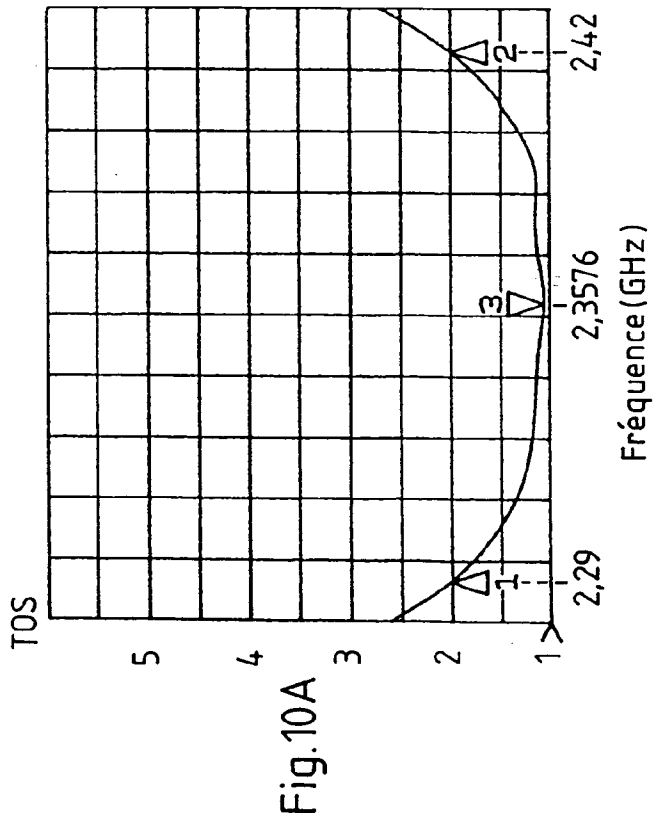


Fig.10A

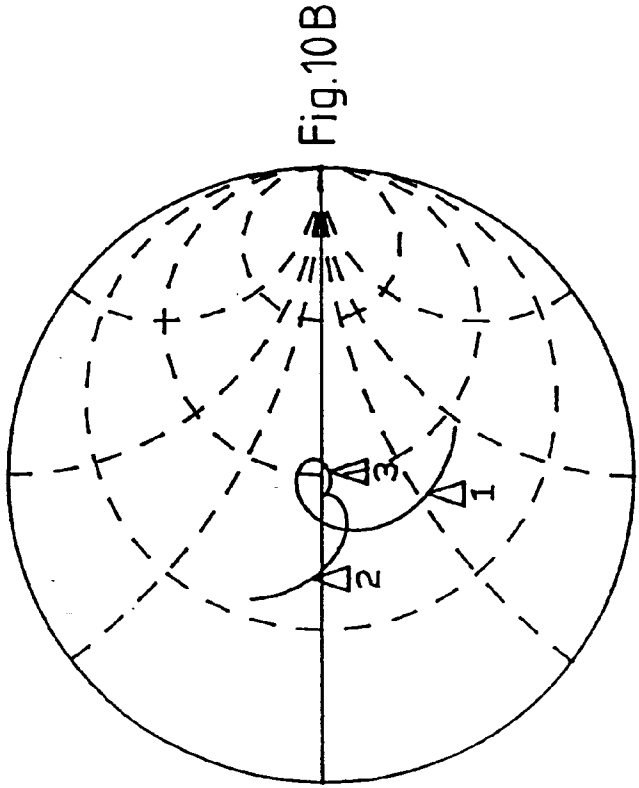


Fig.10B

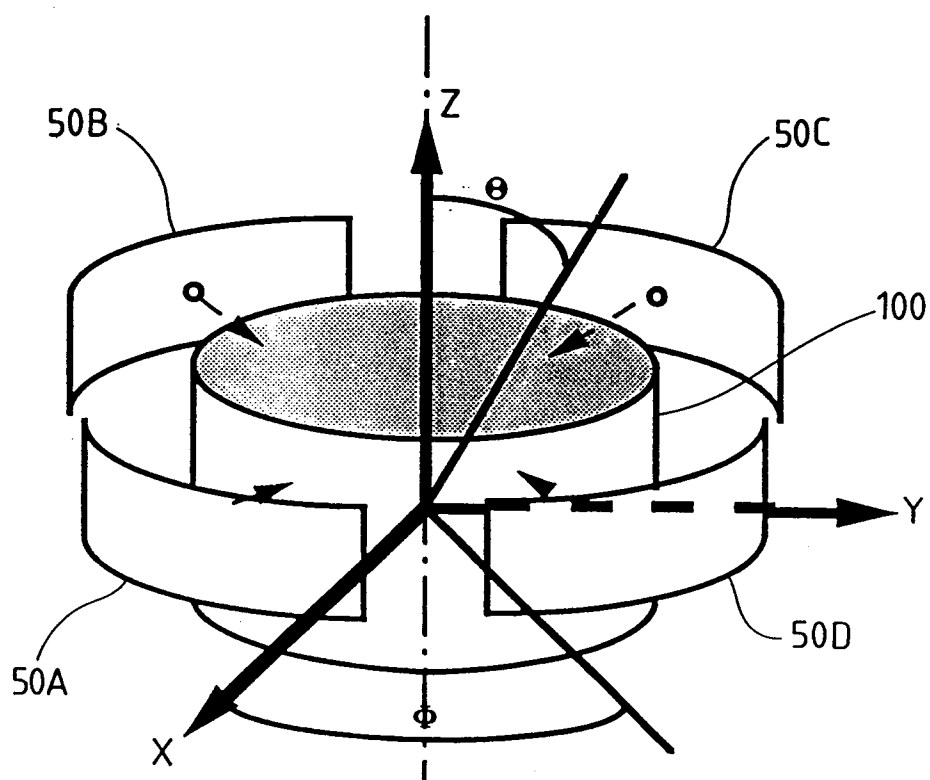


Fig.11

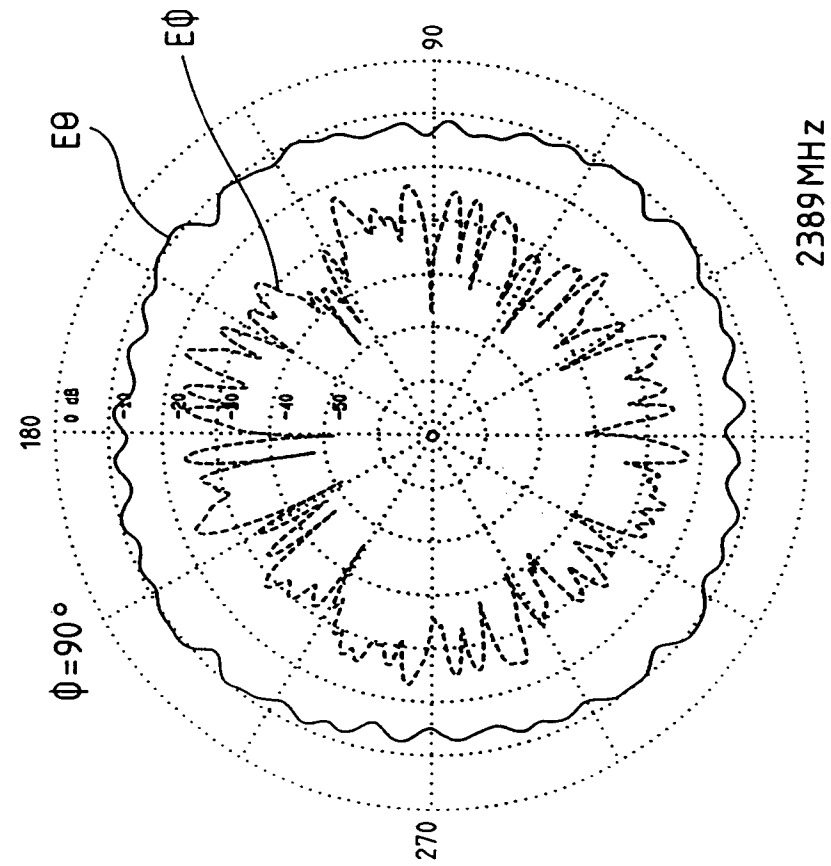


Fig.12B

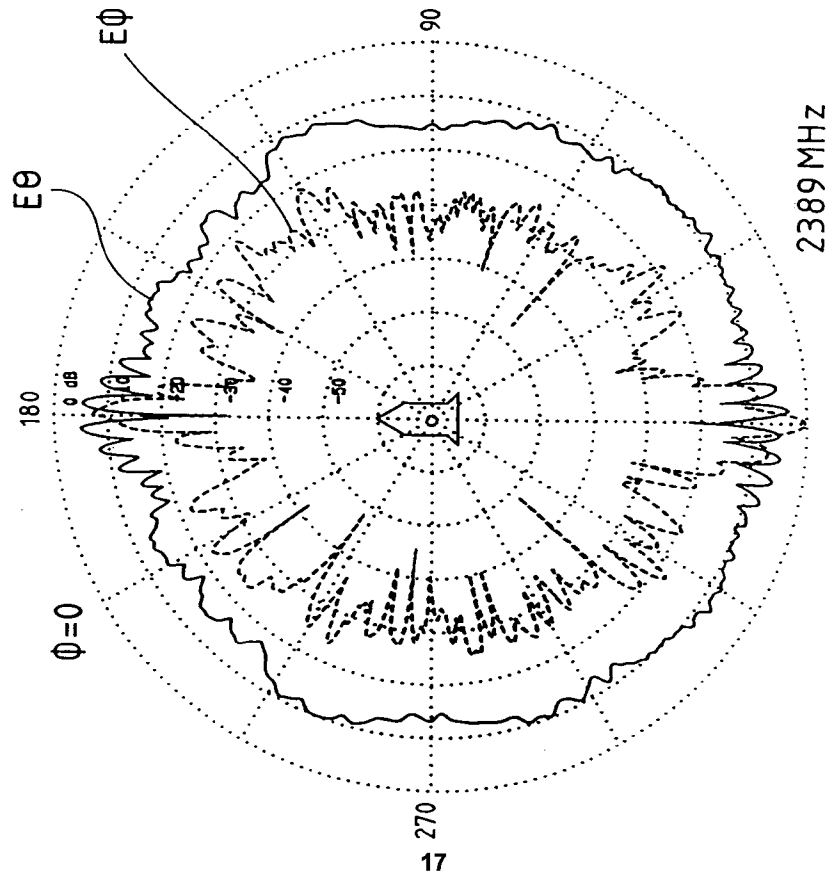


Fig.12A



Office européen
des brevets

RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numero de la demande

EP 93 40 1371

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int. Cl.5)
A	US-A-4 987 421 (SUNAHARA ET AL.) * colonne 4, ligne 54 - colonne 6, ligne 21; figures 5A-13C *	1,4,9-13	H01Q13/20
A	IEE PROCEEDINGS H. MICROWAVES, ANTENNAS & PROPAGATION vol. 138, no. 2, Avril 1991, STEVENAGE GB pages 185 - 191 CHEW ET AL. 'Analysis of a probe-fed microstrip disk antenna' * page 187, colonne de gauche; figure 3 *	1	
A	GB-A-2 202 091 (BRITISH GAS PLC) * page 3; figures 1,2 *	1	
A	US-A-4 157 548 (KALOI) * colonne 8, ligne 31 - ligne 57; figure 9M *	1	
A	US-A-4 060 810 (KERR ET AL.) * abrégé; figure 3 *	1	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. Cl.5)
A	NASA TECH BRIEF NTN-77/0801 1976, HOUSTON, TEXAS 'Low-Cost Dual-Frequency Microwave Antenna' * le document en entier *	1	H01Q
Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche LA HAYE		Date d'achèvement de la recherche 23 SEPTEMBRE 1993	Examineur ANGRABEIT F.F.K.
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 (P0402)