(19) Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets

(11) Numéro de publication: **0 213 646**
A1

(12) # DEMANDE DE BREVET EUROPEEN

(21) Numéro de dépôt: **86200959.4**

(51) Int. Cl.⁴: **H01Q 21/06**

(22) Date de dépôt: **02.06.86**

Une requête en rectification des dessins a été présentée conformément à la règle 88 CBE.Il est statué sur cette requête au cours de la procedure engagée devant la division d'examen (Directives relatives à l'examen pratiqué à l'OEB, A-V, 2.2).

(30) Priorité: **04.06.85 FR 8508399**

(43) Date de publication de la demande:
11.03.87 Bulletin 87/11

(84) Etats contractants désignés:
DE FR GB SE

(71) Demandeur: **Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée L.E.P.**
3, Avenue Descartes BP 15
F-94451 Limeil-Brévannes(FR)FR
Demandeur: **N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken**
Groenewoudseweg 1
NL-5621 BA Eindhoven(NL)DEGBSE

(72) Inventeur: **Rammos, Emmanuel Société Civile S.P.I.D.**
209 rue de l'Université
F-75007 Paris(FR)
Inventeur: **Byzery, Bernard Michel Société Civile S.P.I.D.**
209 rue de l'Université
F-75007 Paris(FR)

(74) Mandataire: **Landousy, Christian et al**
Société Civile S.P.I.D. 209, Rue de l'Université
F-75007 Paris(FR)

(54) **Modules unitaires d'antenne, hyperfréquences et antenne hyperfréquences comprenant de tels modules.**

(57) Module unitaire d'antenne hyperfréquences pour la réception ou l'émission d'une onde polarisée rectilignement, comportant des éléments rayonnants en forme de cornets et un réseau d'alimentation composé de guides d'onde de section rectangulaire connectés d'une part aux cornets et d'autre part entre eux de telle manière que pour chaque cornet la longueur totale du trajet d'alimentation est la même, caractérisé en ce que :

-il comprend quatre cornets adjacents dont les ouvertures carrées forment un motif bidimensionnel dans un plan parallèle à un plan de référence P,

-le réseau d'alimentation en guide d'onde est du type dit "planaire" du fait qu'il est distribué dans un plan parallèle au plan P, la grande dimension a de la section des guides étant parallèle à ce plan P,

-le réseau d'alimentation en guide est du type dit "arborisé" du fait que les cornets sont alimentés au moyen de diviseur de puissance (7,8) en forme de T, dont les branches sont rectilignes et symétriques,

-au moins une paroi des guides parallèle à la dimension a comporte une ailette (20) dans le plan de symétrie.

EP 0 213 646 A1

Application : Antenne plane 12 GHz

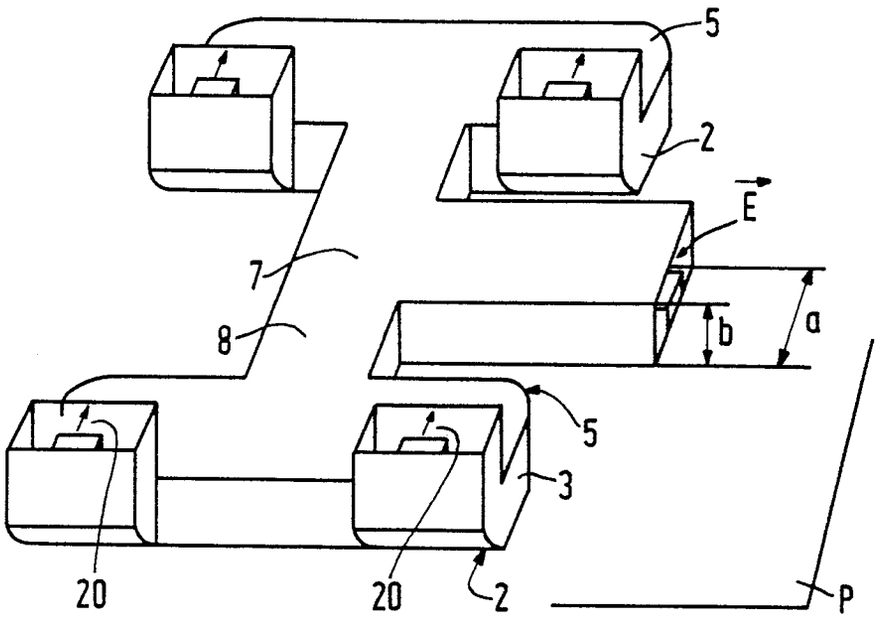


FIG.2c

MODULES UNITAIRES D'ANTENNE HYPERFREQUENCES ET ANTENNE HYPERFREQUENCES COMPRENANT DE TELS MODULES

L'invention concerne un module unitaire d'antenne hyperfréquences pour la réception ou l'émission d'une onde polarisée rectilignement, comportant des éléments rayonnants en forme de cornets et un réseau d'alimentation composé de guides d'onde de section rectangulaire connectés d'une part aux cornets et d'autre part entre eux de telle manière que pour chaque cornet la longueur totale du trajet d'alimentation est la même.

L'invention concerne également une antenne hyperfréquences comprenant de tels modules unitaires.

L'invention trouve son application, par exemple, dans la réalisation d'antennes planes pour la réception d'émissions de télévision retransmises par satellites artificiels.

Une antenne comportant des éléments rayonnants en forme de cornets alimentés par des guides d'onde est connue du brevet DE 2641711. Ce document décrit un module linéaire d'antenne, constitué d'une rangée de cornets usinés dans un bloc en fibre de verre dont les surfaces sont métallisées. Cette rangée de cornets est alimentée d'une part par une ligne principale et d'autre part par des lignes individuelles connectées à la ligne principale. La ligne principale est de section rectangulaire, usinée dans l'aluminium et peut être emplie d'un matériau diélectrique. Elle est réalisée de manière à former dans le plan du champ électrique $\vec{e}$ un diviseur de puissance étagé permettant d'alimenter à égale puissance les guides d'onde qui assurent la connexion individuelle des cornets avec la ligne principale. Chacun de ces guides d'onde, de section rectangulaire, est formé par une structure stratifiée comprenant un matériau diélectrique interposé entre deux couches de cuivre, les bords de cette structure étant métallisés. La longueur des guides d'alimentation individuelle, ainsi que leur point de connexion à la ligne principale sont choisis de façon que pour chaque cornet, la longueur du trajet d'alimentation composé de la ligne principale et de la ligne d'alimentation individuelle, soit la même. Une telle structure est prévue pour permettre de corriger des différences de phase dans l'alimentation des cornets par le raccourcissement de certaines des lignes d'alimentation individuelle.

Mais une telle antenne présente de nombreux inconvénients. Tout d'abord, elle présente obligatoirement des pertes très élevées car la propagation des ondes dans un milieu diélectrique tel que celui qui constitue la structure stratifiée des lignes d'alimentation individuelles des cornets est toujours sujette à des pertes élevées même si le diélectrique est de très bonne qualité. L'introduction d'un matériau diélectrique identique dans la ligne principale augmente encore les pertes. A cela s'ajoute le fait que le prix d'un matériau diélectrique de bonne qualité est toujours très élevé et augmente considérablement le coût de l'antenne.

Ensuite, le module d'antenne décrit dans le document cité est de forme linéaire, à alimentation en série, ce qui fait qu'il est effectivement très difficile d'alimenter les cornets exactement en phase et qu'il est donc indispensable de réaliser un ajustage de la longueur des lignes d'alimentation individuelles pour améliorer ce résultat. Il reste cependant difficile d'alimenter tous les cornets exactement en phase si une large bande de fréquence de fonctionnement est requise. De plus, la solution proposée par le document cité pour résoudre ce problème, conduit à une forme d'antenne complexe, ainsi qu'à un montage et un ajustage trop délicats pour être réalisés par exemple lors d'une fabrication en grande série.

En outre pour l'application à la réception d'émissions de télévision relayées par satellites, cette antenne doit présenter des propriétés particulières.

On rappelle qu'une telle antenne doit pouvoir recevoir une polarisation circulaire, droite ou gauche selon le satellite émetteur.

On sait que la polarisation d'une onde électromagnétique est définie par la direction du champ électrique $\vec{e}$ dans l'espace. Si en un point de l'espace, le vecteur champ électrique $\vec{e}$ reste parallèle à une droite, nécessairement perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde, cette onde est polarisée rectilignement.

Par contre, l'onde est polarisée circulairement si l'extrémité du vecteur champ électrique $\vec{e}$ décrit un cercle dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation. La polarisation est circulaire droite lorsque $\vec{e}$ tourne dans le sens des aiguilles d'une montre pour un observateur regardant dans la direction de propagation. La polarisation est circulaire gauche dans l'autre cas.

Une onde polarisée circulairement peut être décomposée en deux ondes polarisées linéairement, perpendiculaires entre elles et déphasées de $\pm \pi/2$.

L'antenne destinée à l'application envisagée peut donc être réalisée selon le principe suivant : les deux composantes perpendiculaires, dues à l'émission par le satellite d'une onde polarisée circulairement, sont captées puis composées avec le déphasage approprié ($\pm \pi/2$ selon que l'on a affaire à une polarisation circulaire droite ou gauche).

La mise en oeuvre de ce principe suppose l'utilisation devant l'antenne d'un radôme dépolariseur. Ce radôme est conçu de telle sorte qu'il retarde l'une des composantes de l'onde polarisée circulairement provoquant ainsi le déphasage nécessaire. Les deux ondes de polarisation linéaire se trouvent ainsi en phase et leur composition vectorielle donne une onde polarisée linéairement pouvant être reçue par une antenne à une seule polarisation linéaire.

On rappelle en outre que, pour l'application envisagée, l'antenne doit répondre aux normes formulées par le CCIR (Comité International de Radiocommunication). Ces conditions sont les suivantes :

-la bande de fréquence doit se situer entre 11,7 et 12,5 GHz ;

-le diagramme de rayonnement de l'antenne doit être enveloppé sous un gabarit selon lequel une atténuation de 3 dB du lobe principal correspond à une ouverture θ du faisceau de 2°, exprimée par la relation :

$\theta_{-3dB} = 2°$ qui est l'ouverture du faisceau à mi-puissance, et selon lequel les lobes secondaires sont atténués de 30 dB à 12° ;

-le rapport entre gain de l'antenne G et la température de bruit T en degré Kelvin doit être :

$G/T \geq 6$ dB . $°K^{-1}$

Ainsi, pour l'application envisagée, il est d'importance que :

-l'antenne soit facile à réaliser et d'un faible coût afin de permettre une commercialisation grand-public,

-l'antenne soit d'un encombrement réduit et facile à monter, par exemple sur un toit, afin que le coût de l'installation ne vienne pas augmenter hors de proportion le coût de l'antenne,

-les qualités techniques de l'antenne répondent aux normes conseillées par le CCIR, et en particulier que les lobes secondaires de réseau soient évités.

C'est pourquoi la présente invention propose un nouveau module d'antenne hyperfréquences qui réponde à ces conditions.

Selon la présente invention, ces problèmes sont résolus par un module unitaire d'antenne, tel que décrit dans le préambule, caractérisé en ce que :

-il comprend quatre cornets adjacents dont les ouvertures carrées forment un motif bidimensionnel dans un plan parallèle à un plan de référence P,

-le réseau d'alimentation en guide d'onde est du type dit "planaire" du fait qu'il est distribué dans un plan parallèle au plan P, la grande dimension a de la section des guides étant parallèle à ce plan P,

-le réseau d'alimentation en guide est du type dit "arborisé" du fait que les cornets sont alimentés au moyen de diviseurs de puissance en forme de T dont les branches sont rectilignes et symétriques,

-au moins une paroi des guides, parallèle à la dimension a, comporte une ailette.

Dans une autre forme de réalisation, ce module est caractérisé en ce qu'au moins une paroi des ouvertures des cornets comporte également une ailette.

La présente invention propose également une antenne hyperfréquences caractérisée en ce qu'elle comprend un nombre multiple de quatre de tels modules unitaires alimentés entre eux par un réseau planaire arborisé du même type que le réseau distribué à l'intérieur de chaque module et dans le même plan que ce dernier, en sorte que tous les cornets de l'antenne sont alimentés par un signal respectivement de même amplitude et de même phase.

Selon une forme de réalisation, cette antenne est caractérisée en ce qu'elle est constituée de deux plaques, dont les surfaces sont électriquement conductrices, les cornets étant formés dans l'épaisseur de la première plaque, les ouvertures des cornets débouchant sur la première face de cette plaque et les embouchures sur la seconde face, le réseau d'alimentation en guides étant formé par des rainures pratiquées sur la première face de la seconde plaque, ces rainures constituant trois des quatre faces des guides et l'application de la seconde face de la première plaque sur la première face de la seconde plaque formant la quatrième face des guides et les raccordements avec les cornets.

Selon une autre forme de réalisation, cette antenne est caractérisée en ce qu'elle est constituée de deux plaques, dont les surfaces sont électriquement conductrices, les cornets étant formés dans l'épaisseur de la première plaque, les ouvertures des cornets débouchant sur la première face de cette plaque et les embouchures sur la

seconde face, le réseau d'alimentation en guides étant formé par des rainures en creux pratiquées sur cette seconde face et constituant trois des quatre faces des guides, la seconde plaque présentant une première face plane, et l'application de la seconde face de la première plaque sur la première face de la seconde plaque formant la quatrième face des guides et les raccordements avec les cornets.

L'antenne réalisée selon la présente invention offre de nombreux avantages. Tout d'abord, elle présente des pertes aussi faibles que possible du fait qu'elle est entièrement alimentée par des guides d'onde excluant tout diélectrique autre que l'air.

Ensuite, de par la forme arborisée du réseau d'alimentation, tous les cornets sont alimentés par des signaux respectivement de même amplitude et de même phase, et ceci sur une large bande de fréquences, sans qu'il soit besoin de prévoir des ajustages.

En outre, de par la forme planaire du réseau d'alimentation, l'antenne peut être réalisée à l'aide de deux seules plaques, métalliques ou bien seulement métallisées, par un procédé de fabrication très simple. Ce procédé de fabrication est d'autant plus simple que les tronçons de guides d'onde et les branches des T diviseurs de puissance sont linéaires, que les coudes sont à angle droit, et que les motifs formés par les cornets sont répétitifs, ainsi que les motifs des ailettes.

De plus, l'antenne ainsi réalisée présente d'excellentes qualités mécaniques. Elle est particulièrement solide, résistante aux intempéries et au vieillissement.

Enfin cette antenne présente de grandes qualités techniques. Elle peut fonctionner dans le domaine des hyper fréquences, par exemple 12 GHz et sur une très large bande de fréquences.

Sa directivité et ses performances en gain peuvent même être adaptées à l'application de la réception d'émissions de télévision relayées par satellites. En effet, la présence des ailettes dans les guides et les cornets permet de calculer pour ces guides et cornets des dimensions telles que les lobes de réseau sont évités.

L'invention sera mieux comprise à l'aide de la description suivante, illustrée par les figures annexées dont :

-la figure 1 qui montre en perspective un élément rayonnant d'un module unitaire selon l'invention ;

-la figure 2a qui montre en perspective un module unitaire selon l'invention ;

- la figure 2b qui montre en perspective le réseau d'alimentation de ce module ;

-la figure 2c qui montre le même réseau d'alimentation muni d'ailettes.

-la figure 3 qui représente, en coupe parallèlement au plan de référence P, le réseau d'alimentation de ce module, les axes I'I" et J'J" étant respectivement les traces des plans de symétrie du réseau, respectivement parallèles aux plans Q et Q'.

-la figure 4a qui représente en coupe un guide à ailettes du réseau d'alimentation,

- la figure 4b qui représente la moitié d'un tel guide,

-la figure 4c qui représente le circuit équivalent à cette moitié de guide lorsque n, le nombre de mode, est pair,

-la figure 4d qui représente le circuit équivalent à cette moitié de guide lorsque n est impair,

- la figure 5a qui représente une transition entre deux guides d'onde,

-la figure 5b qui représente une telle transition dotée d'une ailette en échelon,

-la figure 5c qui représente le diagramme D de rayonnement d'une ouverture rectangulaire dans le plan H et dans le plan E,

-les figures 6a et 6c qui représentent en coupe respectivement parallèlement au plan Q' et parallèlement au plan Q, un élément rayonnant du module unitaire ;

-les figures 6b et 6d qui représentent en coupe respectivement un cornet sectoral plan $\vec{H}$ et un cornet sectoral plan $\vec{E}$ correspondant à l'élément rayonnant du module unitaire,

-la figure 6e qui représente en coupe un cornet pyramidal muni d'une ailette de forme optimisée,

-la figure 6f qui représente en coupe un cornet pyramidal muni d'une pseudo-double ailette,

-les figures 7a et 7b qui représentent des portions des deux plaques constituant une antenne selon l'invention, dans une mise en oeuvre,

-la figure 7c qui représente un élément rayonnant de l'antenne dans un autre mise en oeuvre,

-la figure 8 représente la variation du rapport s/a en fonction du rapport b'/b pour une fréquence de coupure f_c de 10 GHz,

-la figure 9 représente un exemple d'adaptation des diviseurs de puissance,

-les figures 10 qui représentent les coordonnées angulaires d'un point M de l'espace par rapport au plan de référence P,

-la figure 11a qui représente l'enveloppe C_1 du diagramme de rayonnement de l'antenne imposée par les normes CCIR dans l'application de l'antenne à la réception d'émissions de télévision relayées par satellites et l'enveloppe C_2 du diagramme de polarisation croisée.

-la figure 11b qui représente, par rapport à cette enveloppe c_1, l'enveloppe des diagrammes de rayonnement théorique obtenus au moyen d'une antenne à simple ailette (C_3) et au moyen d'une antenne à pseudo-double ailette (C_4).

Tel que représenté en perspective sur la figure 1, l'élément rayonnant d'un module unitaire d'antenne selon l'invention est constitué d'un cornet 1 dont l'ouverture présente une section carrée de côté A. Lors du fonctionnement de l'antenne, pour permettre la réception ou l'émission d'une onde polarisée linéairement, l'ouverture du cornet est placée parallèlement à un plan de référence P défini par la direction de propagation du champ électrique $\vec{E}$ et du champ magnétique $\vec{H}$ dans le milieu extérieur à l'antenne, et les côtés de l'ouverture carrée du cornet sont placés soit parallèles au champ électrique $\vec{E}$, soit parallèles au champ magnétique $\vec{H}$ du milieu extérieur à l'antenne.

L'embouchure 4 du cornet 1 est raccordée au guide d'onde 3 par un coude 2. Le guide d'onde 3 et l'embouchure interne 4 présentent une section rectangulaire de côtés a et b tels que a > b,

Le champ électrique $\vec{E}$ se propage parallèlement au côté b et le champ magnétique $\vec{H}$ se propage parallèlement au côté a .

Le guide d'onde 3 est placé de telle sorte que la dimension a de sa section est parallèle au plan de référence P et la dimension b perpendiculaire. Dans ces conditions, le champ électrique $\vec{E}$ se propage dans le guide 3 perpendiculairement au plan de référence P, et le champ magnétique $\vec{H}$ se propage parallèlement au plan de référence P. Le guide 3 est dit "plan $\vec{H}$ ".

L'angle du coude 2 de raccordement de l'embouchure 4 au guide 3 se trouve donc dans un plan parallèle à un plan Q, le plan Q étant défini comme perpendiculaire au plan P et parallèle à l'un des côtés des ouvertures des cornets. En fonctionnement, dans le coude 2, ce plan est parallèle au vecteur $\vec{E}$. Le coude 2 peut être dit "coude plan $\vec{E}$ ". Dans le milieu extérieur à l'antenne, le plan Q est défini, en fonctionnement, par le champ magnétique $\vec{E}$ et la perpendiculaire oz au plan P, comme il est montré sur la figure 10a.

Le module d'antenne selon l'invention est constitué de quatre cornets dont les ouvertures forment un motif répété par simple translation, selon deux axes parallèles aux côtés, avec le même pas, dans un plan parallèle au plan de référence P, comme il est montré sur la figure 2a, en perspective, vu du dessus.

Le réseau d'alimentation de ces quatre cornets est montré en perspective sur la figure 2b. Ce réseau est dit "planaire" du fait qu'il est distribué dans un seul plan parallèle au plan de référence P. Tous les guides d'onde raccordant les guides 3 d'alimentation individuelle des cornets entre eux, sont du même type que les guides 3, c'est-à-dire "plan $\vec{H}$ ".

Le réseau d'alimentation planaire est donc dit "plan $\vec{H}$ ".

De plus, pour permettre l'alimentation des quatre cornets à l'aide de signaux respectivement de même phase et de même amplitude, ce réseau est du type dit "arborisé". En effet, les cornets sont alimentés par deux de façon symétrique par rapport à un plan parallèle au plan Q, pour former deux groupes de deux éléments rayonnants identiques. Puis les deux groupes ainsi formés sont alimentés de façon symétrique, par rapport à un plan parallèle à un plan Q', ce plan Q' étant défini comme perpendiculaire à la fois au plan de référence P et au plan Q comme il est montré figure 10a. Dans le milieu extérieur à l'antenne en fonctionnement, le plan Q' est défini par le champ magnétique $\vec{H}$ et la perpendiculaire oz au plan P.

Comme il est montré figure 2b en perspective et figure 3 en coupe parallèlement au plan P, la symétrie d'alimentation de deux cornets peut être obtenue par un réseau planaire tel que des coudes 5 dont l'angle est situé dans le plan du réseau raccordent les guides d'alimentation individuelle 3 de ces cornets à un diviseur de puissance 6 en forme de T dans le même plan. Le plan de symétrie du système formé par les deux cornets, les deux coudes 2, les deux guides individuels 3, les deux coudes 5 et le diviseur de puissance 6, est un plan parallèle à Q dont la trace est I'I" sur la figure 3.

La symétrie d'alimentation des deux groupes de deux cornets ainsi formés est obtenue en raccordant les guides d'onde 8 issus des diviseurs de puissance 6 par un diviseur de puissance 7 en forme de T situé dans le plan du réseau. Ce diviseur de puissance 7, de sortie 9, et les tronçons de guide 8 admettent comme plan de symétrie un plan parallèle à Q' dont la trace est J'J" sur la figure 3.

Ainsi pour chaque cornet, la longueur du trajet d'alimentation est exactement la même et les cornets sont alimentés parfaitement en phase. De plus tous les tronçons de guide d'onde sont rectilignes et dans un plan parallèle à celui des ouvertures des cornets.

Une antenne hyperfréquences peut être formée à partir d'un nombre multiple de quatre de tels modules unitaires alimentés entre eux par un réseau planaire arborisé du même type que le réseau distribué à l'intérieur de chaque module et dans le même plan que ce dernier. De la sorte l'antenne peut comporter le nombre d'éléments rayonnants nécessaires à l'obtention du gain souhaité pour l'antenne et tous les éléments rayon-

nants de l'antenne sont cependant alimentés par des signaux respectivement de même amplitude et de même phase, permettant d'obtenir perpendiculairement au plan P un rayonnement maximal et donc un gain maximal conformément aux recommandations du CCIR.

L'exemple suivant est donné pour montrer que l'antenne selon l'invention peut présenter des caractéristiques techniques appropriées à la réception des émissions de télévision relayées par satellite artificiel.

Exemple de réalisation

$$E_T = \sum_{m=1}^{M} \sum_{n-1}^{N} . A(m,n) \exp j \{k.dy.m'.\sin\theta.\cos\varphi + kdx.n'. \sin\theta. \sin\varphi + \Phi(m,n)\}$$

avec $m' = m-1$

$n' = n-1$

$k = 2\pi/\lambda_o$ (vecteur d'onde)

Dans le cas simple où toutes les sources sont équi-amplitudes ($A(m,n) = A_o$) et équiphases ($\Phi(m,n) = \Phi_o$),on peut alors montrer que la contribution au point P s'écrit finalement :

$E_p = A_o \exp.j\Phi_o(\sin Mu/\sin u)\ (\sin N\theta/\sin\theta)$

avec $u = \pi.(dy/\lambda).\ \sin\theta.\ \cos\phi$

$v = \pi.(dx/\lambda).\ \sin\theta.\ \sin\phi$

I -Conditions pour éviter les lobes de réseau

On rappelle que :

pour un ensemble de (M x N) sources séparées entre elles d'une distance définie par les paramètres dx et dy tel que représenté sur la figure 10b, et en posant :

A(m,n) et $\Phi(m,n)$, l'amplitude et la phase de la source d'indices (m,n), la contribution de toutes ces sources au point R, sera :

Le facteur de réseau est défini par :

$F_{r\acute{e}seau} = E_p.E_p^*/(E_p.E_p^*)_{max}$

et s'écrit finalement :

$F_{r\acute{e}seau} = [\sin Mu/M \sin u]^2.\ [\sin N\theta\ /N \sin\theta]^2$

Dans le plan (yoz), où $\phi = 0$, le maximum du facteur du réseau est obtenu en vérifiant :

$M \sin U = \sin M u = 0$

c'est-à-dire

$$\boxed{\theta_{max} = \text{arc sin}[p.\lambda/dy]} \quad (p : \text{entier} > 0).$$

Ainsi, cette relation fournit la condition que doit remplir l'ensemble des (N x M) sources pour ne pas avoir de lobes de réseaux (lobes d'amplitude égale à celle du lobe principal) : il suffit d'avoir dy tel que :

$dy < \lambda$ c'est-à-dire $dy/\lambda < 1$.

Selon la présente invention, il a été choisi pour former l'antenne, de placer les éléments rayonnants avec un pas d. Il faudra donc que :

$d < \lambda$ ou $d/\lambda < 1$

Cette relation établit que pour que les lobes de réseaux soient totalement évités il faudrait que la distance d entre les éléments rayonnants soit inférieure à la longueur d'onde λ propagée dans le guide. Dans le cas contraire, des lobes de réseau apparaissent. Mais ils sont plus ou moins rapprochés du lobe principal selon la valeur du rapport λ/d.

Selon la présente invention, on voit bien sur la figure 3 que cette relation ne peut être vérifiée que si la dimension a des guides n'est pas trop grande. La solution à ce problème est donc de munir la paroi des guides parallèle à a d'une ailette. Les

guides d'onde ainsi constitués ont un encombrement réduit par rapport à un guide d'onde rectangulaire non muni d'ailette de même fréquence de coupure.

Le réseau d'alimentation en guide muni des ailettes est montré en perspective figure 2c.

II -Conditions pour recevoir les émissions relayées par satellites

Les antennes étant destinées principalement à l'application grand-public TV 12, les conditions qui guideront la conception, seront les recommandations du CCIR concernant :

-la bande de fréquence : 11.7 GHz à 12.5 GHz

-le gain G ≃ 33 dB

-L'ouverture $\theta_{-3dB} \leq 2°$

Le gabarit qui doit être respecté est montré figure 11a. La courbe C_1 est l'enveloppe du diagramme de rayonnement, et la courbe C_2 est l'enveloppe du diagramme de polarisation croisée.

Outre le fait que l'antenne doit pouvoir être fabriquée d'une façon bon marché, son rendement doit être élevé : pour ceci, il faut donc optimiser l'élément rayonnant et minimiser les pertes dans le circuit.

III -Détermination de la fréquence de coupure d'un guide à ailette

La figure 4a représente en coupe transversale, un guide d'onde 30 muni d'une ailette 20, placée sur la paroi 32 de dimension a. L'ailette 20 a pour épaisseur S et laisse une ouverture de dimension b' entre son extrémité et la paroi 31 opposée à la paroi 32.

A la fréquence de coupure f_c, le champ électromagnétique peut être considéré comme la résultante de l'onde se déplaçant d'un bord à l'autre du guide à la longueur d'onde λ_c.

A la coupure, on peut donc traiter ce problème en faisant l'analogie avec deux lignes de transmissions parallèles de largeur infinie court-circuitées en deux points. La coupure du mode TE_{10} apparaîtra alors à la fréquence pour laquelle la ligne de transmission possède sa résonance du plus faible ordre (pour les modes TE_{no}, la fréquence de coupure du nième mode apparaît à la résonance d'ordre n). Pour l'ordre n impair (voir figure 4d), la résonance doit être du type donnant une impédance infinie au centre (en a/2) ; pour n pair (voir la figure 4c), cette impédance doit être nulle.

A la fréquence de coupure, on a donc (figures 4c et 4d) les schémas équivalents de la figure 4b où la susceptance B_c représente la discontinuité due à la variation de hauteur (en s/2) ; cette valeur de capacité, fonction de la hauteur de l'ailette, peut être calculée à partir des formules de Marcuvitz - (1) ci-dessous et représente, en fait, les effets des modes supérieurs.

La figure 4c représente le schéma équivalent de la figure 4b pour n pair, et la figure 4d pour n impair.

Z_1 représente l'impédance dans la cavité 41 et Z_2 représente l'impédance dans la cavité 42, θ_1 et θ_2 sont les longueurs électriques associées :

$$\theta_1 = (\pi/\lambda_c)(a - S)$$

$$\theta_2 = (\pi/\lambda_c)S.$$

A partir de la théorie des lignes passives sans pertes et en posant que l'impédance des lignes est proportionnelle à leur hauteur, on définit alors les équations de dispersion permettant de calculer les fréquences de coupure des modes TE_{no} des guides à ailettes.

Pour n impair :

$$\text{Cotg}\,[\pi(1-S/a)/(\lambda_c/a)] - (b/b')\,\text{tg}[(\pi\, S/a)/(\lambda_c/a)] - B_c/y_1 = 0$$

Pour n pair :

$$\text{Cotg}\,[\pi(1-S/a)/(\lambda_c/a)] + (b/b')\,\text{tg}[(\pi\, S/a)/(\lambda_c/a)] - B_c/y_1 = 0$$

(1)

La résolution des équations (1) se fait par une méthode itérative.

Après résolution de ces équations, on peut constater un léger décalage entre les courbes données par Hopfer dans IRE Transaction MTT - (Octobre 1955) et les résultats obtenus. On peut expliquer ceci par le fait que la formulation de Marcuvitz, dans "Waveguide Handbook" Mac Graw Hill, Book Company (1951), pour le terme capacitif, ne tient pas compte de la proximité des parois métalliques latérales.

Whinnery et Jamieson dans "Equivalent circuits for discontinuities in transmission lines" IRE 98 (Février 1944) ont déterminé la valeur de cette capacité en tenant compte des effets de proximité des parois métalliques. Pour notre cas, on obtient une bonne approximation du facteur correctif par la fonction :

$$\text{Cotgh}\,(a - s)/2b.$$

En tenant compte de cette correction, les résultats obtenus sont alors en bonne concordance avec les courbes d'Hopfer. Ces courbes montrent que c'est avec un rapport b'/b aussi faible que possible qu'est obtenue la plus grande largeur de bande.

Dans le cas d'études de transition entre deux guides, où il est important, voir nécessaire, de connaître en chaque point de la transition la valeur de la fréquence de coupure, les relations (1) sont quasiment inutilisables car elles nécessitent des temps de calcul très longs. On préférera alors une expression analytique approchée mais d'emploi plus aisée.

IV -Formulation analytique de la fréquence de coupure

En évaluant l'effet de capacité introduit par la présence de l'ailette dans le guide (proportionnalité entre les surfaces), et en déterminant empiriquement des termes de correction, Hoefer et Burton ("Closed-form expressions for the parameters of finned and ridged waveguides" IEEE MTT, Décembre 1983) aboutissent à l'expression analytique suivante :

$$b/\lambda_{c10} = [b/2(a-S)]\{1+(4/\pi)(1+0{,}2\sqrt{2b/(a-S)}-.2b/(a-S)).\ln(\mathrm{Cosec}(\pi b'/2b)]+(2{,}45+0{,}2\,S/a)[Sb/b'(a-S)]\}^{-1/2} \quad (2)$$

(dans le cas de guide à double ailettes, le terme -(2b) est à remplacer par (b))

où λ_{c10} est la longueur d'onde de coupure pour le mode TE_{10}.

Cette formulation est en bonne concordance avec les méthodes numériques pour les variations suivantes des paramètres (b/a, s/a, b'/b)

$0.01 \leq b'/b \leq 1$

$0 < b/a \leq 1$

$0 \leq s/a \leq 0.45$

On voit que la relation (2) est facilement exploitable par un quelconque calculateur et pourra donc être utilisée dans le cas où les dimensions des différents éléments changent continuement -(transitions, adaptation,...).

V -Impédance caractéristique

Dans le cas des lignes, on peut définir sans ambiguité une impédance caractéristique $Z_c = [V-(z)/I(z)]$.

Ce n'est plus le cas pour les guides d'ondes, en effet les fonctions ψ_E (ou ψ_H), remplissant l'équation de propagation $[(\Delta^2 + k^2)\,\psi_{E,H} = 0]$, ne remplissent pas l'équation de Laplace $[\Delta_V = 0]$. D'autre part, une composante électromagnétique longitudinale existe toujours dans les guides, cette composante étant directement liée à la fonction génératrice correspondante.

Malgré tout, dans le but d'introduire une grandeur facilitant les calculs, on a défini trois sortes d'impédances:

$$\begin{cases} \text{tension - courant} & Z_{v,i} = v/i \\ \text{tension - puissance} & Z_{v,p} = v.v^*/2p \\ \text{puissance - courant} & Z_{p,i} = 2.p/ii^* \end{cases} \quad (3)$$

Ces différentes impédances satisfont à la relation suivante :

$$Z_{\bullet v} = \sqrt{Z_{pi} \bullet Z_{pv}} \quad \ldots (4)$$

On trouve dans la littérature, en particulier dans les travaux de Mihran ("Closed and open-ridge waveguide" IRE, 37, 640, 1949), les expressions analytiques des impédances Z_{pv} et Z_{vi} à une fréquence infinie fonction de la capacité équivalente à la discontinuité due à l'ailette.

En éliminant cette capacité à l'aide de la relation (1), on obtient les relations (5) suivantes :

$$\left.\begin{aligned} Z_{v,i} &= 120\,\pi.(\pi b/\lambda_{c10})\,\mathrm{Sin}\,\theta_1.\mathrm{Sin}\,\theta_2 \\ Z_{p,v} &= 120\,\pi\{(\lambda_{c10}/4b)[2\,\theta_2 - \mathrm{Sin}(2\,\theta_2)+(b/b').\\ &\qquad (\cos\theta_2/\mathrm{Sin}\,\theta_1)^2(2\,\theta_1+\mathrm{Sin}\,2\,\theta_1)]\}^{-1} \end{aligned}\right\} (5)$$

connaissant l'impédance à une fréquence infinie, il est alors aisé de la calculer à toute fréquence.

VI -Atténuation dans un guide à ailette

Dans un guide rectangulaire classique, on montre, qu'en fonction de ses dimensions (a,b), de la conductivité du matériau utilisé (σ), l'atténuation $\mathcal{A}$ est donnée par la relation suivante :

$$\mathcal{A} = \pi\mu_m\epsilon/6\mu.\sqrt{f}[(1/a)+(2/b)(f_c/f)^2][1-(f_c/f)^2]^{-1/2}$$

exprimé en Np/m.

où, c étant la vitesse de la lumière,

f et f_c représentent respectivement la fréquence de fonctionnement et la fréquence de coupure (f_{c10} = c/2a).

Dans le cas d'un guide rempli d'air, on a :

$\mu m = \mu o = 4\pi .10^{-7}$ H/m

$\epsilon = \epsilon_o = 3.854.10^{-12}$

et en utilisant du cuivre comme matériau (σ = 58.1 10^5 ohm.cm), on obtient la relation (6). L'atténuation s'exprime alors par:

$$= 6{,}01.10^{-7}\sqrt{f}[(1/a)+(2/b)(f_c/f)^2][1-(f_c/f)^2]^{-1/2} \quad \ldots (6)$$

exprimé en dB/m.

où a et b sont en cm.

Cependant selon Cohn ("Properties of ridge waveguide, IRE, 1947), l'atténuation est donnée par la relation :

$$\mathcal{A} = 6{,}01.10^{-7}.\sqrt{f}.[(1/a)+(2/b)(f_c/f)^2][1-(f_c/f)^2]^{-1/2}.K. - [60\,\pi^2(b/a)]/(Z_{v,i})\infty] \quad \ldots (7)$$

où K est un facteur de correction que Cohn estime légèrement supérieur à 1.

Si l'on se réfère à la relation (5) donnant l'impédance tension-courant $(Z_{vi})_x$, on montre facilement que la relation (7) n'est en fait que la formule de l'atténuation du guide rectangulaire classique pondérée par un facteur de proportionnalité.

VII -Formule de Hopfer

Cette relation doit être comparée à la relation présentée par Hopfer (référence citée précédemment) qui donne pour l'atténuation :

$$\mathcal{A} = 8{,}686[(\pi\lambda_c/b\lambda^2)+Q][(\lambda_c/\lambda)^2-1]^{-1/2}.\ \varrho\,(\mathrm{dB/m}) \quad \ldots (8)$$

avec :

$$Q = \left\{ \{[2\pi\,(\alpha-\beta)/\beta^2]\,p^2\,[\mathrm{tg}(\pi\gamma/k)+(\pi\gamma/k)\,\mathrm{Sec}^2(\pi\gamma/k)] + (4\pi^2/k)B^{1\,2}(\alpha-\beta)/\alpha\}\,\mathrm{tg}^2(2\pi\,\delta/k)+(4\pi^2/k)\mathrm{Sec}^2(2\pi\,\delta/k)\right\}. \left\{ka^2\left\{(2\alpha/\beta)[\mathrm{tg}(\pi\gamma/k)+(\pi\gamma/k)\mathrm{Sec}^2(\pi\gamma/k)]\mathrm{tg}^2(2\pi\delta/k) - 2\mathrm{tg}(2\pi\delta/k)+(4\pi\delta/k)\mathrm{Sec}^2(2\pi\delta/k)\right\}\right\}^{-1}.$$

α = b/a, γ = s/a, β = b'/a δ = (1-s/a)/2 , k = λ_c/a $\varrho = \lambda_c/\lambda$

et P, épaisseur de peau (en mètre) du matériau utilisé.

On constate que les deux formulations théoriques (7) et (8) aboutissent à des courbes (non tracées ici) qui présentent un léger écart grandissant avec le rapport f/f_c.

On note également que l'accroissement de la largeur de bande avec l'utilisation du guide à ailette se fait au détriment d'une augmentation des pertes.

VIII -Evaluation des champs dans un guide à ailette

Il peut être intéressant de connaître la valeur des champs électromagnétiques en tous points de la structure ; ceci pour permettre de calculer la puissance transportée dans le guide ou encore, par exemple, pour rechercher les lieux de polarisation circulaire magnétique (Hz, Hx) pour les applications d'isolateur à résonance.

A l'aide des méthodes décrites précédemment, à aucun moment, on ne peut avoir accès aux composantes du champ électromagnétique. Il est alors nécessaire d'utiliser d'autres techniques : par exemple, utiliser la technique de développement modal employée par Collins et Daly ("Orthogonal mode Theory of Single ridge waveguide", J. Electronics Control (GB), 17, 121, (1964)) ou encore utiliser la technique des différences finies employées par Young et Hohman ("characteristics of ridge waveguides" Appl.Science Res. Section B,8, 321 (1960)). le développement mathématique de ces méthodes nécessite de lourds moyens informatiques, mais permet d'avoir accès à toutes les grandeurs électromagnétiques.

L'allure générale des lignes de champs électriques est donnée sur la figure 4a.

IX -Détermination des dimension du guide à ailette

Cette étude théorique préliminaire rapide permet à l'homme du métier de mieux comprendre comment l'antenne selon l'invention est réalisée.

Les ailettes sont placées dans le circuit d'alimentation en guide comme il est montré figure 2c.

Pour respecter la condition :

$d < \lambda_o$

ou $d/\lambda_o \simeq 0,9$

il pourra être choisi, pour 12,1 GHz une distance minimale

$$d = 22,5 \text{ mm}$$

Comme le montre la figure 3, les dimensions a et b sont liées à la distance inter-éléments. En tenant compte des épaisseurs δ et δ', nécessaires à la réalisation mécanique (usinage, moulage) de l'ordre de 3 mm au total, on montre que la largeur a, pour ce cas présent, est donnée par :

$a = 19.5 / [2 + b/a]$ (en mm) ... (9)

En se fixant le rapport (b/a) on a donc la valeur de a. A l'aide de la relation (2), on détermine les couples de valeurs (s/a -b'/b) tels que l'on obtienne la fréquence de coupure f_c désirée (par exemple 10 GHz). Pour chacun de ces couples, on calcule ensuite l'atténuation théorique que l'on obtiendrait à une fréquence, par exemple, égale à 12.1 GHz, ceci à l'aide de la relation (8). On choisit alors les rapports b'/b et s/a donnant le minimum d'atténuation.

Un exemple de résultats est donné sur la figure 8.

On voit sur cette figure que pour un (b/a) égal à 0.45 et une fréquence de coupure de 10 GHz, les dimensions de l'ailette sont :

$$b' = 0.9 \text{ mm},$$
$$s = 2.2 \text{ mm}.$$

On notera cependant que sur cette courbe - (figure 8) les valeurs calculées pour des rapports $s/a \leq 0,45$ sont erronées du fait de la limitation des formules de Hoefer et Burton.

V -Etude de la transition entre le guide à ailette et un guide rectangulaire

Il est également important d'étudier la transition entre le guide à ailette et un guide rectangulaire.

En imposant une variation linéaire des côtés du guide, il faut trouver une forme de l'ailette telle que celle-ci, par ses dimensions, donne une fréquence de coupure inférieure à la bande de fréquence désirée et donne une bonne adaptation.

On peut, pour résoudre ce problème, simuler la transition par une infinité de discontinuités séparées entre elles par une distance Δx.

Cette simulation est illustrée par la figure 5a.

Le coefficient de réflexion global sera alors, en première approximation, la somme de toutes les réflexions vues en chaque discontinuité, pondérées bien sûr par le déphasage approprié, c'est-à-dire :

$$\Gamma = \Gamma_1 . \exp[-2\gamma_0 \Delta x] + \Gamma_2 . \exp[-2\gamma_0 \Delta x - 2\gamma_1 \Delta x] + \ldots$$
$$\ldots + \Gamma_N . \exp\left[-2 \sum_{m=0}^{N-1} \gamma_m \Delta x\right]$$

avec γ_m, constante de propagation dans la section considérée, cette relation peut alors se mettre sous la forme simple suivante :

$$\Gamma \simeq \sum_{n=1}^{N} \Gamma_n . \exp\left[-2 \sum_{m=0}^{n-1} \gamma_m \Delta x\right] \qquad (10)$$

avec :

$$\Gamma_n = [Z_n - Z_{n-1}]\,[Z_n + Z_{n+1}]^{-1}$$
$$\gamma_m = i(2\pi/\lambda_{gm}) = i(2\pi/\lambda)\sqrt{1-(\lambda/\lambda_{cm})^2}$$

(La formule (10) est obtenue en considérant des discontinuités de hauteur très faible devant la longueur d'onde et en négligeant l'influence des modes d'ordre supérieur).

On voit ici tout l'intérêt de la formulation de Hoefer et Burton (relation 2) quant à la détermination de la fréquence de coupure du mode fondamental TE_{10}. Par un calcul très rapide, on peut donc déterminer en chaque point de la transition la longueur d'onde de coupure (relation 2), l'impédance caractéristique (relation 5) et ainsi évaluer théoriquement l'adaptation espérée par la relation (10).

Cette formule reste très générale et peut être appliquée simplement au calcul de la transition entre deux guides rectangulaires en imposant dans le calcul (s = 0) et (b' = b).

Les valeurs calculées à l'aide de la relation (10) se trouvent être pleinement en accord avec les valeurs données par MATSUMARU (Reflexion coefficient of E-plane tapered waveguides, IRE MTT, 6, 143 (1958)).

Une transition 49 entre un guide à ailette 30 et un guide 50 est montrée sur la figure 5b. Dans l'exemple de réalisation présenté ici, la longueur de la transition 49 est par exemple :

H = 75 mm

supérieure à la longueur d'onde guidée. La longueur de l'échelon 48 formé par l'ailette 20 est obtenue à partir de la résolution de l'équation (10) et dépend du choix de H.

XI -Etude des diviseurs de puissance

Comme l'on désire un diviseur de puissance symétrique, le problème est de passer d'une certaine impédance Z_o dans la branche principale à deux branches de division dont l'impédance est la même. Il faut donc utiliser un adaptateur quart d'onde d'impédance Z' ; on a alors la configuration montrée par la figure 9.

Avec ℓ égal à un quart de la longueur d'onde, on montre facilement que l'impédance Z' doit vérifier la relation (11) suivante :

$Z' = Z_o/\sqrt{2}$ ... (11)

Pour faire varier l'impédance du guide à ailette, on peut faire varier, soit la largeur de l'ailette, soit sa hauteur ou encore les dimensions du guide.

$$\begin{cases} b'(\lambda g/4) = 0.71 \text{ mm} \\ a\ (\lambda g/4) = 10.52 \text{ mm} \end{cases}$$

Dans un souci de réalisation mécanique, c'est la première solution qui a été choisie : variation de la hauteur de l'ailette pour la transition quart d'onde.

XII -Etude des coudes Plan E et Plan H

Il est très difficile d'étudier ces coudes en théorie car il faut tenir compte des couplages avec les modes supérieurs créés par les réflexions multiples dans le coude.

Les problèmes des coudes en guide classique sont souvent présentés dans la littérature. Aussi, en supposant que les coudes "à ailettes" se comportent de la même façon que les coudes classiques, on peut admettre aux vues des travaux de Hsu Jui-Pong et Tetsuo Anada ("Planar circuit equation and its practical application to planar type transmission line circuit" IEEE MTT -S Digest, 574 (1983)) que ceux-ci ne devraient pas apporter de fortes désadaptations.

Il est à noter que, vu les lignes de champs électriques (figure 4a), le comportement de ces coudes devrait être légèrement différent. Malgré tout, la perturbation apportée devrait être minime puisque les champs sont concentrés au-dessus de l'ailette.

En incrémentant le paramètre choisi, on calcule alors la fréquence de coupure et la valeur de l'impédance jusqu'à ce que la relation (11) soit vérifiée. Il est alors aisé de déterminer la longueur de la transition quart d'onde ($\ell = \lambda g/4$) (λ_g = longueur d'onde dans le guide).

Pour les dimensions données par la figure 8, on ne peut pas vérifier la relation (11) en faisant varier la largeur de l'ailette. Par contre, en jouant sur la hauteur de l'ailette, ou la largeur du guide, on peut obtenir l'adaptation théorique.

$$\begin{cases} \ell(\lambda g/4) = 9.53 \text{ mm} \\ \ell(\lambda g/4) = 8.44 \text{ mm}. \end{cases} \quad (12)$$

XIII -Etude du cornet à ailette

Le problème est de passer d'un guide à ailettes (simple ou double) à l'espace libre. La forme des ailettes, à l'intérieur du cornet doit être telle que la fréquence de coupure reste inférieure à la bande de fréquences de fonctionnement tout en conservant une adaptation suffisante.

Pour les cornets classiques, l'adaptation est fonction des dimensions du guide d'entrée, de l'ouverture ainsi que de la longueur du cornet. Les différents paramètres d'un cornet sont donnés sur les figures 6a à 6d.

En pratique, pour que le front d'onde cylindrique émise du centre S_H (ou S_E) soit considéré comme équiphase, on doit avoir, comme le note Bui-Hai dans "Antennes micro-ondes-Application aux faisceaux hertziens" Edition Masson (1978) :

(13) $\sin \theta_o \leq \lambda/2B$

$\text{Sin } \phi_o \leq \lambda/2A$

-<u>choix des dimensions du cornet</u> : la distance inter-éléments étant de 22.5 mm, on peut prendre comme ouverture une largeur de 22 mm. En admettant que l'on puisse se servir de la relation (13) dans le cas d'un cornet à ailette(s), on montre facilement que la longueur minimale du cornet H est égale à 13.5 mm.

En prenant H égal à 20 mm, on respecte donc bien la relation (13).

H = 20 mm

-diagramme de rayonnement : le diagramme de rayonnement d'un cornet pyramidal peut être évalué théoriquement à l'aide des travaux de Ediss ("Pyramidal horns at 460 GHz" Electronic Letters, 20, 345 (1984), par exemple. Malheureusement, on ne trouve pas dans la littérature des formulations analytiques quant aux rayonnements d'un cornet à ailette(s).

Aussi, en première approximation, si l'on considère que l'ouverture du cornet est le seul élément rayonannt, les diagrammes de rayonnement approchés peuvent être déduits de la théorie relative aux ouvertures rectangulaires. Les valeurs relatives de ces diagrammes de rayonnement dans les plans (E) et (H) sont données sur la figure 5c respectivement sur les courbes D_E et D_H pour les valeurs de

A = 22 mm et λ = 24,79 mm.

Cependant les diagrammes réels peuvent s'éloigner un peu de ces diagrammes théoriques du fait que ces derniers ne tiennent pas compte du déphasage (Δ) sur l'ouverture et en particulier de la diffraction sur les bords du cornet.

Dans le cas d'un cornet pyramidal de même ouverture, mais de dimensions 15 x 15 mm à l'entrée, et de même longueur (20 mm), le gain espéré est de l'ordre de 9 dB. en supposant donc que la formulation (14) peut s'appliquer à notre cas, on devrait s'attendre à une diminution de gain pour le cornet à ailette(s) comparé au cornet pyramidal.

-gain du cornet : le gain d'un cornet pyramidal peut être calculé en fonction des gains de cornets sectoraux plan (E) et (H).

Ce gain peut facilement être évalué à l'aide des tableaux de Braun ("Some data for the design of electromagnetic horns" IEEE trans AP4, 29, -(1956)) et s'écrit :

$$G = 1{,}9635.10^{-3}\,[G_x.G_y][1/(L_E/\lambda)(L_H/\lambda)]^{-1/2} \quad \ldots (14)$$

Avec les dimensions définies précédemment pour le cornet à ailette(s) et en supposant que la relation (14) s'applique à ce cas, on peut montrer que le gain théorique, à 12.1 GHz serait de l'ordre de 8.8 dB.

-adaptation du cornet : on peut trouver dans les travaux de Walton et sundbey ("Broadband ridged horn design" the microwave journal, 96, (1964)) que la meilleure adaptation d'un cornet à double ailettes est obtenue lorsque l'impédance du "guide à ailettes", le long du cornet, varie suivant les lois suivantes :

$$\begin{cases} 0 \leq x \leq H/2 & Z = Z_{0\infty}\ .\exp kx \\ H/2 \leq x \leq H & Z = 377 + Z_{0\infty}\ \{1-\exp k(H-x)\} \end{cases} \qquad (15)$$

avec

$Z_{0\infty}$: impédance du guide d'excitation à une fréquence infinie Z_{pv},

377 : impédance du vide,

k : constante telle que l'impédance en H/2 soit égale à la demi-somme des impédances d'excitation et de sortie.

H : hauteur du cornet

En fait, si l'on se réfère à la relation (15) donnant l'impédance Z_{pv} et si l'on s'impose b' = b et s = a (ce qui est le cas à la sortie du cornet), on trouve que l'impédance de sortie doit être égale à :

$Z_{out} = (2B/A)\ Z_{vide}$

avec $Z_{vide} = 377\ \Omega$.

Aussi les relations (15) ne seront réalisables que pour un rapport (B/A) égal à 0.5. Pour notre cas, où le rapport (B/A) égal à 1, on devrait alors prendre :

$Z_{out} = 754$ ohms.

XIV -Antenne à simple ailette

A partir de la forme "optimale", définie au paragraphe précédent, de l'ailette à l'intérieur du cornet, on a défini expérimentalement une ailette de telle sorte que l'adaptation du cornet reste satisfaisante tout en minimisant l'effet de dissymétrie dans le plan (E). La comparaison entre la forme théorique P_3 de l'ailette et la forme expérimentale P_4 est donnée sur la figure 6e.

XV -Antenne à pseudo-double ailettes

Une solution beaucoup plus intéressante est de symétriser le diagramme de rayonnement, donc de symétriser géométriquement l'élément rayonnant.

Dans ce but, on a réalisé une transition dans le cornet entre une simple ailette vers une double ailette tout en contrôlant l'adaptation (voir figure 6f).

Les profils P_5 et P_6 représentent les pseudo-doubles ailettes et le profil P_7 est l'allure théorique du cornet simple ailette présentant le même comportement.

La technique du pseudo-double ailette présente les avantages de symétriser le diagramme de rayonnement dans le plan "E" (le diagramme de l'élément seul reste néanmoins légèrement dissymétrique), et de diminuer le couplage mutuel.

Par rapport à l'antenne à simple ailette, on constate un léger accroissement de l'angle d'ouverture à 3 dB. L'influence de cet accroissement ne devrait pas être préjudiciable à l'antenne finale : on a tracé sur la figure 11b l'enveloppe C, des diagrammes de rayonnement plan (H) du C.C.I.R. ainsi que les enveloppes théoriques que l'on obtiendrait avec une antenne comportant dans le plan "H", 32 éléments de type simple C_4 ou pseudo-double ailettes (C_3).

Une simulation théorique montre que, dans le plan "H", quel que soit l'élément rayonnant utilisé où la symétrie géométrique existe, le diagramme de rayonnement est symétrique et correspond, de plus, à la théorie.

Dans le plan "E", il faut absolument une structure géométrique symétrique pour arriver à symétriser parfaitement le diagramme de rayonnement, ce qui est le cas pour le cornet à double ailettes.

XVI -Gain

Les différentes mesures de gain de l'élément rayonnant simple ou pseudo-double ailettes, ont conduit à des gains compris entre 8 et 9 dB.

Connaissant le gain de l'élément rayonnant, on peut alors prédire le gain total d'une antenne réseau comportant N éléments rayonnants par la formule suivante :

$$G_{total}\ (dB) = 10\ Log_{10}N + G_{éléments} - \text{Pertes du circuit d'alimentation} \quad (16)$$

De plus, on peut noter dans le libre de Buihaï que lorsque l'ouverture du cornet est de section carrée, il est préférable d'utiliser un guide d'excitation de même section.

Une telle variante permet donc d'augmenter légèrement le gain (voir BRAUN "Some data for the design of electromagnetic horns IEEE Trans. AP 4,29 (1956))

XVII -Etude des pertes

Comme on l'a vu, on doit s'attendre à des pertes de l'ordre du décibel/mètre pour les dimensions choisies. L'étude expérimentale de cette antenne a permis de mettre en évidence :

-la nécessité d'avoir un contact électrique parfait

tout le long de la ligne sous peine d'augmentation des pertes,

-la nécessité d'avoir une ligne présentant un état de rugosité faible.

Le tableau I ci-dessous résume les valeurs préférentielles des dimensions des différents éléments de l'antenne dans l'exemple de réalisation précédemment décrit.

TABLEAU I

Distance entre éléments	d = 22,5 mm
Dimension des cornets	A = 22 mm
Hauteur des cornets	H = 20 mm
Dimensions des ailettes	S = 2,2 mm
	b'= 0,9 mm
Dimensions des guides	a = 8 mm
	b = 3,6 mm
Nombre d'éléments d'antenne = 32 éléments	
Longueur d'onde de fonctionnement	λ = 24,79 mm
Gain d'un élément	G ≈ 8,8 dB
Fréquence de coupure	f_C ≈ 10 GHz

XVIII -Procédé de réalisation d'une telle antenne

Du fait que le réseau d'alimentation en guide d'onde est conçu dans un plan parallèle au plan des ouvertures des cornets, il est possible de réaliser l'antenne entière sous forme d'une antenne plane à l'aide de seulement deux plaques. Ces plaques peuvent être métalliques et usinées, ou encore en plastique moulé dont les surfaces sont métallisées.

Selon une première forme de réalisation illustrée par les figures 7a et 7b, l'antenne est constituée de deux plaques 100 et 110 dont les faces principales 101 et 102 pour la plaque 100, et les faces principales 103 et 104 pour la plaque 110 sont parallèles au plan de référence. La plaque 100 comprend un nombre multiple de quatre de modules unitaires de quatre cornets placés de façon adjacente, de manière à ce que tous les cornets se déduisent les uns des autres par une translation de même pas suivant les deux directions parallèles aux côtés des ouvertures carrées. Les cornets sont façonnés dans l'épaisseur de la plaque 100 de manière à ce que les ouvertures affleurent la face 101 et à ce que les embouchures 4 affleurent la face 102, l'épaisseur de la plaque 100 étant prévue égale de la hauteur h des cornets (voir figures 4a et 5a). La plaque 110 comprend les coudes 2 et le réseau d'alimentation planaire de l'antenne constitué par des rainures pratiquées en creux sur la face 103 de cette plaque. Les rainures ont pour largeur a et pour profondeur b et constituent trois des faces des guides d'onde du réseau. L'application de la face 103 de la plaque 110 sur la face 102 de la plaque 100 forme la quatrième face des guides d'onde à section rectangulaire du réseau d'alimentation et raccorde les cornets sur le réseau ainsi formé. On notera que la plaque 110 doit présenter une épaisseur légèrement supérieure à la grandeur b, ce qui donne pour l'épaisseur totale de l'antenne plane ainsi constituée une valeur légèrement supérieure à la grandeur de b + h.

Selon une seconde forme de réalisation, illustrée par la figure 8, l'antenne est constituée de deux plaques 200 et 210 dont les faces principales 201 et 202 pour la plaque 200, et les faces principales 203 et 204 pour la plaque 210 sont parallèles au plan de référence P. La plaque 200 comprend les modules unitaires placés de façon adjacente, comme dans la forme de réalisation précédemment décrite. Les cornets sont façonnés dans l'épaisseur de la plaque 200 de manière à ce que les ouvertures affleurent la face 201 et à ce que les embouchures se trouvent dans l'épaisseur du matériau formant la plaque 200. Cette dernière est prévue d'une épaisseur égale à la hauteur h des cornets augmentée de la valeur de la dimension b des guides. Le réseau d'alimentation d'antenne est pra-

tiqué sur la face 202 de la plaque 200 sous forme de rainures en creux de largeur a et de profondeur b, et de coudes 2 permettant de relier les embouchures des cornets aux rainures. La plaque 210 est une simple lame à faces parallèles. L'application de la face 203 de la plaque 210 sur la face 202 de la plaque 200 forme la quatrième face des guides d'onde du réseau d'alimentation.

L'antenne mise en oeuvre selon l'une des formes de réalisation décrites précédemment est donc d'une fabrication particulièrement simple et peu coûteuse. Elle peut être faite en grande série. Elle est d'une grande solidité mécanique et ne nécessite pas d'ajustage lors du montage. Pour faciliter encore la mise en place des plaques 100 et 110, ou 200 et 210 l'une sur l'autre, il peut être prévu sur ces plaques des picots de positionnement ou tout autre système de repérage et de fixation bien connus de l'homme de l'art. Par exemple les plaques peuvent aussi être maintenues l'une en face de l'autre par des vis.

Comme cette antenne n'inclut pas de diélectrique, les pertes y sont aussi faibles que possible, et d'autre part elle est extrêmement résistante au vieillissement.

De plus cette antenne est d'un faible volume et d'un faible poids. Elle est donc particulièrement facile à mettre en place et son support est alors peu onéreux.

Une telle antenne est par conséquent extrêmement bien adaptée à l'utilisation grand public pour la réception d'émissions de télévision retransmises par satellites. En effet dans un tel système de réception l'antenne est un élément important à double titre : en premier lieu la qualité de la réception dépend directement des caractéristiques de l'antenne et en second lieu, le coût de l'antenne et de son support ainsi que le coût d'installation et de pointage vers le satellite définissent en grande partie le coût final du système de réception.

Revendications

1. Module unitaire d'antenne hyperfréquences pour la réception ou l'émission d'une onde polarisée rectilignement, comportant des éléments rayonnants en forme de cornets et un réseau d'alimentation composé de guides d'onde de section rectangulaire connectés d'une part aux cornets et d'autre part entre eux de telle manière que pour chaque cornet la longueur totale du trajet d'alimentation est la même, caractérisé en ce que :

-il comprend quatre cornets adjacents dont les ouvertures carrées forment un motif bidimensionnel dans un plan parallèle à un plan de référence P,

-le réseau d'alimentation en guide d'onde est du type dit "planaire" du fait qu'il est distribué dans un plan parallèle au plan P, la grande dimension a de la section des guides étant parallèle à ce plan P,

-le réseau d'alimentation en guide est du type dit "arborisé" du fait que les cornets sont alimentés au moyen de diviseur de puissance en forme de T, dont les branches sont rectilignes et symétriques,

-au moins une paroi des guides parallèle à la dimension acomporte une ailette dans le plan de symétrie.

2. Module selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'au moins une paroi des ouvertures des cornets comporte une ailette dans le prolongement de celle des guides.

3. Module selon la revendication 2, caractérisé en ce que les guides comportent une ailette et les cornets comportent deux ailettes sur des parois opposées dans le même plan.

4. Module unitaire selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que chaque embouchure interne de cornet est de section égale à celle des guides d'onde et est reliée individuellement à un guide d'onde du réseau par un coude dont l'angle est dans un plan parallèle à un plan Q, ce plan Q étant défini comme perpendiculaire au plan de référence P et parallèle à l'un des côtés de l'ouverture carrée du cornet, ainsi qu'à la petite dimension b de l'embouchure interne de ce dernier, caractérisé en ce que chaque guide d'alimentation individuelle de cornet est relié à l'une des branches symétriques d'un diviseur de puissance en forme de T par un coude dont l'angle est situé dans le plan du réseau, la branche principale de ce diviseur de puissance étant parallèle au plan Q de manière telle que les cornets sont alimentés par deux symétriquement par rapport à ce plan, et caractérisé en ce que chaque groupe de deux cornets ainsi formé est relié à l'une des branches symétriques du diviseur de puissance en forme de T, dont la branche principale est parallèle à un plan Q', ce plan Q' étant défini comme perpendiculaire à la fois au plan de référence P et au plan Q, de manière telle que les deux groupes de deux cornets constituant le module unitaire sont alimentés symétriquement par rapport au plan Q'.

5. Antenne hyperfréquences caractérisée en ce qu'elle comprend un nombre multiple de quatre de modules unitaires conformes à l'une des revendications 1 à 4, alimentés entre eux par un réseau planaire arborisé du même type que le réseau distribué à l'intérieur de chaque module et dans le même plan que ce dernier, en sorte que tous les cornets de l'antenne sont alimentés en phase.

6. Antenne selon la revendication 5, caractérisée en ce qu'elle est constituée de deux plaques, dont les surfaces sont électriquement conductrices, les cornets étant formés dans l'épaisseur de la première plaque, les ouvertures des cornets débouchant sur la première face de cette plaque et les embouchures sur la seconde face, le réseau d'alimentation en guides étant formé par des rainures pratiquées sur la première face de la seconde plaque, ces rainures constituant trois des quatre faces des guides et l'application de la seconde face de la première plaque sur la première face de la seconde plaque formant la quatrième face des guides et les raccordements avec les cornets.

7. Antenne selon la revendication 5, caractérisée en ce qu'elle est constituée de deux plaques dont les surfaces sont électriquement conductrices, les cornets étant formés dans l'épaisseur de la première plaque, les ouvertures des cornets débouchant sur la première face de cette plaque et les embouchures sur la seconde face, le réseau d'alimentation en guides étant formé par des rainures en creux pratiquées sur cette seconde face et constituant trois des quatre faces des guides, la seconde plaque présentant une première face plane, et l'application de la seconde face de la première plaque sur la première face de la seconde plaque formant la quatrième face des guides et les raccordements avec les cornets.

8. Antenne selon l'une des revendications 6 ou 7, caractérisée en ce que les plaques sont en un matériau électriquement conducteur.

9. Antenne selon l'une des revendications 6 ou 7, caractérisée en ce que les plaques sont en un matériau diélectrique dont les faces sont recouvertes d'un matériau électriquement conducteur.

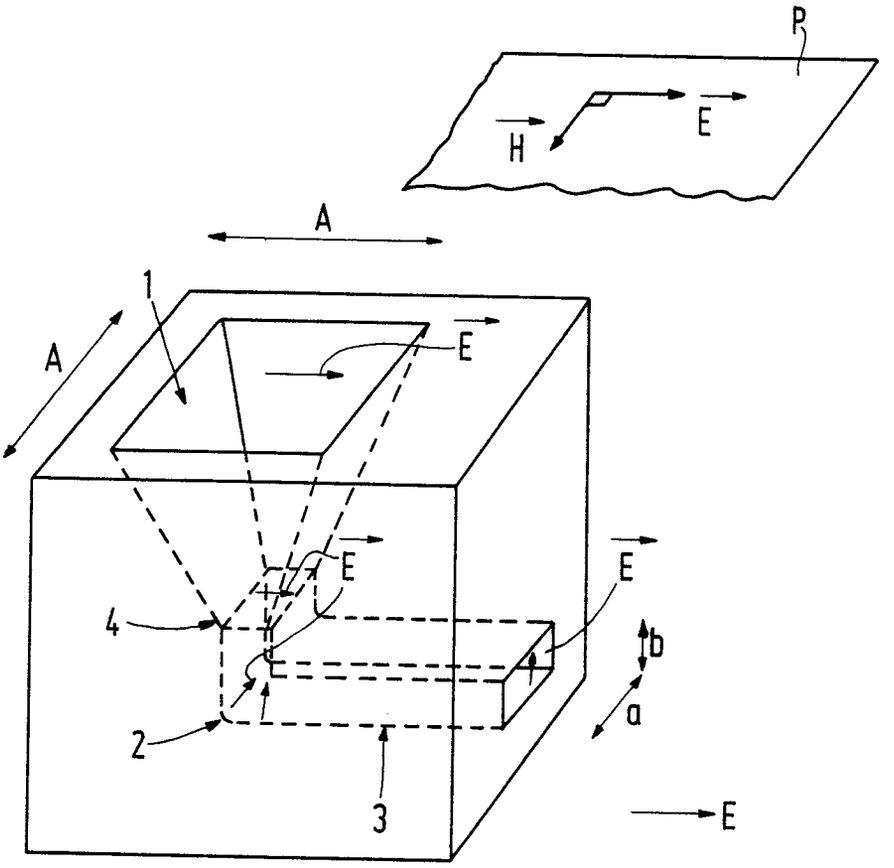


FIG.1

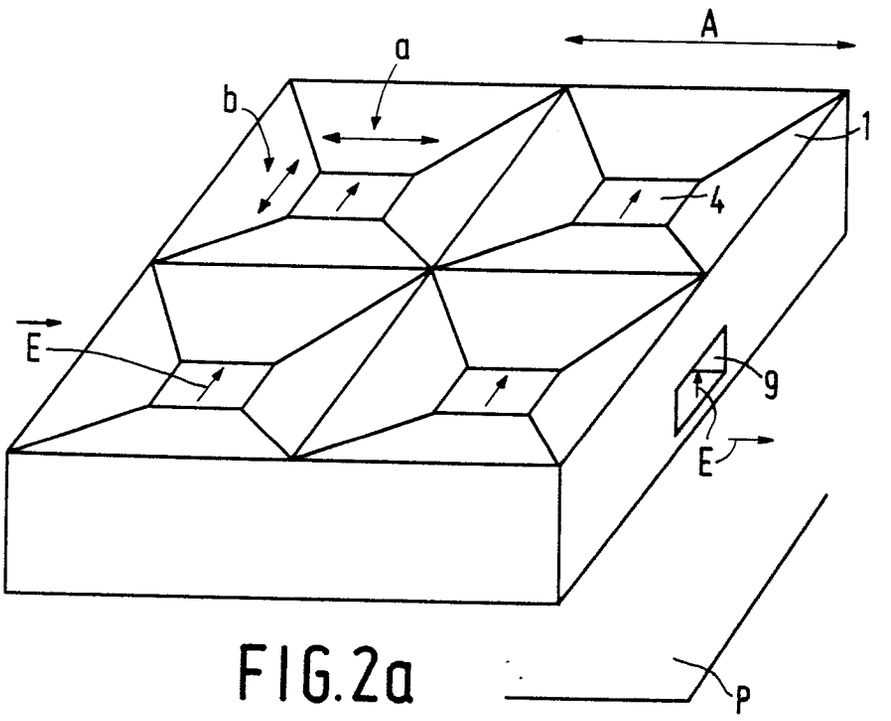


FIG.2a

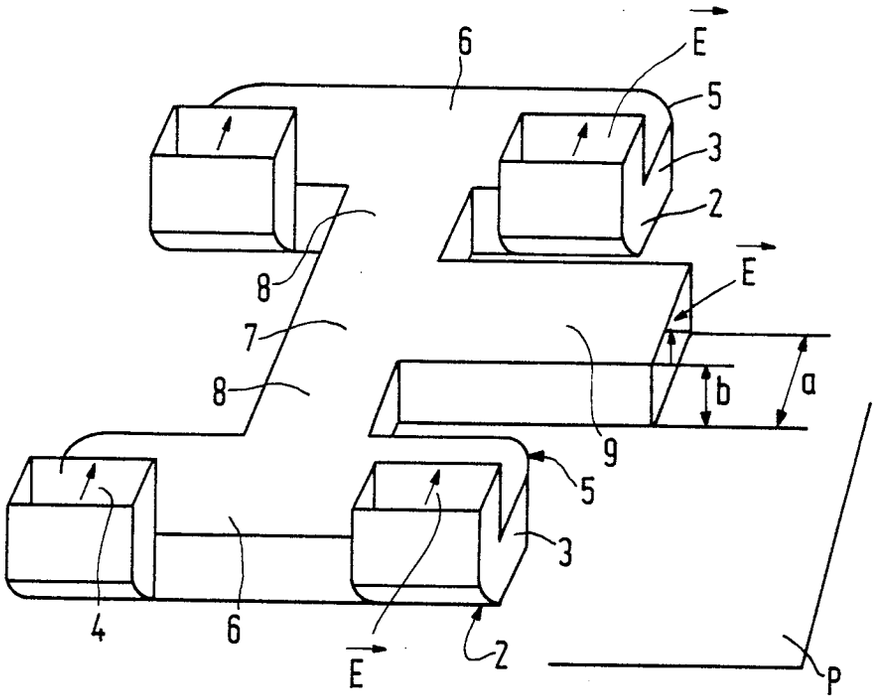


FIG.2b

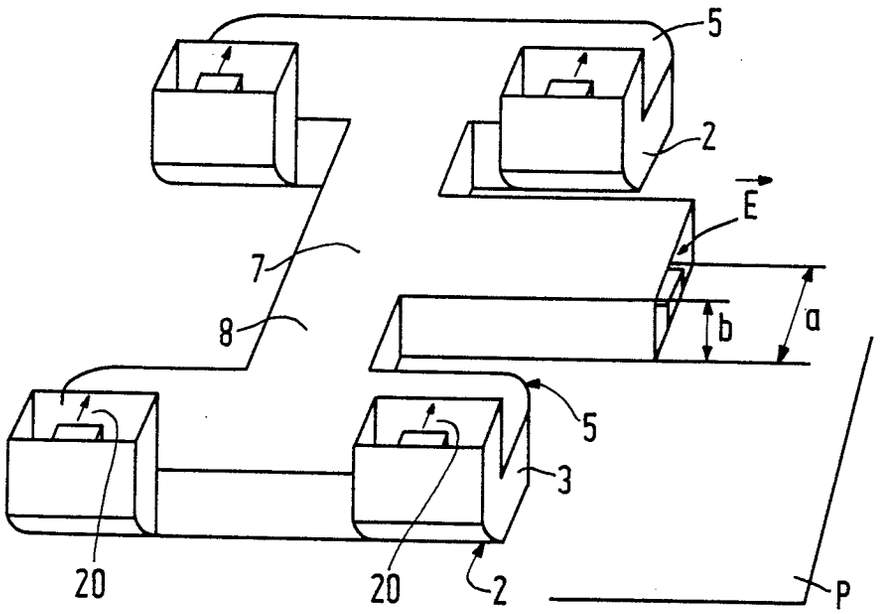


FIG.2c

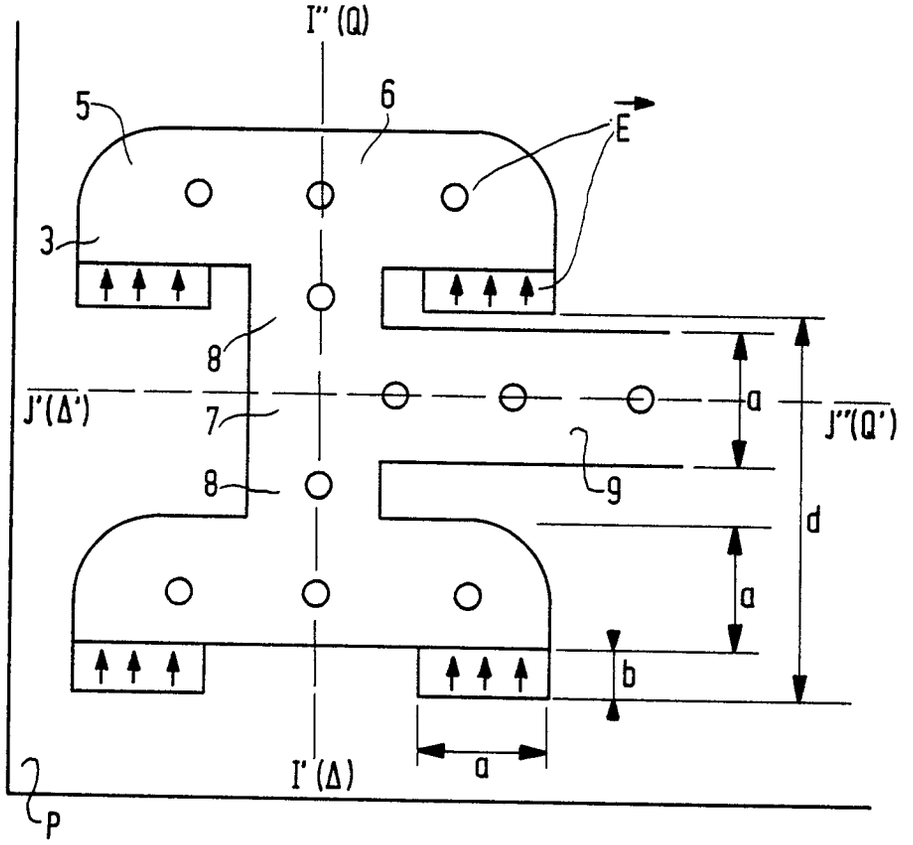


FIG. 3

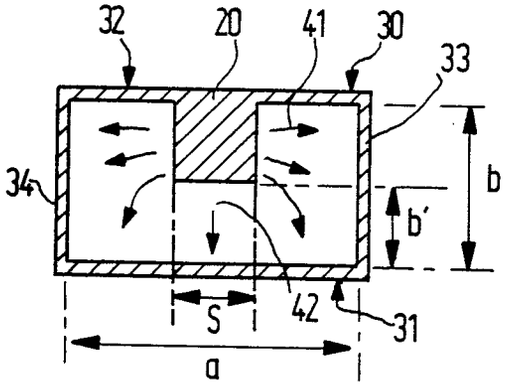


FIG. 4a

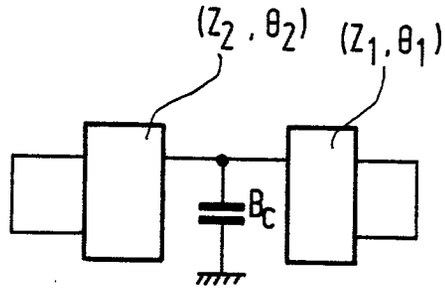


FIG. 4c

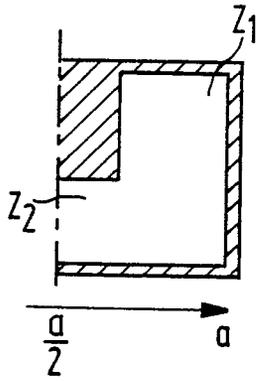


FIG. 4b

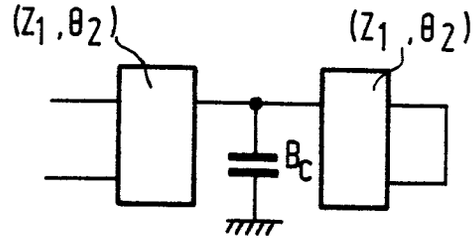


FIG. 4d

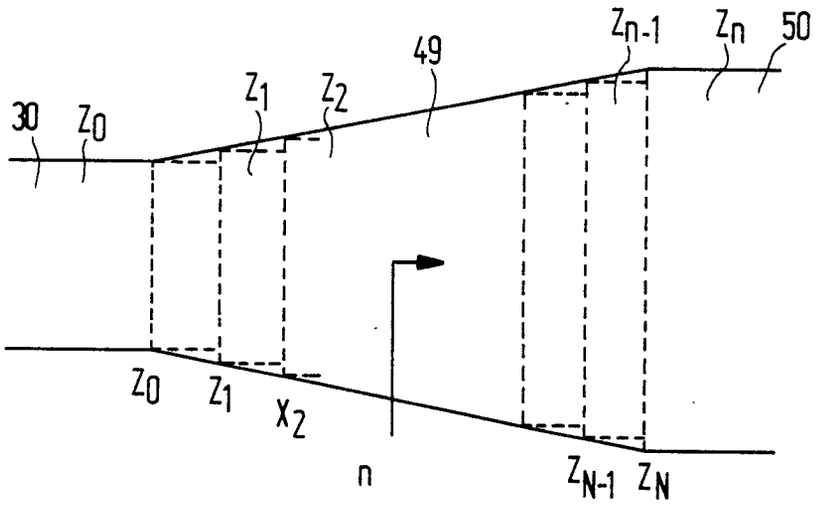


FIG.5a

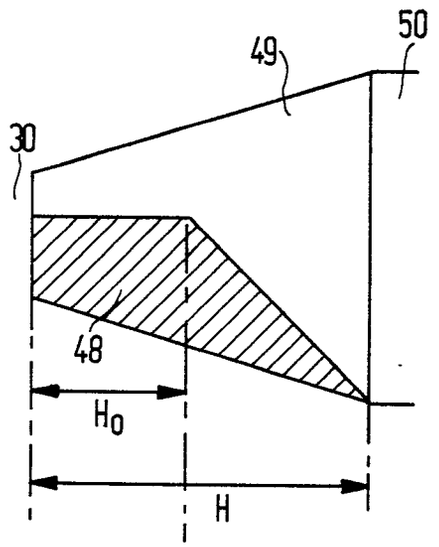


FIG.5b

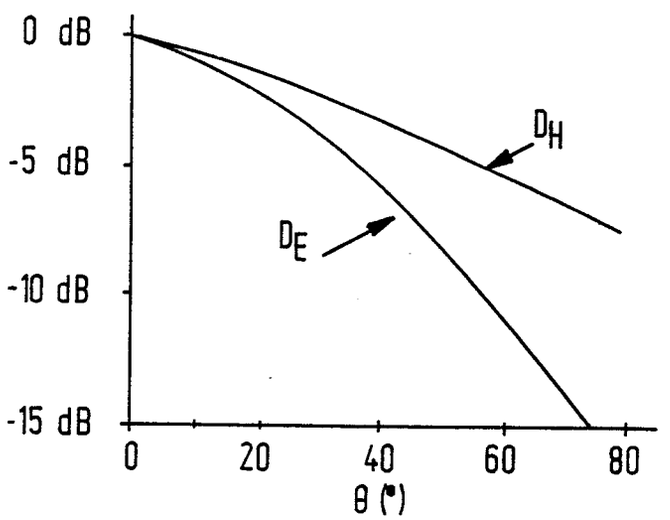


FIG.5c

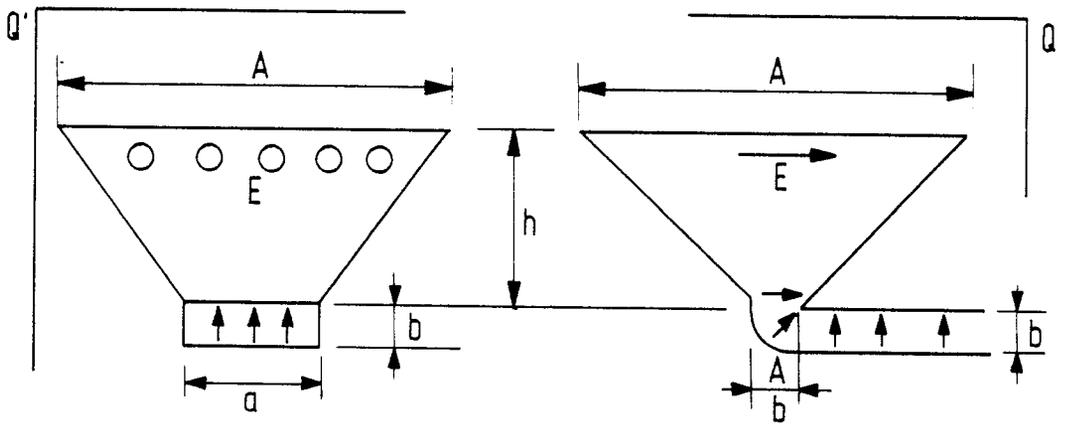


FIG. 6a

FIG. 6c

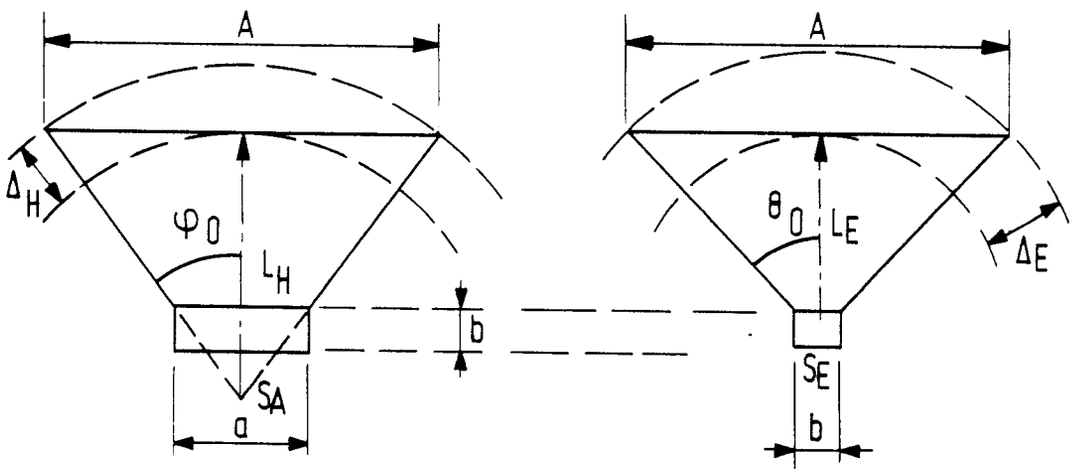
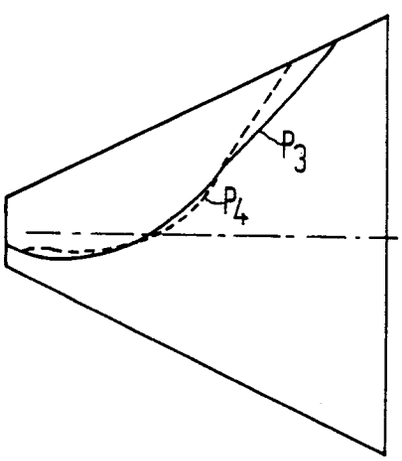


FIG. 6b

FIG. 6d



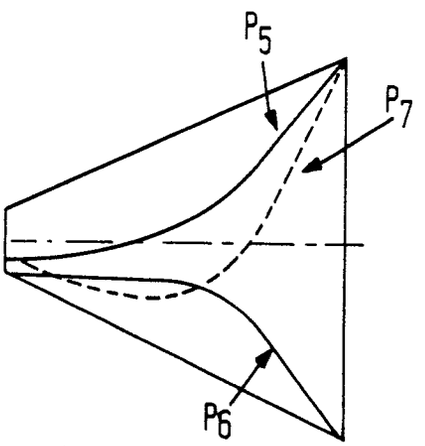


FIG. 6e

FIG. 6f

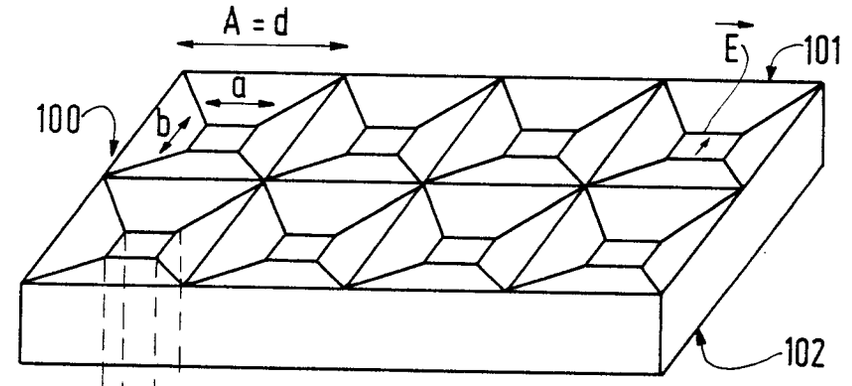


FIG.7a

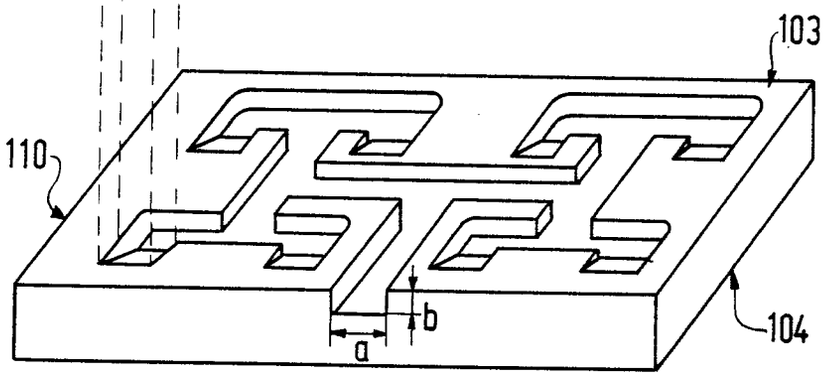


FIG.7b

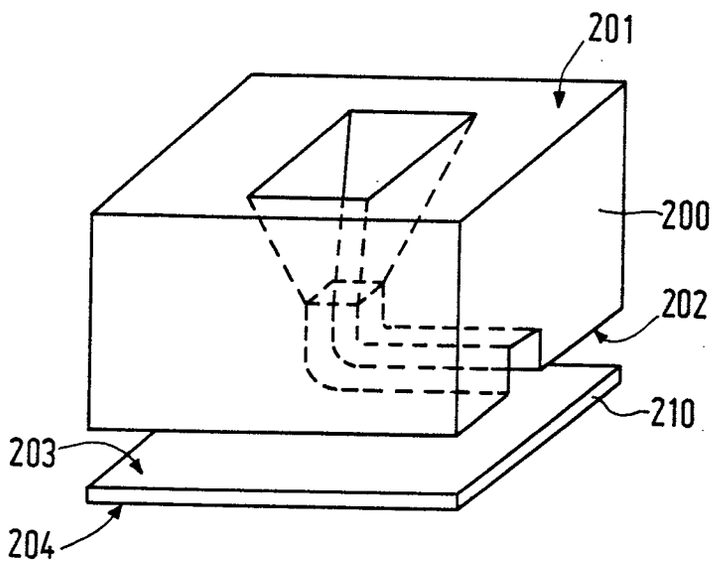


FIG.7c

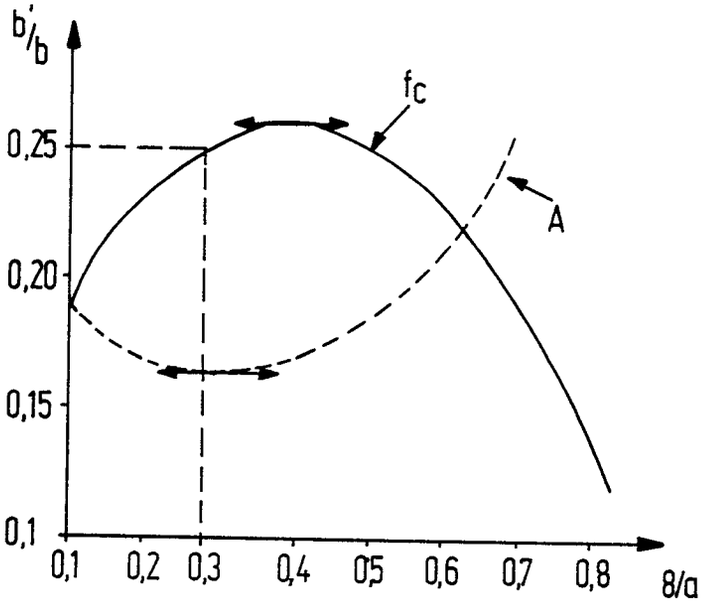


FIG.8

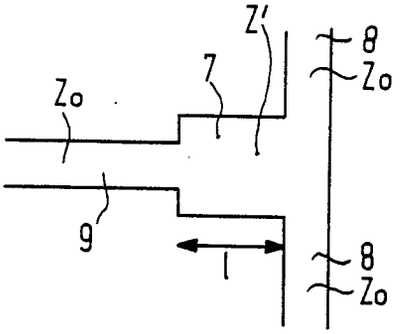


FIG.9

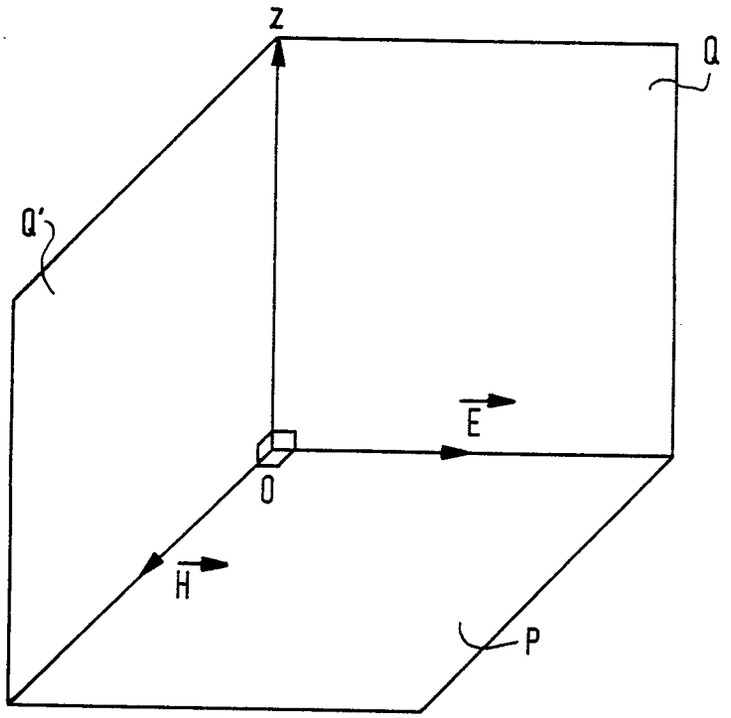


FIG.10a

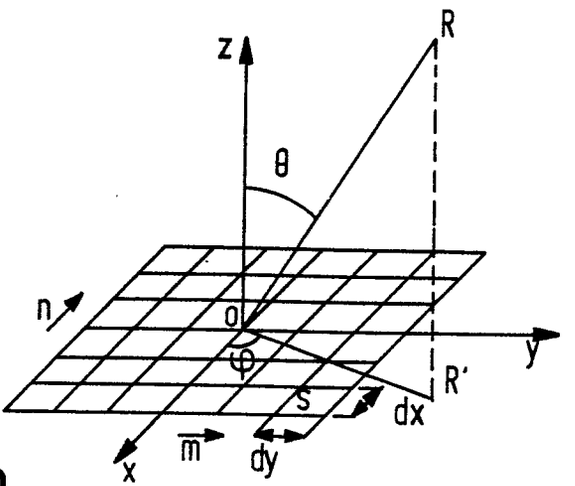


FIG.10b

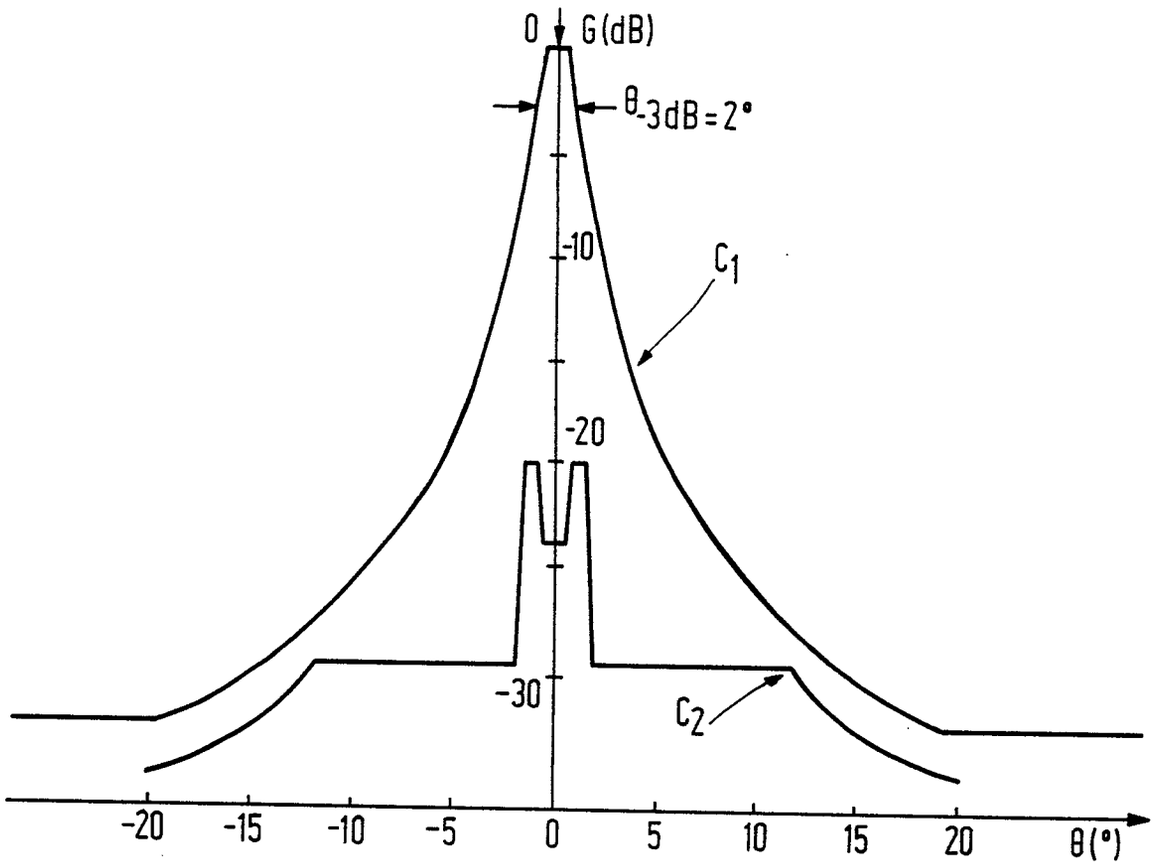


FIG. 11a

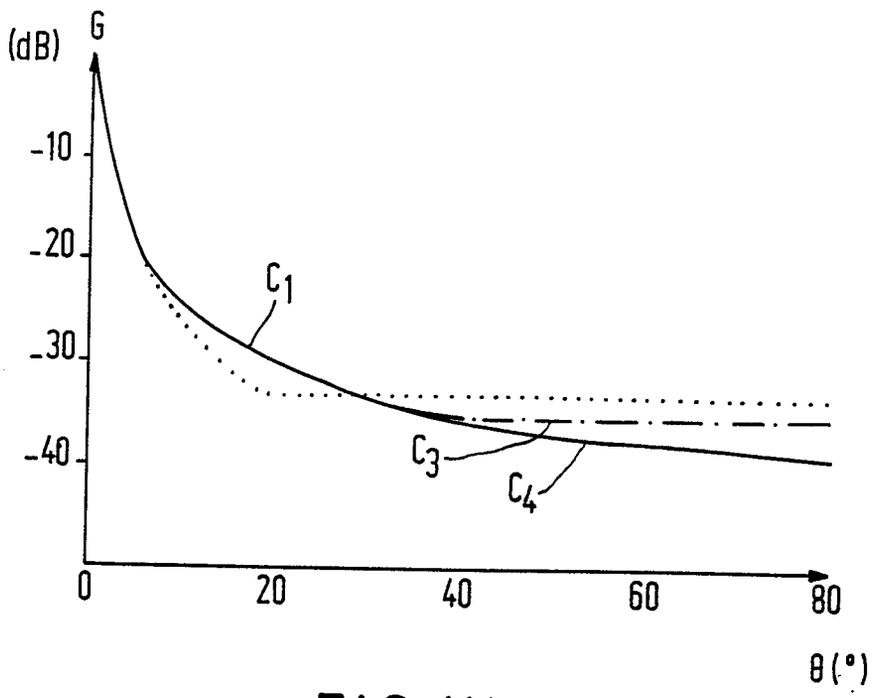


FIG. 11b

Office européen des brevets

RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numero de la demande

EP 86 20 0959

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.4)
A	US-A-2 540 839 (G.C. SOUTHWORTH) * Figures 7,8,20-22; colonne 6, lignes 26-48; colonne 9, lignes 3-17 *	1	H 01 Q 21/06
A	FR-A-2 552 273 (L.E.P.) * Figures 2-4; page 11, ligne 12 - page 12, ligne 35 *	1-6	
A	US-A-2 461 005 (G.C. SOUTHWORTH)		

DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. Cl.4)

H 01 Q
H 01 P

Le présent rapport de recherche a été établi pour toutes les revendications

Lieu de la recherche	Date d'achèvement de la recherche	Examinateur
LA HAYE	01-09-1986	CHAIX DE LAVARENE C.

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

OEB Form 1503 03 82