



⑫ **FASCICULE DE BREVET EUROPEEN**

④⑤ Date de publication du fascicule du brevet :
15.03.95 Bulletin 95/11

⑤① Int. Cl.⁶ : **H01Q 21/08, H01Q 13/08**

②① Numéro de dépôt : **91402498.9**

②② Date de dépôt : **19.09.91**

⑤④ **Réseau directif pour radiocommunications, à éléments rayonnants adjacents et ensemble de tels réseaux directifs.**

③① Priorité : **21.09.90 FR 9011672**

④③ Date de publication de la demande :
25.03.92 Bulletin 92/13

④⑤ Mention de la délivrance du brevet :
15.03.95 Bulletin 95/11

⑧④ Etats contractants désignés :
DE FR GB

⑤⑥ Documents cités :
EP-A- 0 257 881
EP-A- 0 349 069
DE-A- 1 565 266
US-A- 4 353 072

⑦③ Titulaire : **SOCIETE TECHNIQUE
D'APPLICATION ET DE RECHERCHE
ELECTRONIQUE**
12 et 14 avenue Carnot
F-91300 Massy (FR)

⑦② Inventeur : **Jelloul, Mostafa**
25, rue d'Amblainvilliers
F-91370 Verrieres-Le-Buisson (FR)

⑦④ Mandataire : **Martin, Jean-Jacques et al**
Cabinet REGIMBEAU
26, Avenue Kléber
F-75116 Paris (FR)

EP 0 477 102 B1

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

Description

La présente invention concerne un réseau directif pour radiocommunications, constitué par une pluralité de N éléments rayonnants adjacents, reliés en série par une ligne principale et espacés d'une longueur d'onde dans ladite ligne principale. Elle concerne également un ensemble de tels réseaux directifs.

L'invention trouve une application particulièrement avantageuse dans le domaine des antennes de radiocommunications dans la bande UHF et jusque dans la bande X, lorsqu'une forte directivité dans le plan du réseau et une faible directivité dans le plan perpendiculaire sont recherchées. A titre d'exemple, si le réseau est placé verticalement, le plan de forte directivité sera le plan de site, et le plan perpendiculaire de faible directivité le plan d'azimut.

On connaît de l'état de la technique un réseau directif pour radiocommunications conforme au préambule, dans lequel les éléments rayonnants adjacents sont quatre dipôles demi-onde colinéaires alimentés en série par une ligne principale d'impédance Z_c . Si Z_T est l'impédance vue à l'entrée des lignes secondaires reliant la ligne principale aux dipôles, la condition d'adaptation d'impédances à l'entrée du réseau est :

$$Z_c = 4Z_T$$

ce qui donne $Z_c = 200 \Omega$ avec $Z_T = 50 \Omega$, valeur caractéristique pour une ligne coaxiale. La ligne principale ne peut être dans ce cas que bifilaire, en raison de l'alimentation en série. Or ces lignes présentent davantage de pertes de puissance et surtout rayonnent un champ parasite important. C'est l'un des inconvénients de ce réseau directif connu, un autre étant lié à la difficulté de réaliser la jonction ou transition entre la ligne principale bifilaire haute impédance et les lignes secondaires coaxiales de faible impédance.

Pour remédier à ces inconvénients, on peut alimenter directement les dipôles deux à deux par des diviseurs par deux, ou un à un par un seul diviseur par quatre. Cette solution classique présente l'avantage de la simplicité sur le plan de la conception et peut donner des performances radioélectriques satisfaisantes. Toutefois, elle présente un coût élevé de fabrication (dipôles adaptés et symétrisés avec interface de fixation sur un mât réflecteur par exemple) et d'approvisionnement en composants (nombreux câbles et connecteurs, diviseurs de puissance).

Aussi, le problème technique à résoudre par l'objet de la présente invention est de proposer un réseau directif pour radiocommunications conforme au préambule qui permettrait d'obtenir, de manière simple et peu coûteuse, de bonnes caractéristiques radioélectriques, exemptes notamment de pertes de puissance et de rayonnement parasite.

La solution au problème technique posé consiste,

selon la présente invention en ce que ledit réseau directif est constitué par un substrat isolant sur une première face duquel sont disposés, le long d'une première direction, les éléments rayonnants qui sont réalisés en couches métalliques minces, chaque élément rayonnant comprenant une fente rayonnante qui, à partir d'une ligne secondaire court-circuitée à fente d'axe perpendiculaire à ladite première direction et parallèle à une deuxième direction, dite direction principale de propagation, s'évase linéairement de part et d'autre dudit axe, en ce que chaque élément rayonnant est isolé d'un élément adjacent par une ligne à fente quart d'onde court-circuitée de découplage, et en ce que ladite ligne principale est un câble coaxial sensiblement perpendiculaire à chaque ligne secondaire à fente et muni d'une âme centrale et d'une gaine conductrice extérieure, la gaine dudit câble coaxial étant dénudée au niveau de chaque ligne secondaire sur une longueur sensiblement égale à la largeur de ladite ligne secondaire et connectée à deux points d'attaque de ladite ligne secondaire pour les N-1 premiers éléments rayonnants, et la gaine et l'âme centrale du câble coaxial étant respectivement connectées à l'un et l'autre desdits points d'attaque pour le Nième et dernier élément rayonnant.

Ainsi, par un dimensionnement approprié de la fente rayonnante et de la ligne secondaire, il est possible de ramener l'impédance Z_T de chaque élément rayonnant à une valeur proche de $50/N \Omega$, où N est le nombre total d'éléments rayonnants, ce qui permet d'utiliser comme ligne principale un câble coaxial d'impédance caractéristique de 50Ω avec l'avantage d'une faible dissipation d'énergie et d'un champ parasite pratiquement nul.

Si, à cause de contraintes d'encombrement par exemple, l'adaptation d'impédances ne peut être parfaitement réalisée, l'invention prévoit, afin d'achever l'adaptation, que ledit câble coaxial est terminé par un transformateur quart d'onde. De manière à réduire le rapport dudit transformateur, il y a avantage, conformément à l'invention, à ce que chaque élément rayonnant comporte un condensateur constitué par une couche métallique mince déposée sur une deuxième face du substrat, opposée à ladite première face. Cette disposition permet en effet de regrouper l'impédance Z_T d'un élément rayonnant autour de la valeur $50/N$. Un résultat analogue peut être obtenu lorsque, selon l'invention, deux lignes d'adaptation sont disposées de part et d'autre de ladite fente rayonnante.

Du fait que les éléments rayonnants sont espacés d'une longueur d'onde dans la ligne principale, les éléments rayonnants émettent, ou reçoivent, en phase. La direction principale de propagation est alors perpendiculaire à la première direction définie par l'alignement des éléments le long du réseau. Il est néanmoins possible, à l'aide du réseau directif selon l'invention, d'émettre, ou de recevoir, un signal dans

une direction quelconque dans le plan de site. Dans ce but, un déphasage est appliqué à chaque élément rayonnant de façon à définir dans le plan desdites première et deuxième directions une direction secondaire de propagation différente de ladite direction principale.

Enfin, dans le but, par exemple, d'obtenir un balayage azimutal dans le plan horizontal, on prévoit de réaliser un ensemble de réseaux directifs selon l'invention, caractérisé en ce que lesdits réseaux directifs sont disposés de manière parallèle et équidistante les uns des autres, et en ce qu'un déphasage est appliqué à chaque ligne principale de façon à définir une direction de propagation dans le plan perpendiculaire audit ensemble.

La description qui va suivre, en regard des dessins annexés, donnés à titre d'exemples non limitatifs, fera bien comprendre en quoi consiste l'invention et comment elle peut être réalisée.

La figure 1 est une vue de côté d'un réseau directif à éléments rayonnants adjacents, selon l'invention.

La figure 2 est une vue de côté d'un élément rayonnant courant constituant le réseau directif de la figure 1.

La figure 3a est une vue de face de l'élément rayonnant de la figure 2.

La figure 3b est une vue de face du dernier élément rayonnant.

La figure 4 est un schéma électrique équivalent du réseau directif de la figure 1.

Les figures 5 et 6 montrent des diagrammes relevés dans le plan horizontal, à la fréquence centrale de la bande, correspondant respectivement aux polarisations principale et croisée.

Les figures 7 et 8 montrent des diagrammes relevés dans le plan vertical, à la fréquence centrale de la bande, correspondant respectivement aux polarisations principale et croisée.

La figure 9 est une vue en perspective d'un ensemble de réseaux directifs selon l'invention.

La figure 1 montre, en vue de côté, un réseau directif 10 pour radiocommunications, fixé par exemple à un mât 100 cylindrique ou carré servant de support et éventuellement de réflecteur pour le réseau de façon à conformer la directivité dans le plan horizontal à l'application envisagée. Ce réseau comprend une pluralité de $N = 4$ éléments rayonnants 200_i ($i = 1, \dots, N$) reliés en série par une ligne principale 300 qui est soit une ligne d'alimentation lorsque le réseau fonctionne en émission, soit une ligne de collection lorsque le réseau fonctionne en réception. Comme l'indique la figure 1, les éléments rayonnants 200_i sont espacés d'une longueur d'onde λ_g dans la ligne principale 300, appelée aussi longueur d'onde guidée. A titre d'exemple, avec une fréquence centrale F_0 de 925 MHz et une longueur d'onde dans le vide λ de 320 mm, la longueur d'onde guidée λ_g pour un câble à dié-

lectrique téflon vaut environ $0,7\lambda$ soit 224 mm.

Les figures 1, 2 et 3 montrent que ledit réseau directif est constitué par un substrat isolant 400, en verre époxy par exemple, sur une première face duquel sont disposés, le long d'une première direction D_1 , les éléments rayonnants 200_i réalisés en couches métalliques minces, selon la technologie des circuits imprimés. Chaque élément rayonnant 200_i comprend une fente rayonnante 210_i qui, à partir d'une ligne secondaire court-circuitée 220_i à fente d'axe d_{2i} perpendiculaire à la première direction D_1 et parallèle à une deuxième direction D_2 , dite direction principale de propagation, s'évase linéairement de part et d'autre dudit axe d_{2i} . De façon à isoler les éléments rayonnants les uns des autres, chaque élément 200_i présente au moins une ligne 230_i à fente quart d'onde court-circuitée de découplage.

La technologie couches minces employée ainsi que la configuration choisie pour la fente rayonnante 210_i et la ligne secondaire 220_i à fente court-circuitée permettent d'obtenir une impédance de fente Z_f relativement faible qui rend possible l'utilisation d'un câble coaxial semi-rigide classique comme ligne secondaire 300, ledit câble coaxial étant muni d'une âme centrale 320 et d'une gaine extérieure conductrice 310. Cette ligne présente alors une impédance caractéristique Z_c de 50Ω . C'est pourquoi, pour réaliser une adaptation parfaite, l'impédance de fente Z_f doit être égale à $50/N = 12,5 \Omega$ dans le cas de $N = 4$ éléments rayonnants. S'il n'est pas possible d'atteindre cette valeur idéale, plusieurs moyens peuvent être mis en oeuvre pour obtenir néanmoins une bonne adaptation d'impédances, notamment en faisant varier la distance entre le câble coaxial et le court-circuit de la ligne secondaire 220_i , l'impédance diminuant quand le câble s'approche dudit court-circuit. On prévoit également que chaque élément rayonnant 220_i comporte un condensateur 240_i constitué par une couche métallique mince disposée sur une deuxième face du substrat isolant 400, opposée à ladite première face, à l'endroit des points d'attaque A, B de la ligne secondaire 220_i . Ce condensateur, de quelques picofarads de capacité, présente une impédance Z_1 , en parallèle sur l'impédance de fente Z_f , comme l'indique le schéma équivalent de la figure 4. On peut également graver deux lignes, ou stubs, d'adaptation 251_i et 252_i de part et d'autre de la fente rayonnante 210_i . De préférence, ces deux stubs d'adaptation ont une longueur égale ou légèrement supérieure à $\lambda/4$. Cependant, si la largeur du substrat dans la direction d_{2i} n'est pas suffisante, les lignes d'adaptation 251_i et 252_i pourront être repliées symétriquement de façon à éviter la création d'un champ croisé parasite. L'impédance Z_2 produite par les stubs d'adaptation contribue à adapter l'impédance Z_T vue à l'entrée des lignes secondaires. Enfin, pour achever définitivement l'adaptation de l'impédance du réseau, un transformateur 500 quart d'onde de rapport adéquat,

faible de préférence, est placé en bout de la ligne principale 300.

Ainsi, le réseau directif selon l'invention revêt l'aspect d'une plaque de substrat métallisé de très faible épaisseur, dont la hauteur est de l'ordre de $N \lambda$ g et dont la largeur est sensiblement supérieure ou égale à λ g/4.

La Demanderesse a réalisé un réseau directif dont l'impédance ZT de ligne secondaire était égale à 18Ω . Pour ramener l'impédance à l'entrée du câble 300 à 50Ω , il a fallu donner au transformateur 500 une impédance Z'c de

$$Z'c = \sqrt{50 \times 4 \times 18} = 60 \Omega.$$

De façon pratique, la transition entre le câble coaxial et la ligne secondaire 220_i à fente est obtenue, comme l'indique la figure 3a, en dénudant la gaine 310 du câble au niveau de chaque ligne secondaire sur une longueur sensiblement égale à la largeur de ladite ligne secondaire et en connectant par soudure, par exemple, ladite gaine en deux points d'attaque A, B de ladite ligne secondaire pour les N-1 premiers éléments rayonnants. Pour le Nième et dernier élément rayonnant, la figure 3b montre que la gaine 310 et l'âme centrale 320 sont respectivement connectées aux points d'attaque A et B de façon à réaliser un court-circuit en bout de ligne et fermer ainsi électriquement le circuit.

Les figures 5 et 6 montrent les diagrammes relevés par la Demanderesse dans le plan horizontal à la fréquence centrale Fo de la bande pour des polarisations respectivement principale et croisée. On observera un faible niveau de polarisation croisée, puisqu'il est de plus de 22 dB inférieur à la polarisation principale. D'autre part, la directivité des diagrammes principaux est faible, l'atténuation à $\pm 90^\circ$ de la direction principale de rayonnement n'étant que de l'ordre de 5 dB, ce qui est par exemple très favorable à l'omnidirectionnalité des diagrammes horizontaux dans une association en réseau circulaire de plusieurs (2, 4 ou 8) réseaux directifs conformes à l'invention.

Les figures 7 et 8 montrent, de même, les diagrammes relevés à la fréquence centrale Fo dans le plan vertical D₁, D₂ contenant le réseau, pour des polarisations respectivement principale et croisée. Il faut noter que la polarisation croisée est dilatée de 10 dB par rapport à la polarisation principale correspondante. L'examen de ces diagrammes verticaux montre que l'ouverture à 3 dB du faisceau est voisine de 17° , ce qui correspond à la formule approchée bien connue :

$$\theta_{3db} \approx 51 \frac{\lambda}{L}$$

L étant la longueur totale du réseau directif.

Un dépointage du faisceau par rapport à l'horizon est prévisible du fait du principe même de la connexion en série des éléments rayonnants. A la fré-

quence centrale Fo le dépointage est nul car toutes les fentes sont en phase et le front d'onde est vertical. A la fréquence Fo+ΔF et pour un réseau linéaire à ondes progressives, l'inclinaison du front d'onde serait

$$\alpha = \text{Arcsin} \frac{\lambda}{d} \frac{\Delta F}{F_0}$$

où d = λ g est la distance entre deux fentes successives du réseau. Cette formule donnerait un dépointage de l'ordre de $\pm 3^\circ$ dans une bande de 8 %. Cependant, le réseau selon l'invention n'est pas à ondes progressives mais plutôt à ondes stationnaires et l'inclinaison du front d'onde est moindre, dépendant en fait des impédances individuelles des fentes, des couplages entre les fentes et d'autres phénomènes de diffraction.

Les lobes latéraux, dits secondaires, ont un niveau inférieur de plus de 15 dB en dessous du maximum du lobe principal, et, dans une bande de 8 %, le niveau des lobes secondaires reste encore de plus de 12 dB inférieur audit maximum. En théorie simplifiée, ce niveau serait de 11,5 dB puisque le facteur de réseau normalisé est ici de :

$$F_4(\theta) = \frac{1}{4} \frac{\sin \left[4 \frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta \right]}{\sin \left[\frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta \right]}$$

où θ est l'angle polaire compté à partir du zénith. La pondération introduite par le diagramme individuel d'une fente, et la non-uniformité stricte de l'excitation des fentes expliquent les bas niveaux des lobes secondaires, ce qui est évidemment très favorable à une bonne concentration de l'énergie rayonnée dans le faisceau.

Enfin, le niveau de polarisation croisée dans le plan vertical est extrêmement faible, ceci grâce à la conception spécifique du réseau conforme à l'invention.

Avec des éléments rayonnants en phase, la direction principale de propagation D₂ est perpendiculaire à la direction D₁ du réseau. Pour obtenir, une direction de propagation quelconque dans le plan D₁, D₂ (plan vertical), il faut appliquer un déphasage à chaque élément rayonnant successif, ce qui offre la possibilité du balayage électronique du faisceau.

La figure 9 montre un ensemble de P réseaux directifs 10_j avec j variant de 1 à P disposés de manière parallèle et équidistante les uns des autres. Afin de définir dans un plan horizontal P, perpendiculaire audit ensemble, une direction de propagation azimutale, un déphasage est appliqué à chaque ligne principale 300_j. Un balayage azimutal est obtenu en faisant varier électroniquement ce déphasage.

Le gain isotropique d'un réseau directif selon l'invention a été mesuré par comparaison à une antenne étalon. La valeur du gain est très voisine de 10 dBi. Ceci s'explique simplement par le fait que quatre éléments rayonnants alignés, ayant chacun 2 dBi de

gain environ, et formant un réseau linéaire disposé à une distance quart d'onde devant un mât réflecteur apportant un gain supplémentaire voisin de 3dBi, procurent un gain de 11 dBi. Si l'on tient compte des pertes technologiques et des pertes par réflexion à l'entrée du réseau et, d'autre part, de ce que le mât réflecteur n'est pas infini, on justifie de la valeur mesurée.

Revendications

1. Réseau directif (10) pour radiocommunications, constitué par une pluralité de N éléments rayonnants adjacents (200_i), reliés en série par une ligne principale (300) et espacés d'une longueur d'onde (λ g) dans ladite ligne principale, caractérisé en ce que ledit réseau directif est constitué par un substrat isolant (400) sur une première face duquel sont disposés, le long d'une première direction (D₁), les éléments rayonnants (200_i) qui sont réalisés en couches métalliques minces, chaque élément rayonnant comprenant une fente rayonnante (210_i) qui, à partir d'une ligne secondaire (220_i) court-circuitée à fente d'axe (d_{2i}) perpendiculaire à ladite première direction (D₁) et parallèle à une deuxième direction (D₂), dite direction principale de propagation, s'évase linéairement de part et d'autre dudit axe (d_{2i}), en ce que chaque élément rayonnant (200_i) est isolé d'un élément adjacent par une ligne à fente quart d'onde (230_i) court-circuitée de découplage, et en ce que ladite ligne principale (300) est un câble coaxial sensiblement perpendiculaire à chaque ligne secondaire (220_i) à fente et muni d'une âme centrale (320) et d'une gaine conductrice extérieure (310), la gaine dudit câble coaxial étant dénudée au niveau de chaque ligne secondaire sur une longueur sensiblement égale à la largeur de ladite ligne secondaire et connectée à deux points d'attaque (A, B) de ladite ligne secondaire (220_i) pour les N-1 premiers éléments rayonnants, et la gaine (310) et l'âme centrale (320) du câble coaxial étant respectivement connectées à l'un et l'autre desdits points d'attaque pour le N^{ième} et dernier élément rayonnant.
2. Réseau directif pour radiocommunications selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit câble coaxial (300) est terminé par un transformateur quart d'onde (500), à l'endroit des points d'attaque (A, B) de la ligne secondaire (220_i) du premier élément rayonnant.
3. Réseau directif pour radiocommunications selon l'une des revendications 1 ou 2, caractérisé en ce que chaque élément rayonnant (200_i) comporte un condensateur (240_i) constitué par une couche

métallique mince déposée sur une deuxième face du substrat, opposée à ladite première face.

4. Réseau directif pour radiocommunications selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que deux lignes d'adaptation (251_i, 252_i) sont disposées de part et d'autre de ladite fente rayonnante (210_i) de chaque élément rayonnant.
5. Réseau directif pour radiocommunications selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce qu'un déphasage est appliqué à chaque élément rayonnant (200_i) de façon à définir dans le plan desdites première (D₁) et deuxième (D₂) directions, une direction secondaire de propagation différente de ladite direction principale (D₂).
6. Ensemble de P réseaux directifs selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que lesdits réseaux directifs (10_i) sont disposés de manière parallèle et équidistante les uns des autres, et en ce qu'un déphasage est appliqué à chaque ligne principale (300_i) de manière à définir une direction de propagation dans un plan perpendiculaire (P) audit ensemble.

Patentansprüche

1. Richtnetzwerk (10) für Funkübertragungen, mit einer Mehrzahl von N benachbarten Strahlerelementen (200_i), welche mittels einer Hauptleitung (300) seriell verbunden sind und auf dieser Hauptleitung mit einem Abstand von einer Wellenlänge (λ g) angeordnet sind, dadurch gekennzeichnet, daß das Richtnetzwerk aus einem isolierenden Substrat (400) gebildet ist, bei dem auf einer ersten Seite längs einer ersten Richtung (D₁) die Strahlerelemente (200_i) angeordnet sind, welche als dünne Metallschichten realisiert sind, wobei jedes Strahlerelement einen Strahlerschlitz (210_i) aufweist, der ausgehend von einer Nebenleitung (220_i), die zu dem Schlitz kurzgeschlossen ist, dessen Achse (d_{2i}) senkrecht zu der ersten Richtung (D₁) und parallel zu einer zweiten Richtung (D₂), die Hauptausbreitungsrichtung genannt wird, verläuft, sich zu beiden Seiten der Achse (d_{2i}) linear erweitert, daß jedes Strahlerelement (200_i) von jedem benachbarten Element durch eine Viertelwellen-Schlitzleitung (230_i) isoliert die welche zur Entkopplung kurzgeschlossen ist, daß die Hauptleitung (300) ein koaxiales Kabel ist, welches im wesentlichen senkrecht zu jeder Nebenleitung (220_i) im Schlitz verläuft und eine zentrale Seele (320) sowie einen leitenden Außenmantel (310) aufweist, wobei der

Mantel des koaxialen Kabels auf der Höhe jeder Nebenleitung über eine Länge entfernt ist, welche im wesentlichen gleich der Breite der Nebenleitung ist, und mit zwei Angriffspunkten (A, B) an dieser Nebenleitung (220_i) für die N-1 ersten Strahlerelemente verbunden ist, wobei der Mantel (310) und die zentrale Seele (320) des koaxialen Kabels jeweils mit dem einen bzw. mit dem anderen Angriffspunkt für das N-te und das letzte Strahlerelement verbunden sind.

2. Richtnetzwerk für Funkübertragungen nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das koaxiale Kabel (300) bei den Angriffspunkten (A, B) an der Nebenleitung (220_i) für das erste Strahlerelement von einem Viertelwellen-Transformator (500) abgeschlossen ist.

3. Richtnetzwerk für Funkübertragungen nach einem der Ansprüche 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß jedes Strahlerelement (200_i) einen Kondensator (240_i) aufweist, welcher von einer dünnen Metallschicht gebildet wird, die auf einer zweiten Seite des Substrats, der ersten Seite gegenüberliegend aufgebracht ist.

4. Richtnetzwerk für Funkübertragungen nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß zwei Anpassungsleitungen (251_i, 252_i) zu beiden Seiten des Strahlerschlitzes (210_i) jedes Strahlerelementes angeordnet sind.

5. Richtnetzwerk für Funkübertragungen nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß an jedes Strahlerelement (200_i) eine Phasenverschiebung angelegt wird, indem in der Ebene der ersten (D₁) und der zweiten (D₂) Richtungen eine Nebenausbreitungsrichtung definiert wird, welche sich von der Hauptrichtung (D₂) unterscheidet.

6. Anordnung von P Richtnetzwerken nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Richtnetzwerke (10_j) parallel und mit gleichem Abstand zueinander angeordnet sind und daß eine Phasenverschiebung an jede Hauptleitung (300_j) angelegt wird, indem eine Ausbreitungsrichtung in einer zu dieser Anordnung senkrechten Ebene (P) definiert wird.

Claims

1. Directional radiocommunication array (10) comprising a plurality of N adjacent radiating elements (200_i) connected in series by a main line (300) and spaced by a wavelength (λ_g) on said main line characterised in that said directional ar-

ray comprises an insulative substrate (400) on a first side of which are disposed along a first direction (D₁) radiating elements (200_i) in the form of thin metal layers, each radiating element comprising a radiating slot (210_i) which widens in a linear manner to either side of an axis (d_{2i}) from a short-circuited secondary slot line (220_i) on said axis perpendicular to said first direction (D₁) and parallel to a second or main propagation direction (D₂), in that each radiating element (200_i) is isolated from an adjacent element by a decoupling short-circuited quarter-wavelength slot line (230_i), and in that said main line (300) is a coaxial cable substantially perpendicular to each secondary slot line (220_i) and having a central core (320) and an outer conductive sheath (310), the sheath of said coaxial cable being stripped at each secondary line over a length substantially equal to the width of said secondary line and connected to two excitation points (A, B) of said secondary line (220_i) in the case of the first N - 1 radiating elements, the sheath (310) and the central core (320) of the coaxial cable being connected to respective excitation points of the Nth and final radiating element.

2. Directional radiocommunication array according to claim 1 characterised in that said coaxial cable (300) is terminated by a quarter-wavelength transformer (500) at the excitation points (A, B) of the secondary line (220_i) of the first radiating element.

3. Directional radiocommunication array according to claim 1 or claim 2 characterised in that each radiating element (200_i) comprises a capacitor (240_i) formed by a thin metal layer deposited onto a second side of said substrate opposite said first side.

4. Directional radiocommunication array according to any one of claims 1 to 3 characterised in that two matching lines (251_i, 252_i) are disposed one on each side of said radiating slot (210_i) of each radiating element.

5. Directional radiocommunication array according to any one of claims 1 to 4 characterised in that a phase-shift is applied at each radiating element (200_i) so as to define in the plane of said first and second directions (D₁, D₂) a secondary propagation direction different from said main direction (D₂).

6. Set of P directional arrays according to any one of claims 1 to 5 characterised in that said directional arrays (10_j) are disposed parallel to and equidistantly spaced from each other and in that

a phase-shift is applied to each main line (300_j)
so as to define a propagation direction in a plane
(P) perpendicular to said set.

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

7

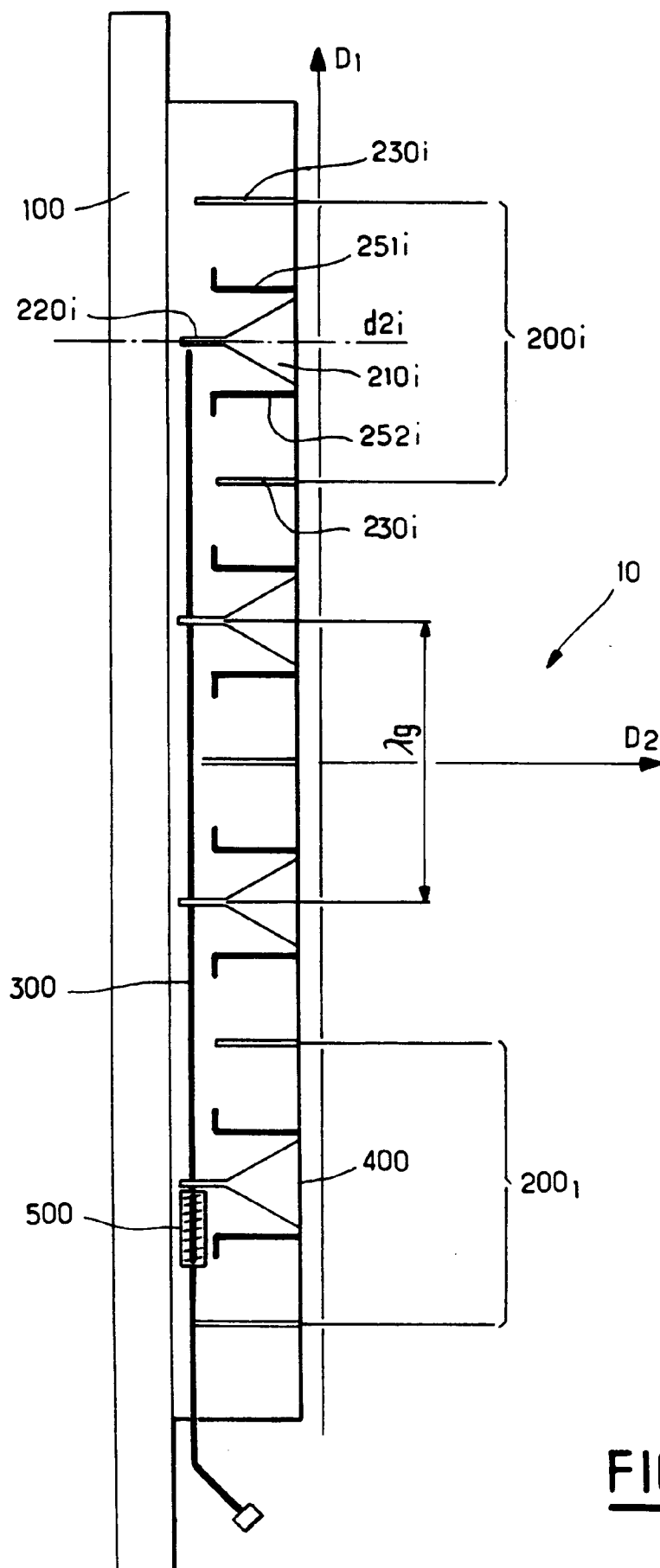


FIG.1

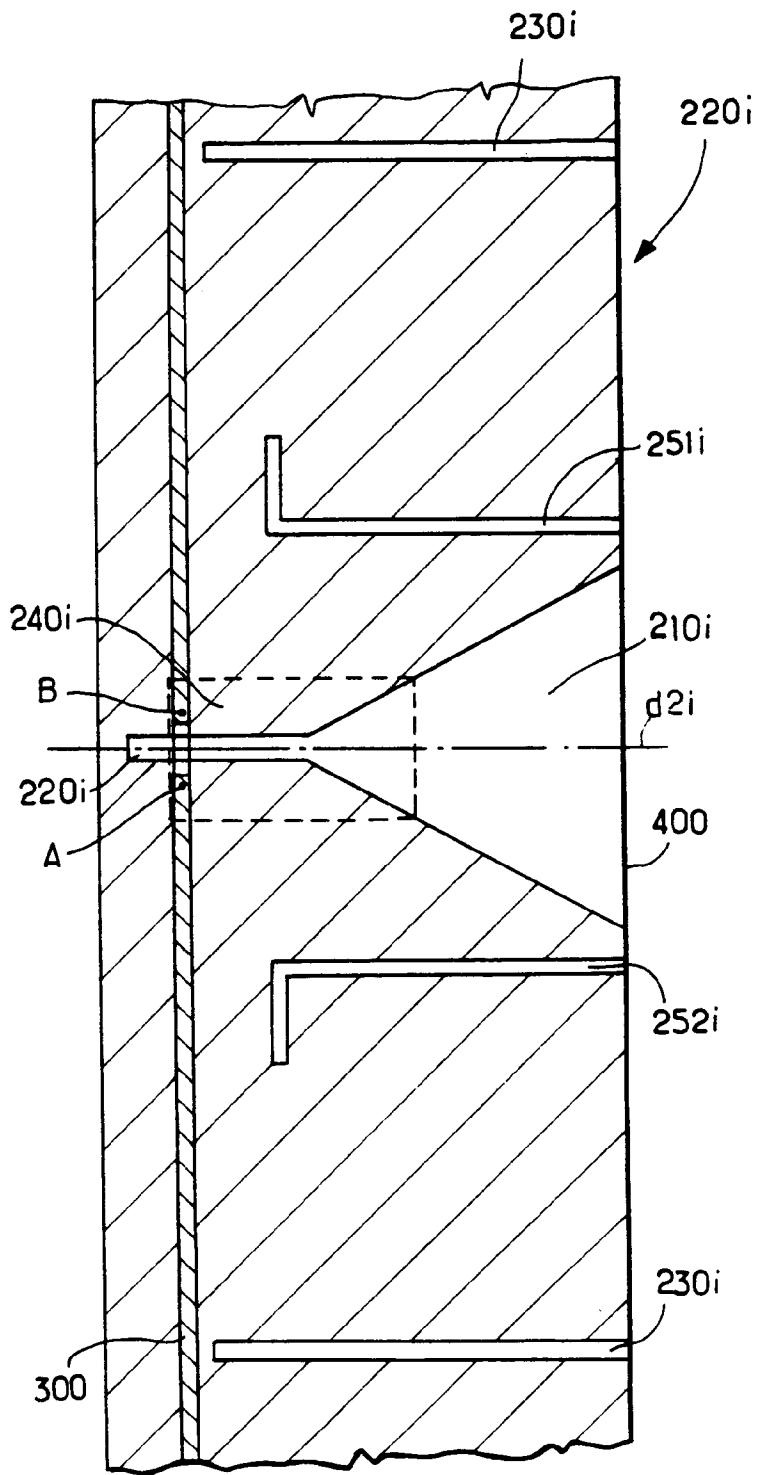


FIG. 2

FIG. 3a

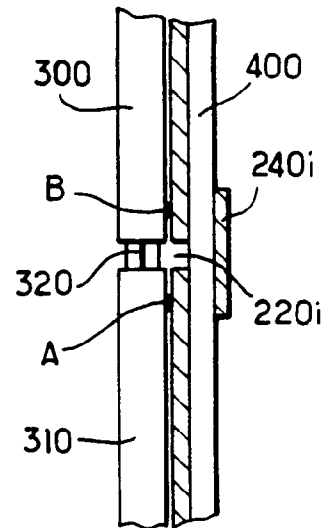
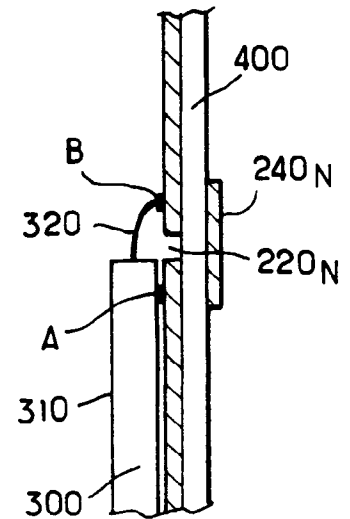


FIG. 3b



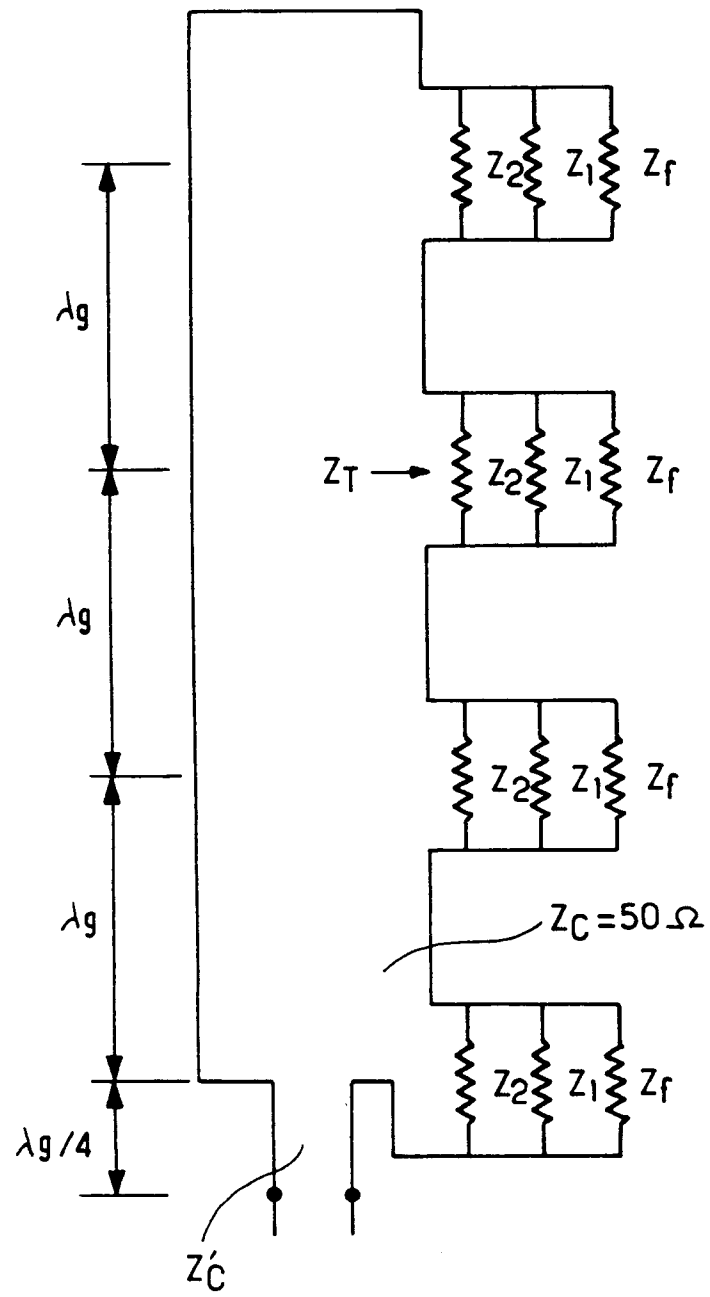


FIG. 4

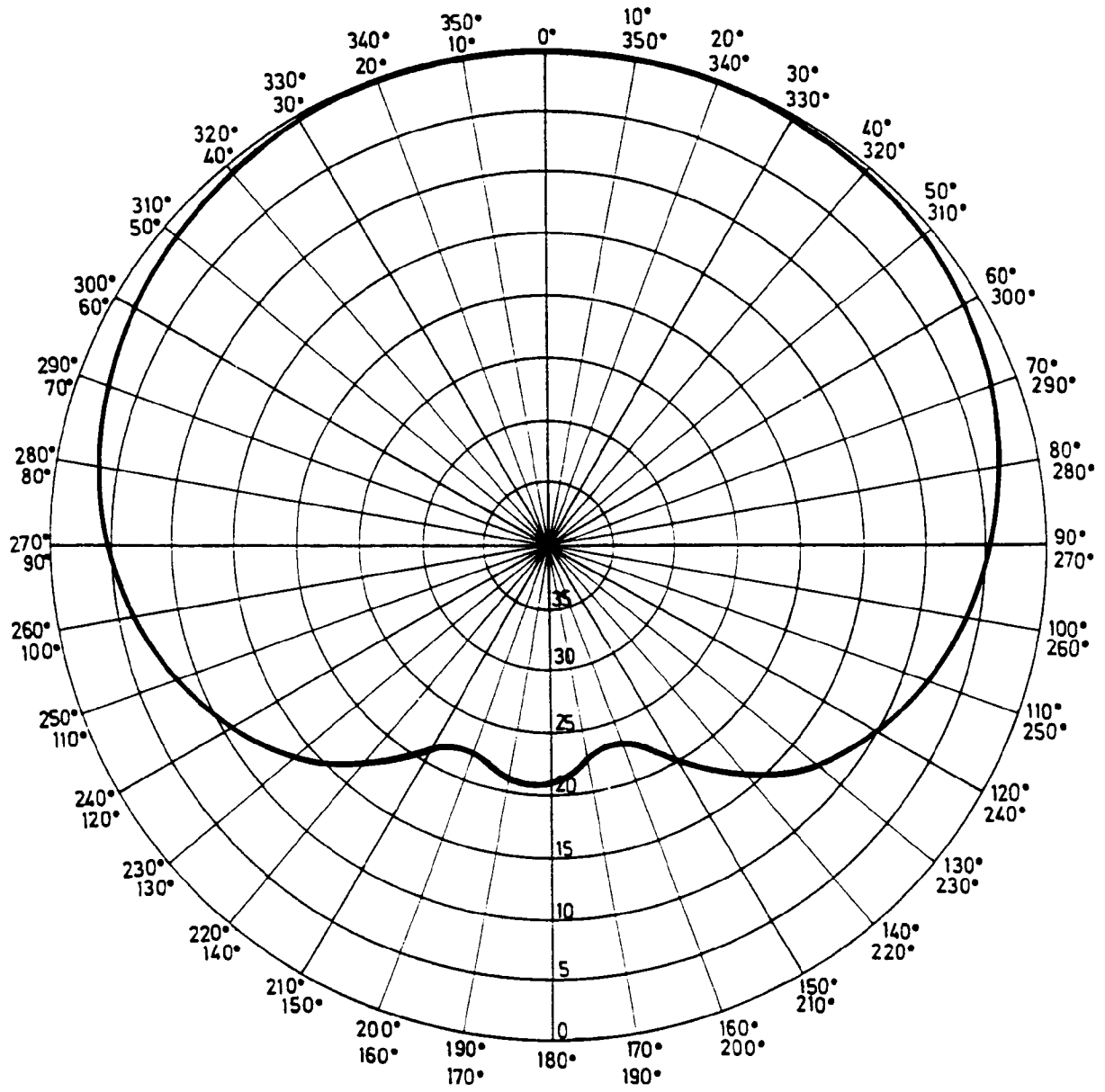


FIG. 5

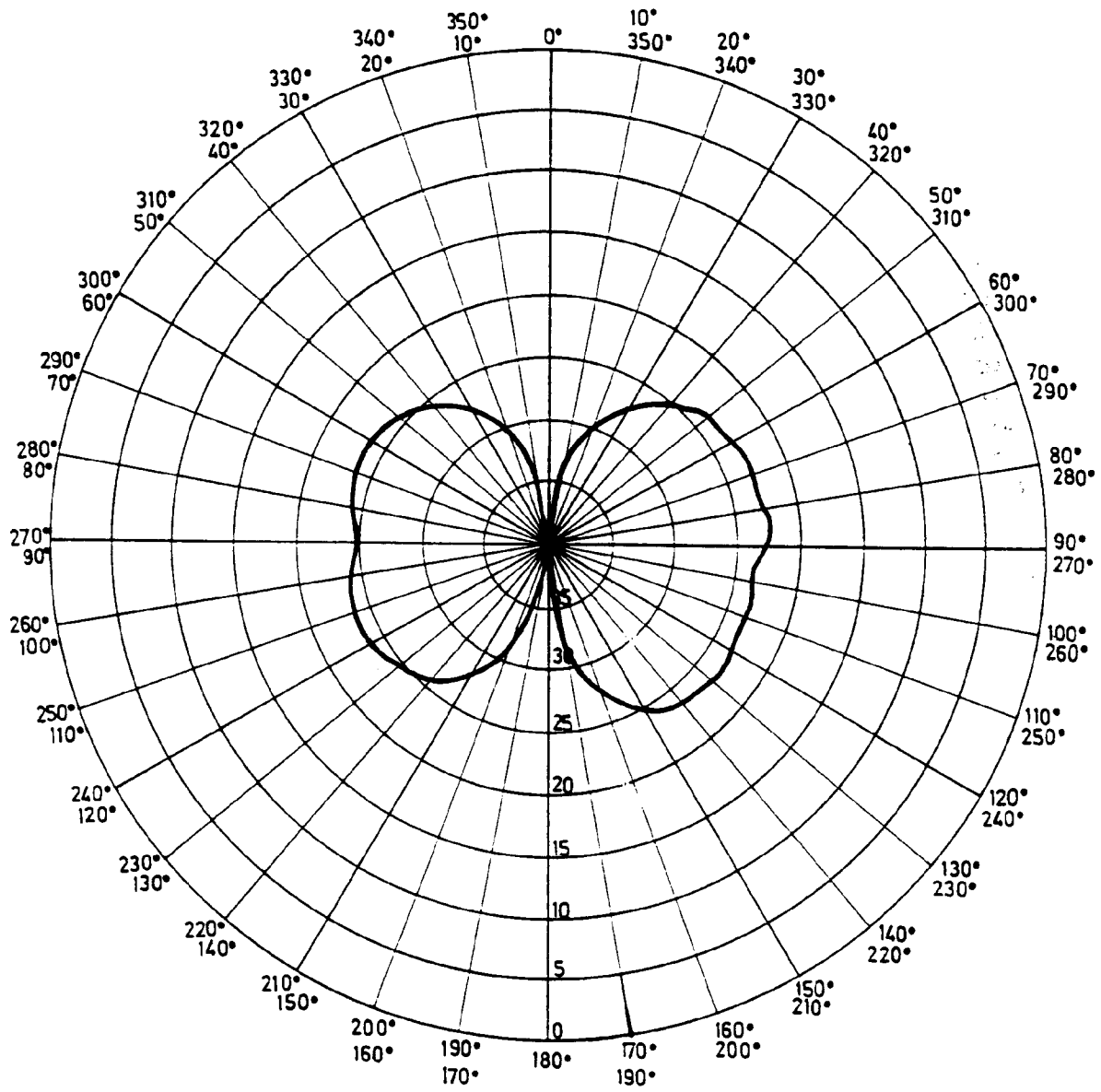


FIG. 6

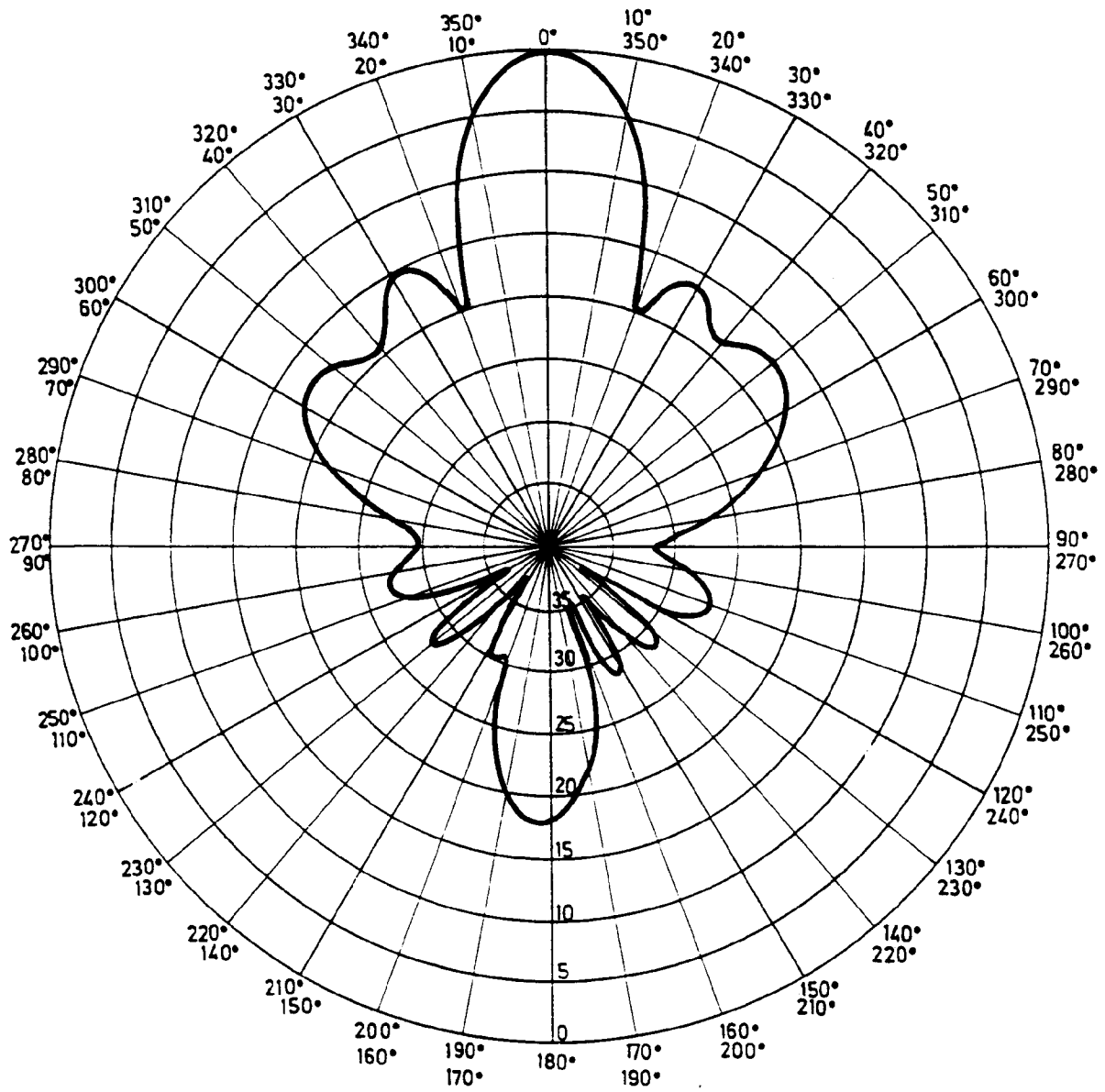


FIG. 7

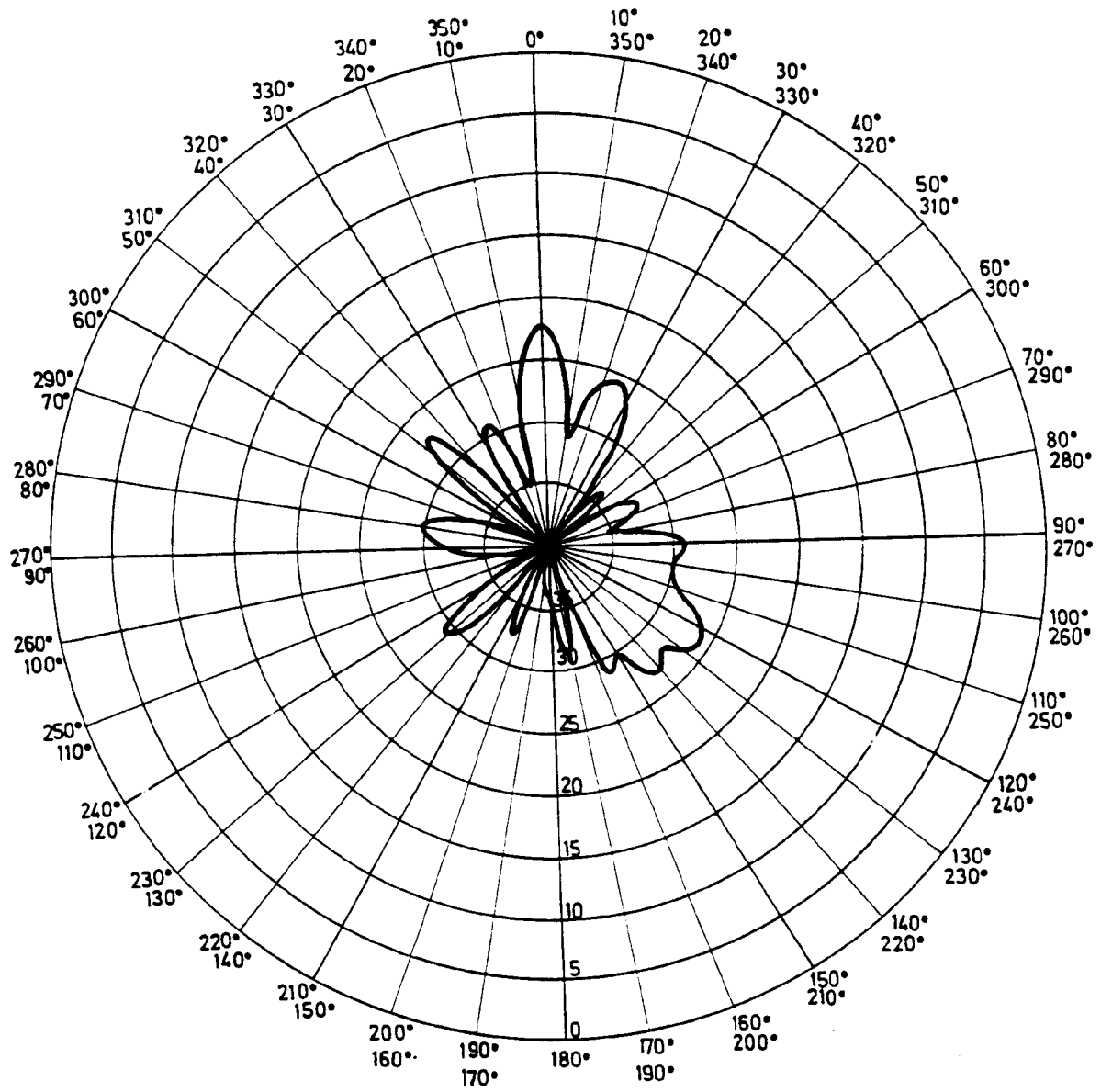


FIG. 8

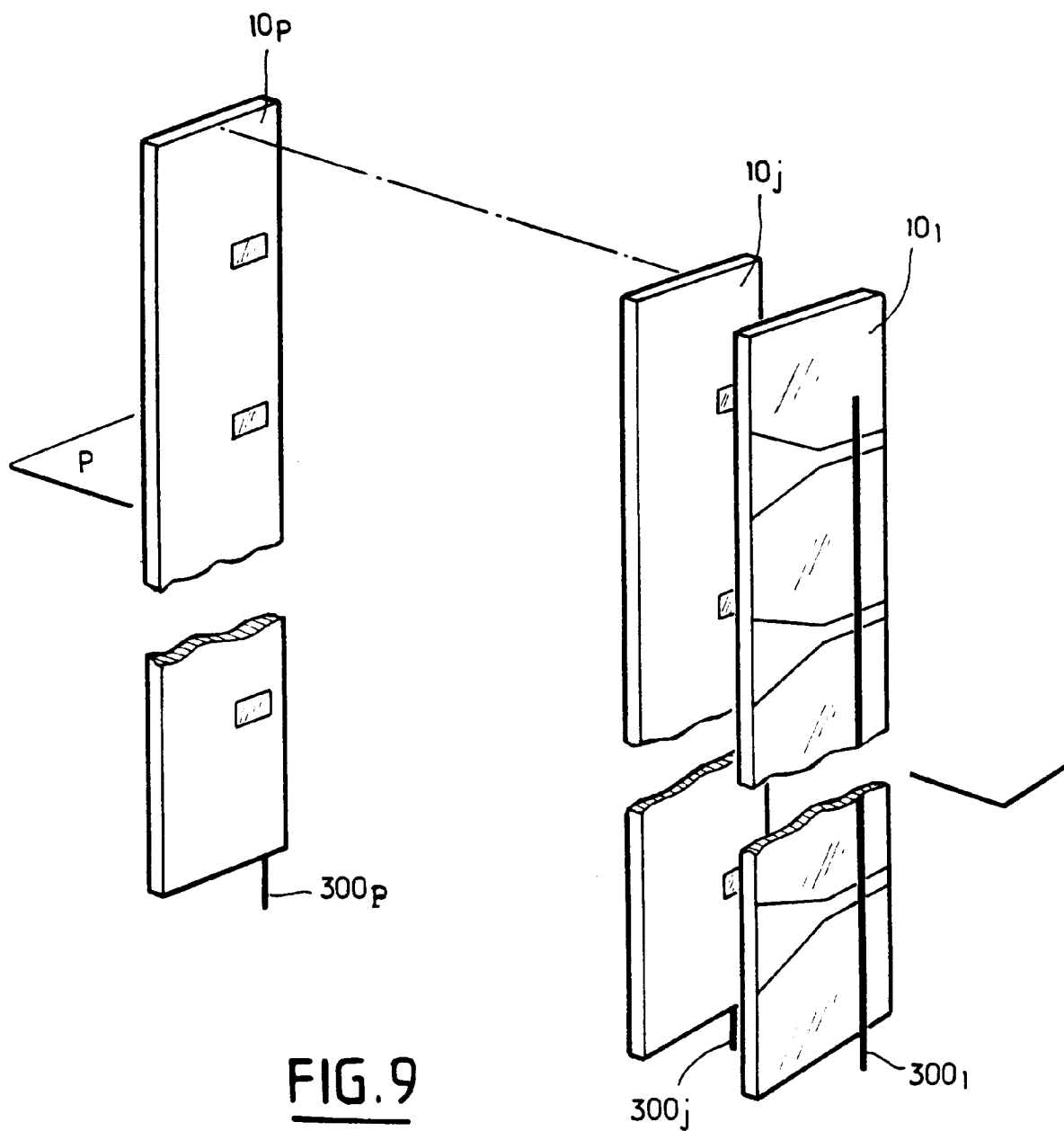


FIG. 9