

12 **DEMANDE DE BREVET EUROPEEN**

21 Numéro de dépôt: 83402026.5

51 Int. Cl.³: H 01 P 7/08
 H 01 P 7/10, H 01 P 1/208

22 Date de dépôt: 18.10.83

30 Priorité: 29.10.82 FR 8218236

43 Date de publication de la demande:
 09.05.84 Bulletin 84/19

64 Etats contractants désignés:
 DE GB IT NL

71 Demandeur: THOMSON-CSF
 173, Boulevard Haussmann
 F-75379 Paris Cedex 08(FR)

72 Inventeur: Mage, Jean-Claude
 THOMSON-CSF SCPI 173, bld Haussmann
 F-75379 Paris Cedex 08(FR)

74 Mandataire: Wang, Pierre et al,
 THOMSON-CSF SCPI 173, Bld Haussmann
 F-75379 Paris Cedex 08(FR)

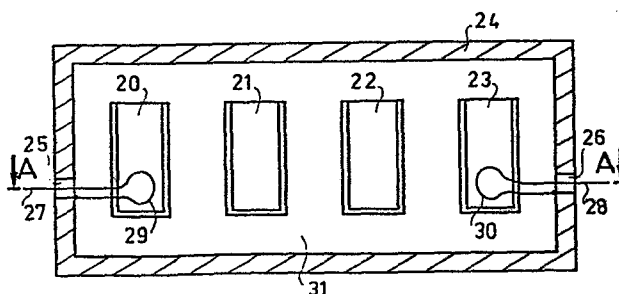
54 Résonateurs bi-rubans et filtres réalisés à partir de ces résonateurs (11111).

57 L'invention se rapporte aux résonateurs électromagnétiques et aux filtres hautes fréquences réalisés à partir de ces résonateurs.

L'invention a pour objet de recouvrir un parallélépipède en matériau diélectrique (4) d'au moins deux métallisations (5 et 6) disposées parallèlement à la direction de déplacement d'une onde électromagnétique.

L'invention s'applique à la réalisation de résonateurs quart d'onde ou demi-onde ainsi qu'aux filtres passe-band ou coupe-bande.

FIG.5



RESONATEURS BI-RUBANS ET FILTRES REALISES
A PARTIR DE CES RESONATEURS

La présente invention concerne un type de résonateur électromagnétique, que l'on peut appeler "résonateur bi-ruban", ainsi que les filtres hautes fréquences réalisés à partir de ces résonateurs.

5 Dans la gamme des fréquences élevées appelée UHF (pratiquement de 300 MHz à 3 GHz), les résonateurs et les filtres réalisés à partir de ces éléments sont souvent constitués de tronçons de lignes. Il peut s'agir de lignes coaxiales à air ou de lignes coaxiales chargées de diélectrique telles que mentionnées dans l'article : "Bandpass filter with dielectric materials used for broadcasting channel filter" de K. WAKINO et Y. KONISHI paru
10 dans la revue I.E.E.E. Transactions on Broadcasting, vol. BC-26, N° 1, Mars 1980. Il est connu aussi de fabriquer des résonateurs et des filtres à partir de lignes microrubans comme l'indique l'article : "750 MHz microstrip bandpass filter on barium tetratitanate substrate " de G. OHM et G. SCHMOLLER paru dans la revue Electronics Letters, vol. 18, N° 15 du 22 Juillet 1982.

15 La technique des lignes coaxiales autorise la fabrication de résonateurs indépendants dont les fréquences propres peuvent être ajustées avant leur assemblage pour former des filtres. Cet assemblage peut être réalisé dans le cas d'un filtre passe-bande en plaçant les différents résonateurs bout à bout, les couplages entre deux tronçons de lignes consécutifs étant
20 déterminés par les distances qui séparent leurs faces placées en vis-à-vis. Cependant, pour obtenir des coefficients de surtension intéressants (supérieurs à 500) il faut disposer de tronçons ayant une section assez importante. Typiquement un résonateur de diamètre de 20 mm métallisé à l'argent peut avoir un coefficient de surtension Q supérieur à 1000 pour une
25 fréquence de 1 GHz. En outre, le couplage des résonateurs quart d'onde demeure délicat et la réalisation même de la structure coaxiale est assez complexe à cause des différentes opérations d'usinage et de métallisation d'éléments à section circulaire.

30 Des résonateurs peuvent être conçus selon la technique des lignes microrubans. Ils sont généralement réalisés à partir d'un substrat diélectrique relativement large dont une face est entièrement métallisée et dont

l'autre reçoit un conducteur métallique sous la forme d'un mince ruban. Cette technique présente deux inconvénients. D'une part, les coefficients de surtension propres Q des résonateurs sont toujours faibles (inférieur à 500) et par conséquent les performances de filtres formés à partir de ces
5 résonateurs sont toujours modestes (pertes d'insertion élevées, supérieures à 3 dB vers 1 GHz). D'autre part, une fois le filtre réalisé, par dépôt de rubans sur un même substrat, il est pratiquement impossible d'ajuster les fréquences propres des résonateurs ainsi que leurs couplages mutuels. Ceci interdit la réalisation industrielle de filtres comportant un nombre de pôles
10 élevé en raison des inévitables dispersions des caractéristiques : en particulier, de la constante diélectrique du substrat.

Afin de pallier ces inconvénients, l'invention propose de réaliser des résonateurs à partir d'un parallélépipède constitué de matériau diélectrique. On réalise une ligne en métallisant deux faces opposées du parallélépipède
15 et un résonateur $\frac{\lambda}{4}$ ou $\frac{\lambda}{2}$ suivant la longueur et la terminaison de la ligne.

L'invention a donc pour objet un résonateur comportant un tronçon de ligne à constantes réparties le long duquel s'établit un régime stationnaire d'ondes transverses électromagnétiques, ledit tronçon comportant deux
20 éléments conducteurs séparés par un milieu diélectrique ; caractérisé en ce que ledit milieu est formé par un solide diélectrique à six faces, quatre au plus desdites faces étant entièrement recouvertes par une métallisation et deux autres faces non recouvertes étant opposées l'une à l'autre.

L'invention a aussi pour objet un filtre haute-fréquence comprenant au
25 moins un résonateur selon l'invention.

L'invention sera mieux comprise et d'autres avantages apparaîtront au cours de la description qui va suivre et des figures annexées parmi lesquelles :

- la figure 1 représente une ligne microruban ;
- 30 - les figures 2 et 3 représentent des résonateurs demi-onde selon l'invention ;
- la figure 4 représente un résonateur quart d'onde selon l'invention ;
- les figures 5 et 6 représentent un filtre passe-bande selon l'invention ;

- la figure 7 est un diagramme donnant la réponse d'un filtre passe-bande ;

- la figure 8 représente un filtre coupe-bande selon l'invention.

La figure 1 représente un guide d'onde que l'on appelle ligne micro-ruban (microstrip line en anglais). Cette ligne est constituée par un substrat diélectrique plan 1 recouvert sur sa face inférieure d'une métallisation 2. La face opposée du substrat reçoit un ruban conducteur 3. C'est une technique de réalisation de guide d'onde assez connue. On peut envisager des guides d'onde réalisés par la métallisation de deux faces d'un solide diélectrique à six faces et se présentant différemment. C'est l'objet de la figure 2. Ce solide peut être un parallélépipède. Sur cette figure, on remarque un parallélépipède 4 en matériau diélectrique ayant une section rectangulaire de côtés a et b. Des métallisations 5 et 6 recouvrent deux faces opposées du diélectrique. A l'inverse de la ligne microruban, la ligne bi-ruban présente deux électrodes semblables. Le côté a est la distance qui sépare les deux électrodes 5 et 6. Une telle ligne propage des ondes électromagnétiques avec un indice efficace $n_e = \frac{\lambda_0}{g}$. λ_0 représente la longueur d'onde dans le vide et λ_g la longueur d'onde dans le guide bi-ruban. Cet indice dépend de la constante diélectrique du matériau et de la géométrie de la ligne. Ainsi, en utilisant un barreau de diélectrique en tétratitanate de baryum $BaTi_4O_9$ de constante diélectrique 37, et de dimensions a et b comprises entre 5 et 10 mm, on obtient, pour 1 GHz, $n_e = 4,7$.

Une telle ligne peut présenter des fréquences de résonance propres suivant que la valeur de sa longueur L est un multiple pair ou impair de $\frac{\lambda_g}{4}$ et selon les conditions aux limites. Dans la pratique, on s'intéressera au deux cas suivants :

- résonateur demi-onde :

$$L = \frac{\lambda_g}{2}$$

- résonateur quart d'onde :

$$L = \frac{\lambda_g}{4}$$

Des résonateurs demi-onde peuvent se présenter comme le montre la figure 2, c'est-à-dire en circuit ouvert, avec $L = \frac{\lambda_g}{2}$. Ils peuvent aussi être du type représenté à la figure 3. On voit sur cette figure un guide

d'onde bi-ruban formé par un barreau diélectrique 7 recouvert sur deux de ses faces de dépôts métalliques 8 et 9. Les conditions aux limites : métallisations des extrémités 10 et 11 en font un résonateur $\frac{\lambda g}{2}$ pour $L = \frac{\lambda g}{2}$.

- 5 Un résonateur $\frac{\lambda g}{4}$ est représenté à la figure 4. Il est formé par une ligne bi-ruban définie par un barreau diélectrique 12, des métallisations 13 et 14 et un court-circuit 15 provoqué par la métallisation de l'un des bouts du barreau. Sa longueur L est égale à $\frac{\lambda g}{4}$.

- 10 En utilisant un matériau de constante diélectrique 37 et des métallisations réalisées en argent sérigraphié, on obtient les résultats résumés dans le tableau 1. Les mesures ont été effectuées sur des résonateurs à section carrée ($a = b$) de type $\frac{\lambda g}{4}$ et $\frac{\lambda g}{2}$. Le tableau 1 donne également les valeurs de la fréquence de résonance f_0 , du coefficient de surtension Q à la résonance, du volume V pour chaque résonateur. En fait, ce qui est surtout
- 15 important pour la section du barreau c'est la distance a qui sépare les métallisations.

N°	section (a = b) (mm)	longueur L (mm)	type	fréquence fo (MHz)	surtension Q	volume V (cm ³)
1	5	15	$\lambda g/4$	1060	350	0,38
2	5	30	$\lambda g/2$	1130	500	0,75
3	7	15	$\lambda g/4$	1060	500	0,75
4	7	30	$\lambda g/2$	1140	700	1,5
5	10	15	$\lambda g/4$	1060	700	1,5
6	10	30	$\lambda g/2$	1150	1000	3
7	15	15	$\lambda g/4$	1060	1000	3,2

TABLEAU 1

On constate, à la lecture du tableau 1, que la surtension Q est proportionnelle à l'arête a et que à section constante, la surtension varie comme la racine carrée de la fréquence. On peut écrire $Q = Ka\sqrt{f}$, K étant un coefficient de proportionnalité. Si on considère le rapport surtension/volume du diélectrique, on constate que la structure bi-ruban permet d'obtenir des résonateurs ayant d'excellentes performances par rapport à leur encombrement. Pour une surtension et un volume donnés on peut choisir entre les deux types de résonateurs. Par exemple, les résonateurs 4 et 5 sont équivalents à ce point de vue.

Afin de disposer de résonateurs stables en température, il est avantageux de choisir un diélectrique approprié. On peut par exemple utiliser un matériau tels que ceux qui ont fait l'objet du brevet de la Demanderesse n° 80.04 601 déposé le 29 Février 1980. Ces matériaux ont des proportions molaires relatives t TiO_2 , x SnO_2 , y ZrO_2 , a NiO , b La_2O_3 et c FeO où les paramètres t, x, y, a, b et c satisfont aux inégalités suivantes :

$$0,9 \leq t \leq 1,1$$

$$0,015 \leq a \leq 0,06$$

$$0,1 \leq x \leq 0,4$$

$$0,01 \leq b \leq 0,1$$

$$0,6 \leq y \leq 0,9$$

$$0,001 \leq c \leq 0,01.$$

5 Pour x voisin de 0,35 le coefficient de variation thermique s'annule. La constante diélectrique élevée (environ 37) de tels matériaux autorise une réduction de volume des résonateurs pour une longueur d'onde donnée.

Ces résonateurs sont typiquement destinés à la réalisation de filtres passe-bande et coupe-bande dans la gamme UHF. Ils peuvent aussi servir à stabiliser des oscillateurs. Des exemples de réalisation de filtres au voisinage de 1 GHz sont présentés ci-dessous. Ils peuvent être aisément transposés à d'autres fréquences et peuvent être réalisés indifféremment à l'aide de résonateurs $\frac{\lambda g}{2}$ ou $\frac{\lambda g}{4}$.

Pour la réalisation de filtres, le type de résonateurs, leur longueur et leur section doivent être choisis en fonction des performances requises.

15 La figure 5 représente une réalisation d'un filtre passe-bande à quatre résonateurs 20, 21, 22 et 23. Ceux-ci correspondent par exemple au numéro 3 du tableau 1, soit $a = b = 7$ mm et de type $\frac{\lambda g}{4}$. Ils sont disposés dans un boîtier 24 relié à la masse. La figure 5 est une vue de dessus du boîtier dont le couvercle a été ôté. Une coupe a été réalisée au niveau des trous 25 et 26 d'entrée et de sortie du signal. Le trou 25 permet le passage d'un conducteur 27 qui forme une boucle 29 de couplage, servant de moyens excitateurs, avec le résonateur 20. L'extrémité du conducteur 27 est ensuite reliée au boîtier. Le dispositif permettant la sortie du signal est constitué de façon similaire par un conducteur 28 qui forme une boucle 30, qui sert de moyens collecteurs, au niveau du résonateur 23 et dont l'extrémité est reliée à la masse. Le fond du boîtier est recouvert d'un substrat isolant 31 qui possède par exemple une très faible constante diélectrique. Les résonateurs sont fixés sur le substrat 31, par exemple par collage. Les métallisations des résonateurs quart d'onde sont respectivement parallèles entre elles et perpendiculaires au substrat comme l'indique la figure 5. Le couplage entre résonateurs se fait par inductance mutuelle. Les fréquences propres de chaque résonateur ont été au préalable ajustées soit par fabrication, soit par rodage. La mise au point du filtre est alors largement facilitée. On peut

également séparer les résonateurs par des entretoises en matériau diélectrique de faible constante diélectrique. Les distances entre chaque résonateur peuvent être de l'ordre de l'arête a.

La figure 6 est une vue en coupe du filtre représenté à la figure 5, la coupe étant effectuée selon AA. Sur ces 2 figures, les mêmes références représentent les mêmes objets. Un couvercle métallique 32 ferme le boîtier et contribue à soustraire le filtre aux influences extérieures. Il peut être fixé au boîtier par des vis non représentées. Afin de procéder à des ajustements fins des couplages entre résonateurs, il est possible de placer des vis de réglage selon les axes 33, 34 et 35. Ces vis, situées entre les résonateurs, modifient suivant l'état de leur enfoncement le champ électromagnétique qui règne entre les résonateurs.

A titre d'exemple, on a relevé la courbe du coefficient $|S_{21}|$ de la matrice de diffusion en fonction de la fréquence f, c'est-à-dire l'allure de la réponse en fréquence du filtre passe-bande à quatre pôles décrit précédemment. C'est l'objet de la figure 7. La réponse en fréquence du filtre est représentée par la courbe 40. L'axe des ordonnées est gradué en décibels. La courbe présente un maximum et deux flancs assez raides qui définissent un filtre passe-bande. Le filtre est caractérisé par une fréquence centrale f_0 , une bande passante B_x à x dB, l'ondulation que présente le maximum qui détermine une bande passante B_0 , des pertes d'insertion. Les fréquences propres des résonateurs 20, 21, 22 et 23 sont respectivement 1060, 1080, 1080 et 1060 MHz. D'après le diagramme de la figure 7, on relève :

- des pertes d'insertion dans la gamme B_0 inférieures ou égales à 2,5 dB,
- une fréquence centrale $f_0 = 1070$ MHz,
- une ondulation dans la bande $B_0 \leq 0,5$ dB,
- la bande passante $B_0 = 24$ MHz,
- les bandes passantes à 20 dB et 40 dB, $B_{20} = 50$ MHz et $B_{40} = 90$ MHz.

Les mesures effectuées sur ce filtre donnent également $|S_{11}|$ dans $B_0 < 0,1$.

A titre comparatif, d'autres mesures ont été effectuées sur un filtre passe-bande comportant 3 résonateurs de configurations identiques aux

précédents ($a = b = 6$ mm, $h = 15$ mm, $\epsilon_r = 37$) et de fréquences propres 1060 MHz pour le résonateur d'entrée, 1080 MHz pour celui du milieu et 1060 MHz pour celui de sortie. Les caractéristiques de ce filtre à 3 pôles sont alors : $f_0 = 1070$ MHz, $B_0 = 20$ MHz, $B_{20} = 50$ MHz et $B_{40} = 110$ MHz. Le coefficient S_{11} de la matrice de diffusion est inférieur à 0,1.

Les résonateurs selon l'invention se prêtent également très bien à la réalisation de filtres coupe-bande. La figure 8 représente un tel filtre. La coupe du boîtier a été effectuée comme pour la figure 5. On reconnaît le boîtier 50 sur lequel se fixe un couvercle non représenté. Le fond du boîtier est recouvert d'un substrat 51 en matériau diélectrique de faible constante diélectrique. Le filtre comprend 3 résonateurs quart d'onde 52, 53 et 54, des trous 55 et 56 qui permettent le passage d'un conducteur 57 d'entrée du signal et d'un conducteur de sortie 58, une ligne 59 qui peut être l'âme d'une ligne coaxiale. Le boîtier ainsi que son couvercle sont réunis à la masse. Les distances séparant les résonateurs entre eux et entre la ligne 59 sont de l'ordre de grandeur de l'arête a . Il est également possible d'obtenir avec ce genre de filtres un réglage des couplages par la présence de vis modifiant le champ électromagnétique entre les résonateurs.

Les filtres coupe-bandes et passe-bandes réalisés à l'aide de résonateurs quart d'onde présentent une première réponse parasite à une fréquence sensiblement triple de leur fréquence de fonctionnement.

REVENDICATIONS

1. Résonateur comportant un tronçon de ligne à constantes réparties le long duquel s'établit un régime stationnaire d'ondes transverses électromagnétiques, ledit tronçon comportant deux éléments conducteurs séparés par un milieu diélectrique (4) ; caractérisé en ce que ledit milieu est formé par un solide diélectrique à six faces, quatre au plus desdites faces étant
5 entièrement recouvertes par une métallisation (8, 9, 10 et 11) et deux autres faces non recouvertes étant opposées l'une à l'autre.

2. Résonateur selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit solide est un parallélépipède.

10 3. Résonateur selon la revendication 2, caractérisé en ce que ledit parallélépipède est un parallélépipède rectangle.

4. Résonateur selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que ledit résonateur est du type demi-onde.

15 5. Résonateur selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que ledit résonateur est du type quart d'onde.

6. Filtre haute-fréquence, caractérisé en ce qu'il comprend au moins un résonateur électromagnétique selon l'une des revendications 1 à 5.

20 7. Filtre haute-fréquence selon la revendication 6, caractérisé en ce que lesdits résonateurs (20, 21, 22 et 23) sont agencés entre des moyens excitateurs (29) et collecteurs (30) constituant les bornes d'entrée et de sortie dudit filtre afin que l'énergie électromagnétique incidente soit filtrée successivement par lesdits résonateurs ; la présence desdits résonateurs produisant un filtre passe-bande.

25 8. Filtre haute-fréquence selon la revendication 6, caractérisé en ce que lesdits résonateurs (52, 53 et 54) sont agencés pour prélever de l'énergie électromagnétique véhiculée par une ligne de propagation (59) reliant les bornes d'entrée et de sortie dudit filtre ; la présence desdits résonateurs produisant un filtre coupe-bande.

1/4

FIG.1

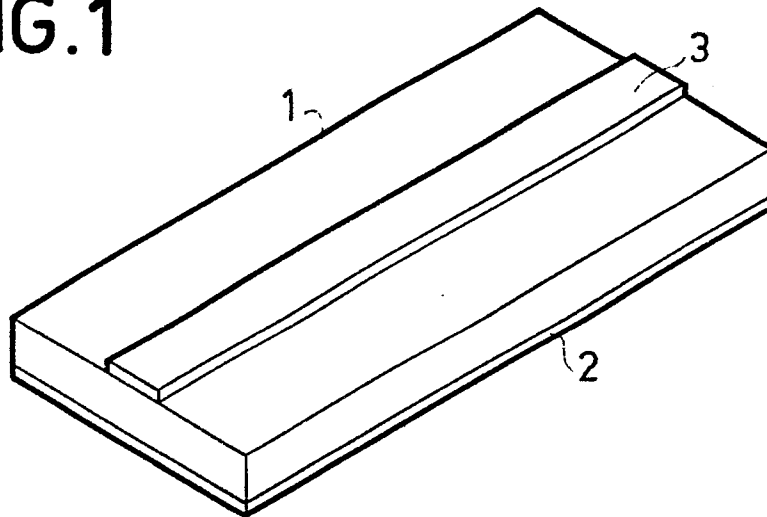
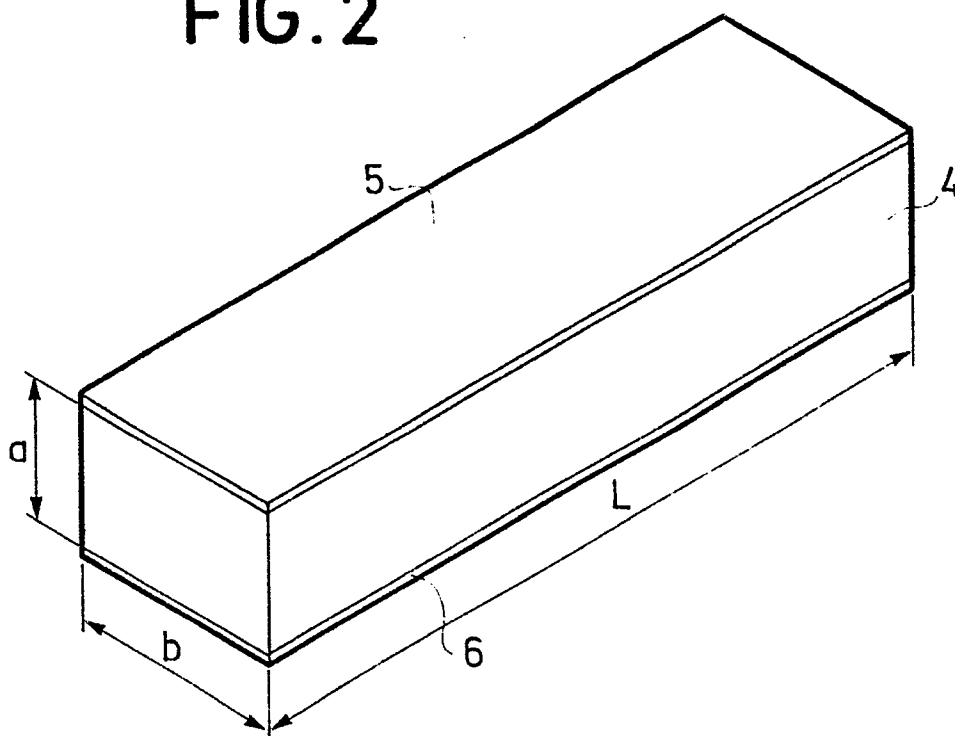


FIG. 2



2/4

FIG. 3

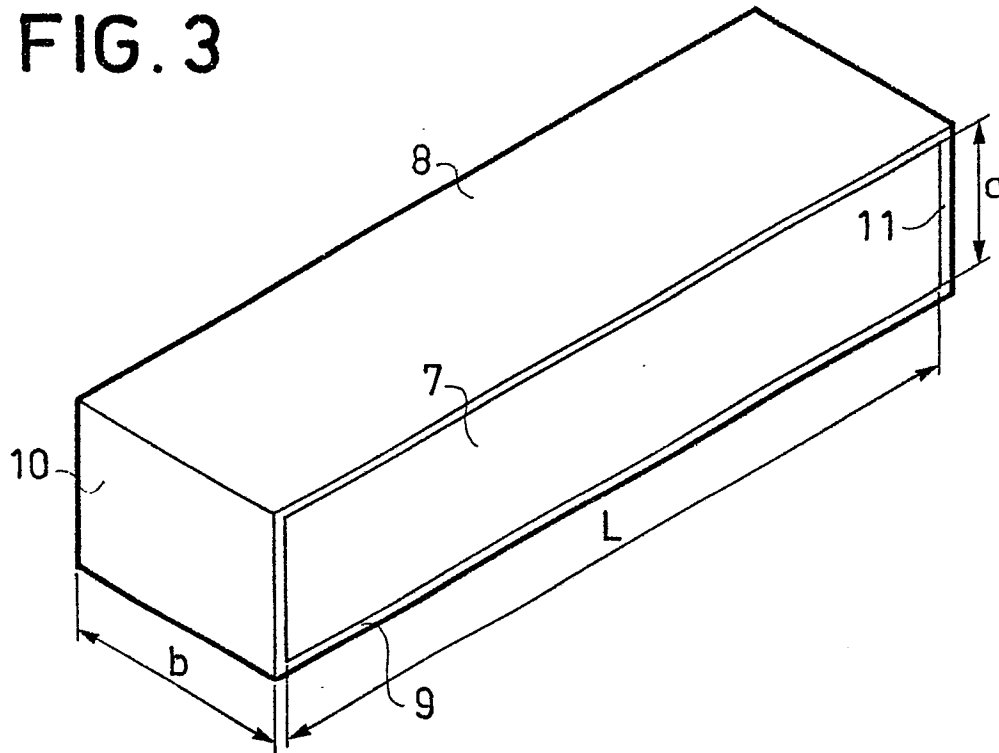
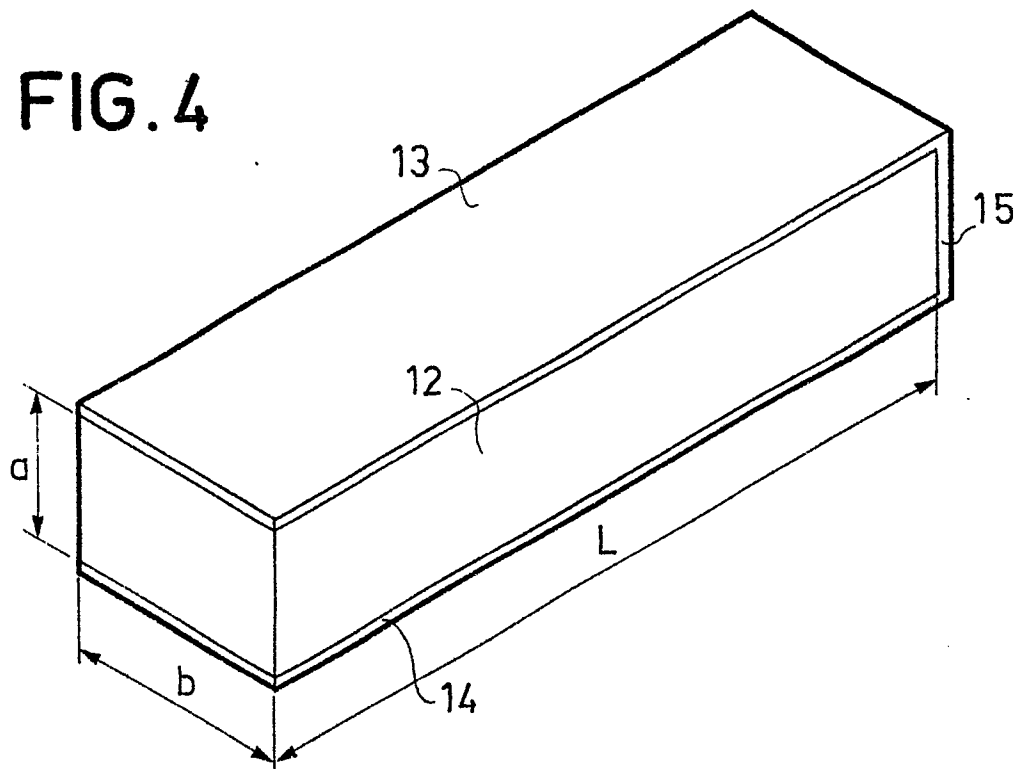


FIG. 4



3/4

FIG. 5

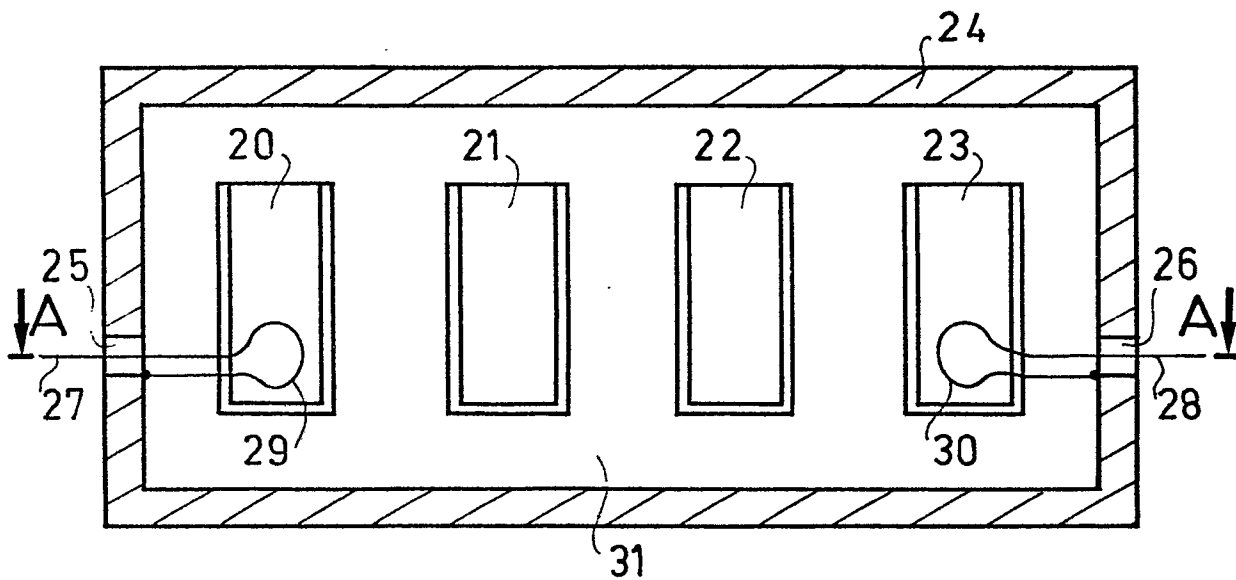
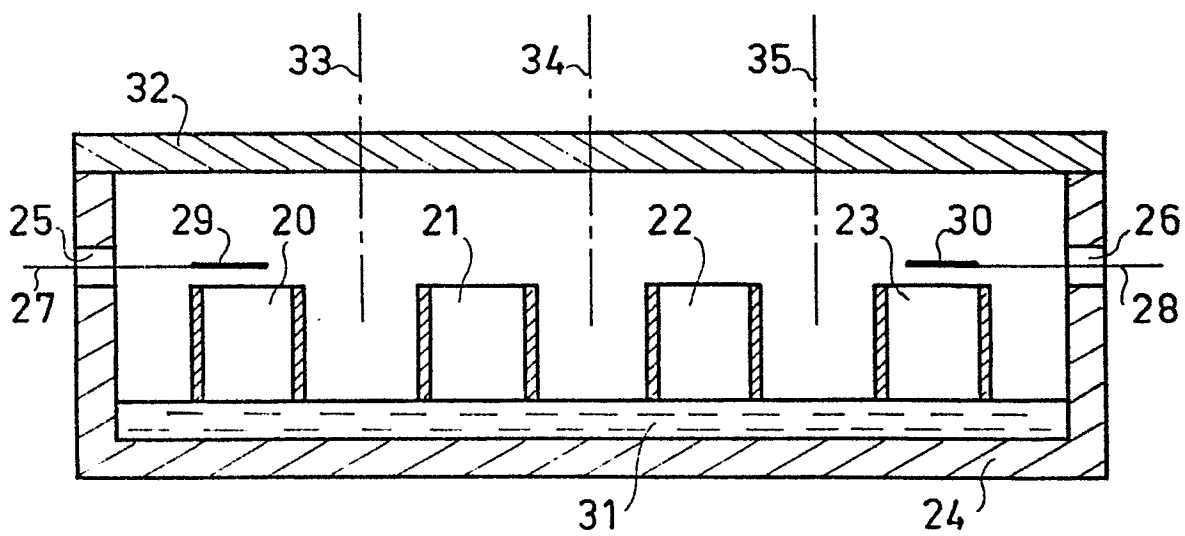


FIG. 6



4/4

FIG. 7

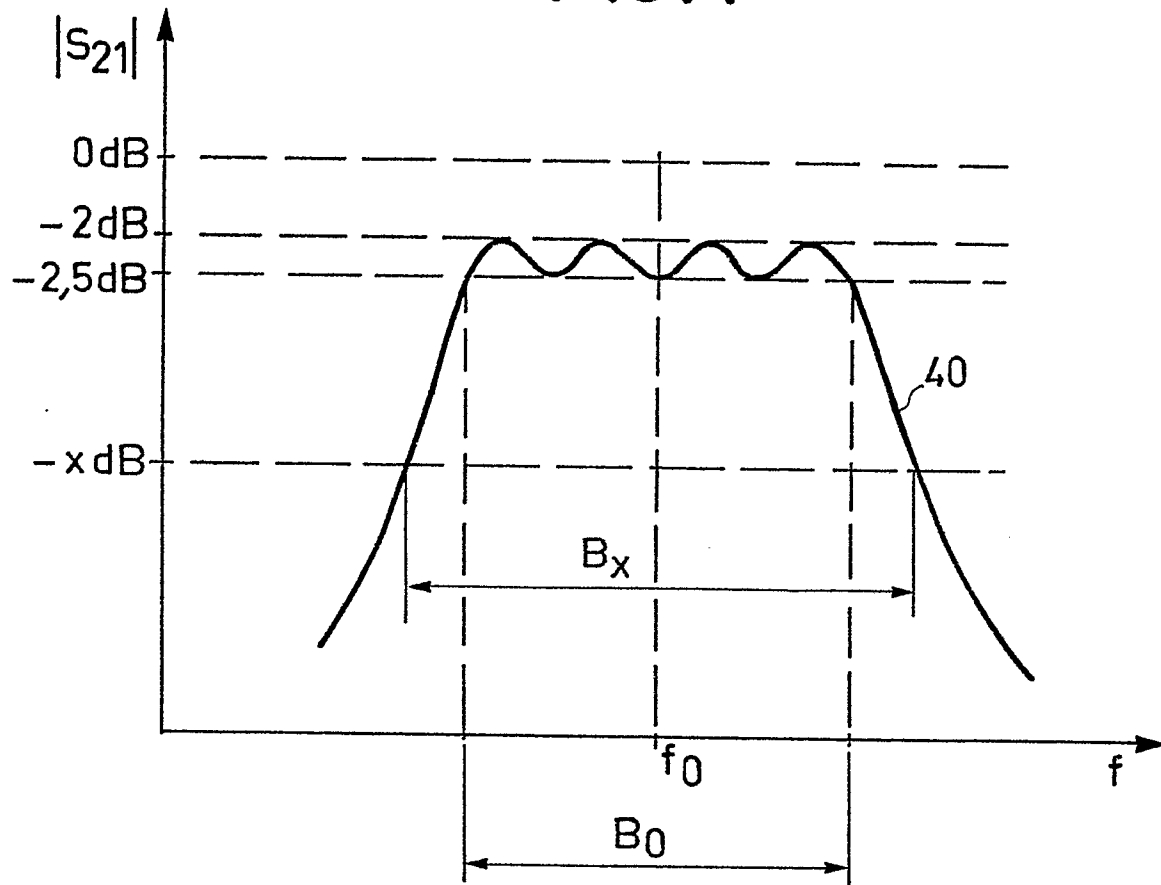
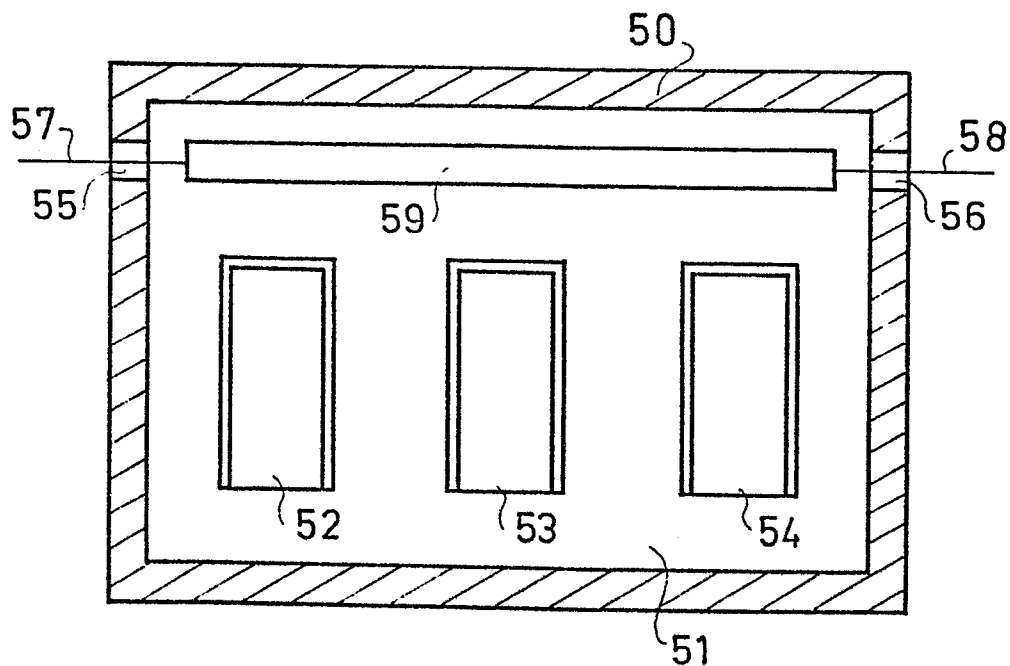


FIG. 8





Office européen
des brevets

RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

0108003

Numéro de la demande

EP 83 40 2026

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. 2)
X, Y	IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, vol. MTT-21, no. 10, octobre 1973, pages 636-639, New York, USA J. WATKINS: "Radiation loss from open-circuited dielectric resonators" * Figure 1a, Introduction, lignes 1-5 *	1-4, 5-8	H 01 P 7/08 H 01 P 7/10 H 01 P 1/208
Y	--- G.L. MATTHAEI et al.: "Microwave filters, impedance-matching networks and coupling structures", 1964, McGraw-Hill Book Company, pages 422-425, 770, New York, USA * Tableau 8.01-1; figure 12.10-3 *	5-8	
A	--- US-A-3 327 255 (BOLLJAHN et al.) * Figure 1; figure 6; colonne 2, lignes 48-57; colonne 3, lignes 48-55 *	1-3, 4-7	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. Cl. 2) H 01 P
A	--- IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, vol. MTT-19, no. 7, juillet 1971, pages 643-652, New York, USA T.D. IVELAND: "Dielectric resonator filters for application in microwave integrated circuits" * Figure 1 *	6, 7	
--- -/-			
Le présent rapport de recherche a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche LA HAYE		Date d'achèvement de la recherche 16-12-1983	Examineur VAN DER PEET H.
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	



DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int. Cl. 3)
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	
A	US-A-2 838 736 (J.H. FOSTER) * Figures 1-6 *	1	
A	DE-A-2 805 965 (MURATA MANUFACTURING CO., LTD.) * Figures *	1-3, 4- 6	
A	FR-A-2 496 995 (THOMSON CSF) * Figures *	8	
D,A	ELECTRONICS LETTERS, vol. 18, no. 15, 22 juillet 1982, pages 661-663, Hitchin, GB. G. OHM et al.: "750 MHz micro- strip bandpass filter on barium tetratitanate substrate"		
D,A	IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING, vol. BC-26, no. 1, mars 1980, pages 1-6, New York, USA K. WAKINO et al.: "Bandpass fil- ter with dielectric materials used for broadcasting channel filter"		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. Cl. 3)
Le présent rapport de recherche a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche LA HAYE		Date d'achèvement de la recherche 16-12-1983	Examineur VAN DER PEET H.
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES		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	
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			