



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



Numéro de publication: **0 459 571 A1**

DEMANDE DE BREVET EUROPEEN

Numéro de dépôt: **91201234.1**

Int. Cl.⁵: **H01P 3/08, H01P 5/08,
H01P 1/185, H01P 9/00,
H04B 1/52**

Date de dépôt: **24.05.91**

Priorité: **29.05.90 FR 9006626
06.07.90 FR 9008598
08.03.91 FR 9102813**

Date de publication de la demande:
04.12.91 Bulletin 91/49

Etats contractants désignés:
DE FR GB

Demandeur: **LABORATOIRES
D'ELECTRONIQUE PHILIPS
22, Avenue Descartes
F-94450 Limeil-Brévannes(FR)**

FR

Demandeur: **N.V. Philips'
Gloeilampenfabrieken
Groenewoudseweg 1
NL-5621 BA Eindhoven(NL)**

DE GB

Inventeur: **Gamand, Patrick, Société Civile
S.P.I.D.
156, Boulevard Haussmann
F-75008 Paris(FR)**

Mandataire: **Charpail, François et al
Société Civile S.P.I.D. 156, Boulevard
Haussmann
F-75008 Paris(FR)**

Ligne de transmission en mode à ondes lentes, du type microruban et circuit incluant une telle ligne.

Ligne de transmission d'ondes, en mode ondes lentes, du type dit microruban, incluant une première couche conductrice (11) dite inférieure faisant office de plan de masse, une seconde couche conductrice (12) dite supérieure en forme de ruban de dimensions transversale et longitudinale spécifiques, et un troisième matériau (1, 2) non conducteur disposé entre ces deux couches conductrices. Cette ligne de transmission a, longitudinalement, une structure périodique, chaque période, de longueur l , étant formée d'un dit pont (4) suivi d'un dit pilier (13). Chaque pont est constitué d'un tronçon du ruban conducteur supérieur (12), de longueur l_1 $< l$, disposé en surface d'une dite première partie (1) du troisième matériau, laquelle est de nature diélectrique. De plus chaque pilier (13) est une capacité qui peut être un élément actif ou passif. En outre la première couche conductrice (11) peut être munie d'évidements (5) sous chaque pont. Un coupleur directionnel (50) peut être réalisé au moyen de telles lignes ondes lentes, et utilisé pour réaliser un dispositif émetteur-récepteur intégré, à antenne unique.

Application : circuits intégré monolithiques hyperfréquences.

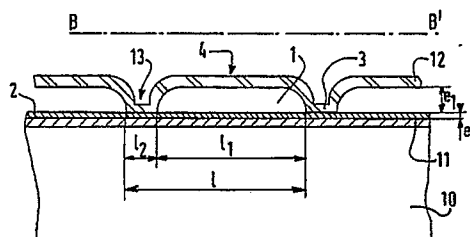


FIG. 2b

L'invention concerne une ligne de transmission d'ondes, en mode ondes lentes, du type dit microruban, incluant une première couche conductrice dite inférieure faisant office de plan de masse, une seconde couche conductrice dite supérieure en forme de ruban de dimensions transversale et longitudinale spécifiques, et un troisième matériau non conducteur disposé entre ces deux couches conductrices.

5 L'invention concerne également des coupleurs formés de telles lignes.

L'invention concerne également les circuits incluant une telle ligne.

L'invention concerne, parmi ces circuits, un dispositif émetteur-récepteur incluant un circuit intégré comprenant un duplexeur de fréquences pour émettre un premier signal et recevoir un second signal sur un pôle unique.

10 L'invention trouve tout particulièrement son application dans la réalisation de lignes de transmission intégrables, c'est-à-dire pouvant être incluses dans des circuits intégrés, et plus spécialement dans les circuits intégrés monolithiques et hyperfréquences connus sous la dénomination de MMIC's (de l'anglais : Monolithic Microwave Integrated Circuits).

D'une façon générale, l'invention trouve son application dans la miniaturisation de lignes de transmission et permet l'augmentation de la densité d'intégration des circuits intégrés incluant ces lignes, et/ou l'augmentation des performances de fonctionnement de ces circuits.

Dans le cas où on utilise le circuit intégré comprenant le duplexeur de fréquences l'invention trouve son application dans l'émission et la réception dans le domaine hyperfréquences au moyen d'une seule antenne, les signaux émis étant isolés des signaux transmis par cette antenne unique au moyen du duplexeur intégré.

20 Une ligne de transmission de type microruban est décrite dans la publication intitulée : "Properties of Microstrip Line on Si- SO_2 System", par HIDEKI HASEGAWA, et alii, dans "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-19, N°11, November 1971, pp.869-881".

Selon le document cité, une ligne de type microruban est constituée d'une structure empilée formée d'une couche métallique faisant office de plan de masse, d'une couche semiconductrice en silicium (Si), d'une couche diélectrique en silice (SiO_2) et d'un ruban métallique de dimension transversale prédéterminée.

Ce document enseigne qu'une telle ligne admet la propagation de trois modes fondamentaux. Le premier est un mode quasi-TEM, le second est un mode dit à "effet de peau", et le troisième est un mode dit à "ondes lentes".

30 Plus la résistivité de la couche semiconductrice est grande, plus le mode de propagation se rapproche d'un mode TEM classique.

Le troisième mode dit à "ondes lentes" apparaît lorsque la fréquence de fonctionnement est faible, de l'ordre de 10 à 10^3 MHz, et lorsque la résistivité de la couche semiconductrice est également faible, de l'ordre de 10^{-4} à 10^2 $\Omega\cdot\text{cm}$. Dans ce mode "ondes lentes" l'énergie magnétique est distribuée dans la couche semiconductrice, alors que l'énergie électrique est stockée dans la couche diélectrique. La somme de ces énergies est transmise perpendiculairement aux couches, à travers la couche diélectrique de silice (SiO_2) de faible épaisseur. La vitesse de phase diminue donc du fait du transfert d'énergie à l'interface semiconducteur-diélectrique (Si/SiO_2).

40 La constante de phase est exprimée en termes de longueurs d'onde normalisées : λ_g/λ_0 , rapport qui est égal à la vitesse de propagation dans la ligne divisée par la vitesse de la lumière dans le vide. La fréquence limite supérieure dépend fortement de la résistivité de la couche semiconductrice et devient maximale lorsque la résistivité atteint 10^{-1} $\Omega\cdot\text{cm}$, cette fréquence restant inférieure au GHz.

D'autre part, la constante de phase et l'impédance caractéristique de la ligne sont également très dépendantes de la dimension transversale du ruban, et de l'épaisseur des couches semiconductrice + diélectrique séparant le plan de masse du ruban.

En conclusion, ce document enseigne que le fonctionnement en mode ondes lentes présente des pertes élevées qui pourraient être diminuées en construisant une structure multicouches entre le plan de masse et le ruban, cette structure multicouches étant formée par l'alternance de couches semiconductrices et de couches diélectriques de faibles épaisseurs, afin de réduire les pertes par effet de peau. Si une telle structure multicouches était utilisée pour réaliser une ligne microruban fonctionnant en mode ondes lentes, alors la dimension de la ligne pourrait être réduite, ce qui permettrait de réduire les dimensions des circuits intégrés avec la ligne fonctionnant dans le domaine des fréquences de l'ordre du GHz ou inférieures.

Un problème technique qui se pose actuellement est l'intégration monolithique des circuits hyperfréquences sur substrat semi-isolant. En effet, si un circuit hyperfréquence n'est pas intégré monolithiquement, il est moins performant du fait des pertes dans les liaisons entre substrats, il fonctionne à des fréquences moins élevées du fait des capacités parasites qui apparaissent, il montre une plus forte consommation, et il est plus coûteux du fait qu'il requiert des surfaces plus grandes de substrats semi-isolants, et des étapes

de fabrication plus nombreuses.

Or les lignes de transmission connues nécessaires à la réalisation des circuits hyperfréquences, par exemple les lignes microrubans fonctionnant en mode quasi TEM, occupent à ce jour une surface importante sur les substrats, rendant l'intégration monolithique difficile, dès que le circuit devient complexe.

5 Le problème technique de l'intégration monolithique des circuits MICs (de l'anglais Microwave Integrated Circuits) ne peut être résolu que si l'on résout préalablement le problème de la miniaturisation des lignes de transmission, tout en tenant compte du fait que leur réalisation doit rester en synergie de fabrication avec les autres éléments du circuit, par exemple les transistors et les lignes d'interconnexion et en tenant compte du fait que les pertes dans les lignes ne doivent pas augmentées et que la fréquence de
10 fonctionnement doit être celle des circuits hyperfréquences.

Or, le dispositif connu de l'état de la technique ne répond pas à ces exigences. En effet : ou bien il fonctionne en mode quasi TEM et dans ce cas les dimensions des lignes sont trop importantes, ou bien il fonctionne en mode ondes lentes avec l'avantage d'un déphasage important et de plus faibles dimensions, mais dans ce cas il présente entre autres les inconvénients suivants :

- 15 - le domaine de fréquences exploré est trop bas et non compatible avec les MMICs ;
- le substrat présente une résistivité trop faible qui n'est pas compatible avec la réalisation des autres éléments des circuits MMICs, ou qui au moins limite leurs performances ;
- la génération d'ondes lentes est très dépendante de la résistivité du substrat, ce qui entraîne que le dopage du substrat doit être très bien optimisé. Cette optimisation rend le procédé de réalisation d'un
20 circuit incluant une telle ligne coûteux, avec néanmoins des risques de dispersion dans les performances ;
- le dispositif formé par la ligne nécessite un plan de masse à l'arrière du substrat, ce qui résulte en difficultés technologiques pour réaliser des interconnexions ;
- les pertes dans le fonctionnement en mode ondes lentes avec une seule couche semiconductrice sont très élevées ;
25
- si l'on veut diminuer les pertes, pour profiter de l'avantage présenté par les lignes ondes lentes relatif à la diminution de leur dimension, alors la technologie de fabrication du substrat incluant des couches alternées semiconductrices-diélectriques rend le dispositif encore plus difficile à réaliser, plus coûteux et moins compatible avec l'intégration monolithique.

30 Il résulte donc de l'enseignement de l'article cité que les lignes fonctionnant en mode ondes lentes sont attractives pour la réalisation de circuit monolithiques intégrés du fait que leurs dimensions pourraient être minimisées par rapport à ces lignes fonctionnant en mode TEM ou quasi-TEM classique, mais que d'autre part, leur domaine de fonctionnement, leurs performances, et leur technologie de réalisation sont incompatibles avec ceux requis pour les circuits MMICs.

35 L'objet de la présente invention est donc de proposer une ligne de transmission en mode ondes lentes du type MICRORUBAN, dans laquelle la structure de propagation est pleinement compatible avec les circuits intégrés, par exemple avec les circuits intégrés hyperfréquences et notamment avec les MMICs.

A cet effet, un objet de l'invention est de proposer une ligne de transmission en mode ondes lentes du type MICRORUBAN dont les caractéristiques sont indépendantes des caractéristiques du substrat.

40 Un objet de l'invention est de proposer une telle ligne dénuée de plan de masse sur la face arrière du substrat.

Un objet de l'invention est de proposer une telle ligne dont les pertes ne sont pas plus élevées que celles des lignes microrubans fonctionnant en mode TEM ou quasi-TEM classique.

45 Un objet de l'invention est de proposer une telle ligne dont les dimensions sont plusieurs fois inférieures à celles des lignes fonctionnant en mode TEM ou quasi-TEM classique, pour des caractéristiques de ligne identiques.

Un objet de l'invention est de proposer une telle ligne capable d'être associée aux circuits hyperfréquences.

50 Un objet de l'invention est de proposer une telle ligne dont le procédé de réalisation est en complète synergie avec les procédés de réalisation de tous circuits intégrés classiques quel que soit le substrat semiconducteur choisi pour ce circuit, sans augmentation du nombre d'étapes nécessaires aux procédés, et n'utilisant que des couches ou matériaux mis en oeuvre dans lesdits procédés.

55 Selon l'invention, les problèmes sont résolus au moyen d'un circuit tel que décrit dans le préambule de la revendication 1, caractérisé en ce que la ligne de transmission a, longitudinalement, une structure périodique, chaque période, de longueur ℓ , étant formée d'undit pont suivi d'undit pilier, en ce que chaque pont est constitué d'un tronçon du ruban conducteur supérieur, de longueur $\ell_1 < \ell$, disposé en surface d'unedite première partie du troisième matériau, laquelle est de nature diélectrique, et en ce que chaque pilier est une capacité.

La ligne selon l'invention peut alors être incluse dans un circuit MMIC avec tous les avantages déjà cités qui en résultent.

Un autre but de l'invention est de fournir une ligne de transmission à ondes lentes, dont le principe est fondé sur une telle structure périodique, dont les dimensions sont encore diminuées et dont les performances sont aussi améliorées, le tout en changeant simplement le dessin dans l'étape de dessin des masques du circuit intégré.

Ce but est atteint au moyen de la ligne susmentionnée, en outre caractérisé en ce que la première couche conductrice servant de plan de masse présente au moins un évidement respectivement sous chaque pont.

Cette ligne possède la propriété de présenter un ralentissement plus élevé que la ligne précédente à fréquence égale. Cette propriété permet de réaliser, pour une même application, des lignes encore plus courtes, donc encore plus facilement intégrables. Quand on connaît les problèmes liés à l'intégration des lignes hyperfréquences, ce résultat constitue un avantage industriel de premier ordre, sans grande difficulté technologique supplémentaire.

D'autre part, la ligne de transmission obtenue étant plus courte, les pertes sont diminuées par rapport à celles qui se produisent dans la ligne connue.

Un autre but de l'invention est de fournir un coupleur du type dit coupleur de Lange qui soit facilement intégrable, et notamment qui soit en synergie de fabrication avec les circuits intégrés hyperfréquences actuels, et dont les performances soient également améliorées par rapport à celles que l'on peut attendre des dispositifs connus.

Un coupleur de Lange est connu de l'homme du métier par la publication "Integrated Stripline quadrature Hybrids", IEEE, MTT, Déc.1969, pp.1150-1151.

Ce coupleur est réalisé en technologie microrubans, c'est-à-dire au moyen de conducteurs microrubans disposés sur une première face d'un substrat d'épaisseur donnée, dont la seconde face reçoit le plan de masse. Donc, de par ce procédé de réalisation, ce coupleur n'est pas pleinement compatible avec les technologies de circuits intégrés actuels.

Ce coupleur connu est constitué par un nombre impair, c'est-à-dire au moins 3, de lignes de transmission parallèles, reliées 2 à 2 en alternance pour former une structure interdigitée. La ligne médiane est dite ligne principale, et le coupleur est complètement symétrique par rapport au milieu de la ligne principale. Notamment ses entrées et sorties sont symétriques.

La longueur L de la ligne principale définit la bande de fréquences de fonctionnement de ce coupleur. Cette longueur L est de l'ordre du quart de la longueur d'onde λ du signal transporté.

Le fonctionnement du coupleur de Lange est fondé sur le principe suivant : il se forme un couplage par champ électromagnétique entre les lignes parallèles. Ce couplage est du type capacitif ou inductif selon les rapports entre la longueur L de la ligne principale et la longueur d'onde λ des signaux qui se propagent dans le coupleur.

Si $\lambda/4 < L$ le couplage est capacitif,
si $\lambda/4 = L$ le couplage est à la fois capacitif et inductif,
si $\lambda/4 > L$ le couplage est inductif.

D'autre part, il existe un déphasage $\Delta\phi$ entre les signaux portés par les deux sorties. Ce déphasage $\Delta\phi$ est équivalent à 90° dans une bande de fréquences centrée sur celle où $\lambda = 4L$.

Du fait que la longueur d'onde de fonctionnement est liée aux dimensions du coupleur, il semblait a priori impossible de modifier ces dimensions, pour une longueur d'onde donnée, et dans une technologie choisie.

Or, comme on l'a vu précédemment, le concepteur de circuits intégrés pose le problème de la réduction toujours plus poussée des dimensions des composants, dans le but d'atteindre une plus grande densité d'intégration.

Un des buts de l'invention est donc de fournir un coupleur de Lange dont le dessin est compact et dont les dimensions sont minimisées par rapport à celles des dispositifs connus.

Ces buts sont atteints lorsqu'un coupleur de Lange est réalisé au moyen de lignes de transmission du type ondes lentes précité.

En outre, un duplexeur intégré, ou duplexeur actif, est connu de la publication intitulée : "Distributed amplifiers as duplexers/low cross talk bidirectional element in S band" par O.P. LEISTEN, R.J. COLLIER ET R.N. BATES dans "Electronics Letters March 3, 1988, Vol.24, N° 5, p.264-265".

Il faut d'abord rappeler que le problème technique qui se pose à l'homme du métier qui désire n'utiliser qu'une seule antenne pour l'émission et pour la réception de deux signaux à des fréquences différentes, avec des amplitudes différentes, est la réalisation d'un séparateur de signaux, encore appelé duplexeur, qui permet d'éviter la diaphonie, c'est-à-dire l'intermodulation des signaux émis et reçus.

Un autre problème technique qui se pose à l'homme du métier est la réalisation d'un tel duplexeur sous la forme intégrée. La résolution de ces problèmes permet de diminuer les coûts de fabrication, ce qui est un avantage important notamment dans les domaines des produits grand-public, comme le domaine de la télévision ou de l'électronique automobile par exemple.

5 Il est connu du document cité précédemment que le problème de la séparation des signaux émis et reçus peut être résolu par un duplexeur actif constitué par un amplificateur distribué intégrable travaillant en hyperfréquences.

L'amplificateur distribué décrit dans la publication citée présente cependant quelques inconvénients :

- il est certes intégrable mais il occupe une surface importante ; bien que cette surface puisse être
10 diminuée lorsque le circuit est conçu pour travailler dans le domaine des hyperfréquences (60 GHz), elle est cependant considérée par le concepteur de circuit intégré comme trop importante dans tous les cas ;
- ce circuit est complexe à réaliser ;
- la diaphonie due à ce circuit est encore trop importante ; notamment elle est beaucoup plus
15 importante que celle de circulateurs hybrides non intégrables ; en effet l'intermodulation est due, dans le circuit décrit dans le document cité, à la non linéarité des éléments actifs ;
- ce circuit est bruyant.

Ces problèmes sont résolus selon l'invention par un dispositif émetteur-récepteur incluant un circuit intégré comprenant un duplexeur de fréquences pour émettre un premier signal et recevoir un second
20 signal sur un pôle unique, caractérisé en ce que le duplexeur de fréquences intégré est un coupleur directionnel du type précité, ayant deux dits premiers pôles reliés par couplage électromagnétique à deux dits seconds pôles, en ce que l'un des dits premiers pôles constitue une entrée pour le premier signal provenant d'un premier amplificateur, et l'autre dit premier pôle une sortie pour le second signal, lequel se propage vers l'entrée d'un second amplificateur, et en ce que l'un des dits seconds pôles constitue une
25 sortie pour le premier signal et une entrée pour le second signal et l'autre des dits seconds pôles est isolé.

Le dispositif émetteur-récepteur selon l'invention présente alors les avantages suivants :

- le duplexeur de fréquences, nécessaire à son fonctionnement, est intégrable, avec une surface occupée très inférieure à celle de l'amplificateur distribué connu ;
- la diaphonie est quasiment nulle ;
- le bruit est minimisé.

L'invention est décrite ci-après en détail, en référence avec les figures schématiques annexées parmi lesquelles :

- la figure 1a qui représente une ligne de transmission en mode ondes lentes de type microruban, vu du dessus, dans l'exemple I de réalisation ;
- la figure 1b qui représente une telle ligne de transmission dans l'exemple II de réalisation ;
- la figure 1c qui représente une telle ligne de transmission dans l'exemple V de réalisation ;
- la figure 1d qui représente une telle ligne de transmission vue du dessus dans l'exemple VI de réalisation ;
- la figure 2a qui représente la ligne de la figure 1a en coupe transversale selon l'axe A-A' de cette figure 1a ;
- la figure 2b qui représente la ligne de la figure 1a en coupe longitudinale selon l'axe B-B' de cette figure 1a ;
- la figure 2c qui représente la ligne de la figure 1a en coupe transversale selon l'axe C-C' de cette figure 1a ;
- la figure 3 qui représente le schéma équivalent à une ligne selon la figure 1 ;
- la figure 4 qui représente le facteur de ralentissement (ou d'ondes lentes) λ_0/λ_g en fonction de la fréquence F de propagation exprimée en GHz dans l'exemple I de réalisation ;
- la figure 5 qui représente d'une part la partie réelle Re de l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne, et d'autre part la partie imaginaire Im de cette impédance, dans l'exemple I, et en fonction de la fréquence F en GHz ;
- la figure 6 qui représente d'une part les pertes α en dB/cm en fonction de la fréquence F en GHz, et d'autre part les pertes α' en dB par rapport à la longueur d'onde λ_g en fonction de ladite fréquence F ;
- la figure 7 qui représente la ligne de la figure 1b en coupe longitudinale selon l'axe B-B' de cette figure 1b dans l'exemple II ;
- la figure 8 qui représente la ligne décrite dans l'exemple III en coupe longitudinale ;
- la figure 9 qui représente la ligne décrite dans l'exemple IV en coupe longitudinale ;
- la figure 10 qui représente le facteur de ralentissement (ou d'ondes lentes) λ_0/λ_g en fonction de la

- fréquence F de propagation exprimée en GHz dans l'exemple V de réalisation ;
- la figure 11 qui représente la ligne décrite dans l'exemple VI selon la coupe CC' de la figure 1d.
 - la figure 12 qui représente, vue du dessus, schématiquement une ligne coplanaire connectée à une ligne ondes lentes selon l'invention ;
 - 5 - la figure 13 qui représente à titre exemplatif un circuit utilisant le dispositif de la figure 12 ;
 - la figure 14a montre une ligne à ondes lentes vue du dessus dans l'exemple de réalisation X ;
 - la figure 14b montre cette ligne en coupe grossie, selon l'axe BB' de la figure 14a ;
 - la figure 14c montre une ligne à ondes lentes vue du dessus, dans l'exemple XI de réalisation ;
 - la figure 14d montre cette ligne en coupe grossie, selon l'axe BB' de la figure 14c ;
 - 10 - la figure 14e montre la ligne de la figure 15a, ou bien de la figure 14c, en coupe selon l'axe AA' ;
 - la figure 15a montre deux courbes représentatives du facteur de ralentissement R de lignes hyperfréquences, en fonction de la fréquence F , la courbe A concernant une ligne microruban selon la figure 1a sans évidements sous les ponts, et la seconde B concernant une ligne microruban munie d'évidements dans le plan de masse sous les ponts, tels que par exemple montrée sur les figures 14a ou 14c ;
 - 15 - la figure 15b montre 3 courbes représentatives du facteur de ralentissement R d'une ligne hyperfréquences correspondant au type de la figure 15a, en fonction de la fréquence F , et pour différentes valeurs du paramètre constitué par la hauteur e_1 de diélectrique 1 sous les ponts, la courbe C correspondant à $e_1 = 2 \mu\text{m}$, la courbe D à $e_1 = 2,4 \mu\text{m}$ et la courbe E à $e_1 = 2,8 \mu\text{m}$;
 - 20 - la figure 15c montre 3 courbes représentatives du facteur de ralentissement R d'une ligne hyperfréquences conforme au type de la figure 15a, en fonction de la période ℓ , pour différentes valeurs du paramètre constitué par le rapport ℓ_1/ℓ_2 où ℓ_1 est la longueur des ponts et ℓ_2 la longueur des piliers, à une valeur fixe de la fréquence $F = 12 \text{ GHz}$;
 - la figure 16a montre un coupleur de Lange représenté schématiquement ;
 - 25 - la figure 16b représente un coupleur de Lange vu du dessus, réalisé au moyen de lignes conformes à celles de la figure 15a, dans une technologie de circuit intégré ;
 - la figure 16c représente une partie agrandie d'un tel coupleur réalisé selon un premier exemple de mise en oeuvre ;
 - la figure 16d représente une partie agrandie d'un tel coupleur lorsqu'il est réalisé selon un second exemple de mise en oeuvre ;
 - 30 - la figure 17 représente deux courbes, l'une K du coefficient de couplage en dB en fonction de la fréquence F et l'autre M du coefficient d'accord en dB en fonction de la fréquence pour un coupleur du type de la figure 16b.
 - la figure 18 qui représente schématiquement un dispositif émetteur-récepteur à une seule antenne ;
 - 35 - la figure 19 qui représente schématiquement un dispositif émetteur-récepteur muni d'un coupleur de Lange ;
 - la figure 20 qui représente un coupleur à branches ;
 - la figure 21 qui représente un circuit de tête hyperfréquence de module réception-émission d'un radar ;
- 40 De nombreuses variantes de la ligne ondes lentes selon l'invention sont possibles. Toutes ces variantes ont en commun les éléments essentiels de l'invention qui vont être mis en lumière dans la description d'un premier exemple de réalisation, choisi parmi d'autres pour sa simplicité.

EXEMPLE I

45

Cet exemple de réalisation est illustré par les figures 1 et 2 à 6.

La figure 1a montre une ligne ondes lentes vue du dessus, de structure MICRORUBAN.

50 Cette ligne est réalisée sur un substrat 10 qui peut être en un matériau absolument quelconque. Par exemple : complètement isolant, totalement conducteur, semi-isolant ou semiconducteur ; ce choix illimité de matériaux pour réaliser le substrat permet d'appliquer l'invention à toutes les sortes de circuits, dans toutes les technologies envisageables, lorsque le circuit comprend une ligne de transmission.

Sur le substrat 10, la ligne comprend la succession de :

- une couche conductrice 11, par exemple en un métal bon conducteur pouvant faire office de plan de masse de dimension transversale W_1 ;
- 55 - une couche diélectrique 2, de permittivité relative ϵ_{r2} et d'épaisseur e_2 , de longueur totale au moins égale à celle de la couche 11, et de dimension transversale W_3 ;
- un ruban en un matériau conducteur, par exemple un métal bon conducteur 12 ; ce ruban 12, de faible dimension transversale W_2 , forme avec les couches précédentes une structure périodique, de

périodicité λ ; à cet effet, le ruban conducteur 12 comprend des parties 3 en contact avec la couche diélectrique 2, ces parties 3 étant de dimension longitudinale λ_2 (parallèlement à l'axe BB'), et des parties 4 suspendues entre deux parties 3, ces parties 4 suspendues ayant une dimension longitudinale λ_1 (parallèlement à l'axe B-B'), de sorte que :

$$\lambda = \lambda_1 + \lambda_2 ;$$

- les dimensions transversales des couches 11, 2, 12, sont telles que : $W_2 \leq W_3 \leq W_1$

La figure 2b montre une coupe longitudinale selon l'axe BB' de la ligne de la figure 1a. Cette figure montre que, dans l'exemple I, pour effectuer le contact des parties 3 du ruban 12 avec la couche diélectrique 2, le ruban 12 est affaissé au niveau des parties 3. Au contraire, dans les parties suspendues 4, le ruban 12 est surélevé d'une hauteur e_1 par rapport à la surface supérieure de la couche diélectrique 2.

Les parties suspendues 4 sont les parties dans lesquelles se fait la propagation. Dans ces parties, le ruban 12 est suspendu au-dessus d'un diélectrique 1, de permittivité relative ϵ_{r1} .

Pour des raisons de simplification de langage on appellera ci-après :

- PONTS les parties 4 du ruban 12 suspendues au-dessus du diélectrique 1, les ponts 4 ayant une longueur λ_1 , et constituant les régions de propagation ;
- PILIERS les parties 13 formées de l'association de la couche conductrice inférieure 12, de la couche diélectrique 2 d'épaisseur e_2 et des parties 3 du ruban 12, les piliers 13 formant une structure MIM (métal-isolant-métal) de longueur λ_2 .

La figure 2a montre une coupe transversale de la ligne selon l'axe A-A' de la figure 1a, au niveau d'un pont 4, et la figure 2c montre une coupe transversale de la ligne selon l'axe CC' de la figure 1a, au niveau d'un pilier 13.

De cet exemple de réalisation I, il ressort que les éléments essentiels pour réaliser une ligne ondes lentes résident dans :

- une structure de ligne MICRORUBAN comprenant une couche conductrice inférieure 11, un ruban conducteur supérieur 12 et une partie intermédiaire diélectrique 1, 2 ;
- le fait que cette structure est périodique, de période λ , formée de PONTS 4 suspendus sur un premier diélectrique 1, de permittivité relative ϵ_{r1} , de longueur λ_1 , ces ponts dans lesquels se fait la propagation de l'onde étant disposés entre deux PILIERS 13 formés d'une structure capacitive (dans cet exemple I, la structure capacitive est une structure MIM constituée de la couche inférieure conductrice 11, de la couche diélectrique 2, de permittivité ϵ_{r2} et du ruban conducteur 12, les piliers ayant une longueur λ_2 telle que $\lambda_2 + \lambda_1 = \lambda$) ;
- les valeurs des paramètres : ϵ_{r1} , ϵ_{r2} , λ , λ_1 , e_1 , la valeur de la capacité et W_1 , W_2 de la structure de la ligne sont liées entre elles pour résulter en la propagation d'ondes lentes et fournir un déphasage important sur une longueur totale Δ de ligne de transmission courte. (Dans l'exemple I, la valeur de la capacité est liée à λ_1 et e_2).

En dehors de ces éléments essentiels :

- le pas λ de la structure périodique peut être constant ou non. On décrira plus loin un exemple de réalisation de ligne à pas non constant ;
- le matériau choisi pour réaliser le substrat n'a aucune influence sur le fonctionnement de la ligne ; le substrat ne sert que de support ;
- le dessin de la ligne peut être linéaire, en méandre, en spirale ; tout autre dessin imaginable est possible.
- la capacité peut être un élément passif ou actif.
- en outre la couche diélectrique de la structure MIM peut être éventuellement formée de deux couches diélectriques superposées (2a, 2b). Ce genre de structure à deux couches diélectriques est connue de l'homme de métier et n'est donc pas représentée sur les dessins.

Ce sont ces caractéristiques qui conduisent à de nombreuses variantes de la ligne de transmission ondes lentes, particulièrement aisées à réaliser, particulièrement performantes et entre autres spécialement applicables à la réalisation de circuits MMICs.

En effet, le fonctionnement ondes lentes de la ligne, produisant des déphasages importants sur une faible longueur Δ résulte dans le fait que ces lignes sont plus facilement intégrable que les lignes MICRORUBANS connues.

Dans le but d'évaluer les performances d'une telle ligne, il est nécessaire d'évaluer la constante de propagation γ dans la longueur λ de la ligne.

On appellera ci-après :

γ_1, γ_2 les constantes de propagation respectivement dans la partie PONT 4, et dans la partie PILIER 13.

ℓ_1, ℓ_2 les longueurs PONTS, PILIERS déjà définies comme $\ell_1 + \ell_2 = \ell$

Z_1, Z_2 les impédances caractéristiques respectivement dans les parties PONTS 4 et PILIERS 13.

- 5 La constante de propagation γ est liée aux pertes α dans la ligne et à la constante de phase β par la relation :

$$\gamma = \alpha + j\beta.$$

- 10 La constante de phase β dans la ligne est liée à la longueur d'onde λ_g de propagation dans la ligne par la relation :

$$\beta = 2\pi/\lambda_g$$

- 15 La permittivité effective ϵ_{reff} est liée à la longueur d'onde normalisée λ_g/λ_0 déjà définie précédemment par :

$$\epsilon_{\text{reff}} = (\lambda_0/\lambda_g)^2 = (1/R)^2 \text{ où } R \text{ est le facteur d'ondes lentes.}$$

La figure 3 représente le schéma équivalent d'une cellule unitaire de la ligne, c'est-à-dire comprenant un demi PONT, un PILIER et un second demi-PONT.

On définit $\theta_1 = \gamma_1 \ell_1$

- 20 et $\theta_2 = \gamma_2 \ell_2$

D'autre part, B est la susceptance de la discontinuité entre le PONT 4 sur le diélectrique 1 et le PILIER 13 MIM.

En utilisant un procédé classique de calcul applicable aux structures périodiques, la constante de propagation γ est liée aux autres paramètres de la ligne définis précédemment pour la cellule unitaire du

- 25 schéma équivalent de la figure 3, par la relation :

$$\text{ch}(\gamma \cdot \ell) = \{K^+ \text{ch}(\theta_1 + \theta_2) + K^- \text{sh}(\theta_1 - \theta_2) - B/2(Z_1 + Z_2) \text{sh}(\theta_1 + \theta_2) - B/2(Z_1 - Z_2) \text{sh}(\theta_1 - \theta_2)\}$$

où $K^\pm = (1 \pm K)$ avec $K = Z_2/Z_1 + Z_1/Z_2 = B^2 Z_2 Z_1$

- 30 Cette relation permet le calcul de la constante de phase β . Il résulte de ces calculs qu'en choisissant :

ℓ_1, ℓ_2

$\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}$

θ_1 et θ_2

W_1 et W_2

- 35 de manière appropriée, la vitesse de phase de la ligne est faible. D'où l'existence du mode dit ondes lentes.

Pour répondre aux conditions établies par ces calculs, on a réalisé dans cet exemple I, une ligne ondes lentes où :

- le substrat 10 est semi-isolant de manière à intégrer la ligne dans un circuit MMIC,
- le diélectrique 1 sous les PONTS 4 est l'air de permittivité relative $\epsilon_{r1} = 1$
- 40 - le diélectrique 2 dans les piliers 13 de structure MIM est choisi entre la silice (SiO_2) et le nitrure de silicium (Si_3N_4) ; dans ces conditions, la permittivité relative de la couche diélectrique 2 a une valeur de l'ordre de 6 pour la silice (SiO_2) et une valeur de l'ordre de 7 pour le nitrure de silicium (Si_3N_4) ; on réalisera ces couches 2 dans les conditions technologiques très strictes, propres aux circuits intégrés, de manière à obtenir pour les permittivités ϵ_{r2} ces valeurs élevées ; si les conditions
- 45 technologiques sont moins strictes, les valeurs peuvent être moins élevées, de l'ordre de 4 ;
- les couches conductrices 11 et 12 sont choisies parmi les métaux qui constituent d'ordinaire le premier niveau d'interconnexion d'un circuit intégré pour la couche conductrice inférieure 11, et le second niveau d'interconnexion d'un circuit intégré pour la couche conductrice supérieure 12 formant le ruban.

- 50 Ainsi, dans cet exemple de réalisation I, la ligne est en complète synergie de fabrication avec un circuit intégré MMIC.

Cependant, il est évident que d'autres choix peuvent être faits pour les matériaux.

Le tableau I ci-dessous rassemble les valeurs préférentielles des paramètres pour mettre en oeuvre la ligne dans cet exemple I.

55

TABLEAU I

$\epsilon_{r1} = 1$ (air)	$\epsilon_{r2} \approx 6$ (SiO ₂) ou ≈ 7 (Si ₃ N ₄)
$\lambda_1 \approx 100 \mu\text{m}$	$\lambda_2 \approx \lambda_1/10$
$e_1 \approx 1,5 \mu\text{m}$ à $2,5 \mu\text{m}$	$e_2 = e_1/10$
$W_2 \approx 20 \mu\text{m}$	$W_1 \approx 500 \mu\text{m}$

$$W_2 < W_3 \leq W_1$$

La figure 1a montre en outre que le diélectrique 2 a une longueur légèrement supérieure à celle du plan de masse 11 (qui peut être raccordé à la masse par des plots 21) pour permettre la réalisation d'une entrée E par un plot 22a, et d'une sortie O de la ligne ondes lentes par un plot 22b.

Les figures 4, 5 et 6 donnent des courbes montrant les performances d'une ligne, obtenues dans les conditions où les éléments de la ligne ont les valeurs données dans le tableau I.

La figure 4 montre le facteur d'ondes lentes λ_0/λ_g en fonction de la fréquence F en GHz. De cette figure, on déduit que la permittivité effective relative ϵ_{reff} est très élevée aux basses fréquences, fréquences par exemple inférieures à 4 GHz, puis reste quasiment constante entre 4 et 20 GHz, avec une valeur de l'ordre de 20. Cette valeur doit être comparée avec des valeurs de permittivité relative effective connues de l'homme du métier pour des lignes MICRORUBANS classiques, et qui sont de l'ordre de 6 à 8 lorsque la ligne est réalisée sur alumine (Al₂O₃) ou sur semiconducteur.

La figure 5 représente les parties réelles et imaginaires, respectivement $\text{Re}(Z_c)$, et $\text{Im}(Z_c)$, de l'impédance caractéristique Z_c de cette ligne. La partie réelle de l'impédance Z_c est extrêmement faible. Cette ligne selon l'exemple I trouvera donc des applications très intéressantes dans la réalisation de ligne basse impédance pour transformateur d'impédance.

La figure 6 montre d'une part les pertes α dans la ligne, exprimées en dB/cm, en fonction de la fréquence F en GHz, et d'autre part les pertes α' en dB par rapport à la longueur d'onde λ_g en fonction de ladite fréquence F. Ces pertes par cm sont légèrement plus élevées que celles d'une ligne MICRORUBAN classique.

Mais, du fait que la vitesse de phase est faible, la ligne ondes lentes a une longueur totale Δ réduite d'environ 2 fois par rapport à une ligne MICRORUBAN classique. Il en résulte que les performances de la ligne ondes lentes ne sont pas détériorées par rapport à une ligne MICRORUBAN classique, alors qu'elle présente au contraire l'avantage d'être plus courte, donc plus facilement intégrable.

EXEMPLE II

Cet exemple est illustré par la figure 1b vue du dessus et par la figure 7 qui est une coupe selon l'axe BB' de la figure 1b.

Dans l'exemple I précédent, la couche diélectrique 2 était continue d'une extrémité à l'autre de la ligne. Dans cet exemple II, par contre, la couche 2 est éliminée sous les PONTS. Cependant, elle est indispensable pour réaliser la structure MIM des piliers 13. En fait, on considérerait que, dans l'exemple I, son influence sous les ponts 4 était négligeable.

EXEMPLE III

Cet exemple est illustré par la figure 1b et par la figure 8.

La ligne ondes lentes ne présente pas de changements dans la représentation schématique vu du dessus et peut donc être illustrée par la figure 1b.

La figure 8 est une coupe selon l'axe B-B' de la figure 1b dans cet exemple de réalisation. Selon la

coupe de la figure 8, le diélectrique 2 de la structure MIM des piliers 13 présente la même épaisseur que le diélectrique 1 disposé sous les ponts 4. Par contre, la couche de diélectrique 2 qui pouvait subsister sous les PONTES 4 dans l'exemple I, doit être exclue dans cet exemple III, comme on en a montré la possibilité dans l'exemple II.

5 Pour obtenir le fonctionnement en mode ondes lentes, du fait que l'on a choisi ici :

$$e_1 = e_2$$

les autres paramètres vont varier considérablement par rapport à ceux qui sont présentés dans le tableau I. Plus particulièrement, les rapports des longueurs l_1 et l_2 seront très différents. Par contre, les permittivités respectivement ϵ_{r1} et ϵ_{r2} peuvent être les mêmes que dans l'exemple I, et par conséquent les diélectriques 1 et 2 peuvent être identiques à ceux de cet exemple.

EXEMPLE IV

15

Cet exemple peut être illustré par la figure 1a, vu du dessus et par la figure 9.

La ligne ondes lentes ne présente pas de changement dans la représentation schématique de la figure 1a vu du dessus.

La figure 9 est une coupe selon l'axe B-B' de la figure 1a dans cet exemple de réalisation. Selon la coupe de la figure 9, le diélectrique 1 et le diélectrique 2 sont réalisés au moyen du même matériau et présente donc la même permittivité relative : $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2}$.

Pour obtenir le fonctionnement en mode ondes lentes, les autres paramètres de la ligne sont alors très différents de ceux dont les valeurs sont données dans le tableau I.

Plus particulièrement, les rapports entre les épaisseurs e_1 et e_2 , les rapports entre les longueurs l_1 et l_2 seront très différents.

EXEMPLE V

Cet exemple est illustré par les figures 1c et 10.

30 Dans tous les exemples précédents, la courbe de la figure 4, représentant le facteur de ralentissement pouvait rester sensiblement valable, en ajustant les valeurs des différents paramètres.

Comme il était recherché, on obtenait dans tous les cas un facteur de ralentissement constant dans les moyennes et hyperfréquences (4 à 20 GHz). Il en résultait une variation de déphasage β en fonction de la fréquence F.

35 Au moyen de la ligne ondes lentes réalisée selon le principe de l'invention dans l'exemple V, on peut obtenir au contraire un déphasage β qui reste constant en fonction de la longueur d'onde. Il suffit pour cela de réaliser une structure de ligne ondes lentes dans laquelle le facteur de ralentissement λ_0/λ_g varie, par exemple ce facteur de ralentissement montrant une croissance qui se rapproche d'une forme hyperbolique, comme montré sur la courbe de la figure 10.

40 Dans ces conditions, le déphasage $\beta = 2\pi/\lambda_g$ deviendra sensiblement constant en fonction de la fréquence F, dans la bande de fréquences 4 à 20 GHz.

Ce résultat est obtenu au moyen de la structure de ligne ondes lentes représentée schématiquement vue du dessus sur la figure 1c.

La caractéristique principale de cette ligne est que la périodicité l montre une croissance et notamment une croissance géométrique. Le facteur de croissance peut être inclus entre 1 (1 étant non compris puisque l'on se trouverait alors dans le cas des exemples précédents) et environ 3.

En ce qui concerne la technologie proprement dite d'une telle ligne de périodicité l non constante, l'homme du métier peut adopter de préférence celle de l'exemple I qui est particulièrement aisée à mettre en oeuvre. Mais rien n'empêche de créer de nouvelles variantes en appliquant à cet exemple V l'enseignement tiré des exemples II à IV.

EXEMPLE VI

Cet exemple est illustré par la figure 1d vue du dessus et par la figure 11.

55 Dans l'exemple précédent, l'homme du métier avait la possibilité d'agir sur le déphasage β par la mise en oeuvre d'une structure particulière de la ligne ondes lentes.

Dans cet exemple VI, on propose une structure donnant la possibilité d'agir électroniquement sur ledit déphasage β .

Tel que montré vu du dessus sur la figure 1d, la couche conductrice 11 présente elle-même une structure périodique, de période ℓ . Dans les régions 13' correspondant aux PILIERS 13 de la figure 1a par exemple, on a réalisé une diode 13' polarisée par une tension de polarisation continue V_{DD} qui peut présenter différentes valeurs.

5 Dans l'exemple VI, la DIODE 13' est plus commodément un transistor à effet de champ à grille Schottky, dont la source S et le drain D court-circuités sont portés à la tension de polarisation continue V_{DD} et dont la grille G est portée à la masse M. Evidemment, dans la région du transistor ou DIODE 13', le substrat 10 n'est plus quelconque, comme dans les exemples précédents, mais doit comporter une zone active 10a, d'un matériau semiconducteur, par exemple du type de conductivité N, le reste du substrat 10b de part et d'autre de la couche active 10a étant semi-isolant. Les régions 10a et 10b peuvent être des couches de matériau choisis parmi les semiconducteurs tels que : le silicium (Si) ou l'arséniure de gallium (GaAs) par exemple. Le transistor à grille Schottky 13' est réalisé par exemple de la manière suivante :

10 Une couche 10b semi-isolante et des régions 10a dites zones actives sont réalisées par tout moyen connu de l'homme du métier des circuits intégrés. Les zones actives 10a sont réalisées avec une périodicité ℓ choisie pour la ligne ondes lentes. Les zones actives 10a doivent présenter des dimensions nécessaires et suffisantes pour recevoir un transistor à effet de champ à grille Schottky. Cette technologie est connue de tout homme du métier des circuits intégrés.

La couche conductrice 11 est ensuite réalisée. en dehors des régions actives 10a, la couche conductrice 11, dont le matériau est choisi de préférence parmi les métaux aptes à former une grille Schottky, présente la dimension transversale W_1 déterminée comme dans les exemples précédents.

20 Dans les régions actives 10a, la couche métallique 11 est par contre étreécie (voir la figure 1d). Longitudinalement, selon l'axe BB' de la figure 1d, elle présente une dimension dite largeur de grille du transistor Schottky et perpendiculairement à l'axe BB', elle présente une dimension faible de l'ordre du μm dite longueur de grille du transistor Schottky. Puis des contacts ohmiques d'un matériau 14 formant des plots de source S et de drain D sont disposés de part et d'autre de la grille G selon un schéma classique de transistor à effet de champ à grille Schottky. Le transistor a grille Schottky 13' est illustré par la figure 11 en coupe selon l'axe CC' de la figure 1d.

Le ruban 12 est ensuite réalisé, montrant des ponts 4 dans les régions de la couche métallique 12, où cette dernière présente la dimension W_1 .

30 Pour effectuer les contacts électriques entre le ruban 12 et les contacts ohmiques 14 de source S et de drain D de chaque transistor à effet de champ 13', dans une réalisation particulièrement intéressante, le ruban 12 est partagé en deux parties 12a et 12b, la partie 12a venant établir le contact en surface du contact ohmique de source S, et la partie 12b venant établir le contact en surface du contact ohmique de drain D par exemple. Le dispositif est symétrique par rapport à l'axe BB' ainsi que par rapport à l'axe CC' de la figure 1d.

35 Afin d'éviter les courts-circuits entre le ruban 12 et la couche métallique 11, les parties 12a et 12b peuvent être constituées de ponts à air, ou bien une couche diélectrique isolante mince telle que la couche 2 décrite dans les exemples précédents peut être prévue à la fois sous les ponts 4 et débordant légèrement la couche métallique 11 dans les régions de grille Schottky, tout en laissant dénudés les contacts ohmiques sur lesquels les parties de ruban 12a et 12b viennent reposer et établir le contact électrique.

Par cette méthode, les sources S et drain D des transistors 13' sont court-circuités et la grille Schottky G est mise à la masse M par l'intermédiaire de la couche métallique 11.

45 Il suffit ensuite de prévoir une ligne de connexion 15 pour raccorder au moins un contact ohmique S ou D à une tension de polarisation V_{DD} ajustable.

Comme il a été dit précédemment, le ruban 12, ses parties 12a et 12b peuvent être réalisées par tout métal approprié à réaliser les seconds niveaux d'interconnexion des circuits intégrés. Par conséquent, la ligne de connexion 15 qui relie les contacts ohmiques peut être réalisée dans la même technologie.

50 La phase β de la ligne ondes lentes est alors réglable électroniquement par l'ajustage de la tension de polarisation V_{DD} qui fait varier la capacité grille-source du transistor 13'.

EXEMPLE DE REALISATION VII

Cet exemple est illustré par la figure 12 schématiquement vu du dessus.

55 La ligne de transmission ondes lentes dont les éléments essentiels ont été donnés, et dont un certain nombre d'exemples parmi les nombreuses variantes possibles a été décrit dans les exemples I à VI, résout, comme on l'a vu, entre autres deux problèmes techniques cruciaux pour la mise en oeuvre des circuits intégrés en général et des MMIC's en particulier, à savoir :

- elle présente une surface réduite ;
- elle est réalisable sur la face principale du circuit intégré ;
- ses connexions sont compatibles avec des éléments de circuits planaires ;
- ses connexions sont compatibles avec les éléments réalisés sur la face principale du circuit intégré ;
- 5 - cette ligne est notamment basse impédance.

La figure 12 représente la connexion d'une telle ligne ondes lentes basse impédance et de surface réduite, avec une ligne coplanaire haute impédance.

Par ligne coplanaire, il faut entendre une ligne réalisée sur la face principale du circuit intégré ou MMIC, montrant un ruban conducteur central de faible dimension transversale disposé entre deux rubans conducteurs de plus grande dimension transversale. L'impédance de la ligne coplanaire dépend de la dimension transversale du ruban conducteur central dans lequel se fait la propagation de la distance qui le sépare des deux autres rubans généralement connectés à un potentiel de référence ou masse. Le déphasage (généralement exprimé en longueur d'onde, par exemple $\lambda/4$, $\lambda/2$) dépend de la longueur de la ligne.

D'autres facteurs interviennent dans le calcul réel des caractéristiques de la ligne tels que : l'épaisseur du ruban, la nature du substrat.

On peut réaliser au moyen des lignes coplanaires, aussi bien des lignes hautes impédances que des lignes basses impédances. Mais, si les lignes coplanaires hautes impédances ont des dimensions compatibles avec les circuits intégrés, par contre, les lignes coplanaires basses impédances ont des dimensions, notamment transversales, qui occupent une surface énorme du circuit intégré, ce qui est tout à fait défavorable à l'intégration monolithique.

La ligne ondes lentes basse impédance permet alors en calculant sa longueur et ses caractéristiques de manière appropriée de former une ligne présentant par exemple le même déphasage qu'une ligne coplanaire, ($\lambda/4$, $\lambda/2$).

Donc, lorsque se pose le problème de réaliser une ligne basse impédance, l'homme du métier a tout intérêt à adopter la structure de l'une des lignes ondes lentes selon l'invention, comme décrite précédemment.

D'autre part, lorsque se pose le problème de réaliser un transformateur d'impédance, l'homme du métier a tout intérêt à adopter la structure montrée vu de dessus sur la figure 12, montrant la connexion entre une ligne haute impédance coplanaire (par exemple $\lambda/4$) et une ligne basse impédance ondes lentes selon l'invention (par exemple $\lambda/4$ également).

En effet, par rapport à une ligne coplanaire de même caractéristique, la ligne basse impédance ondes lentes selon l'invention va présenter :

- une largeur réduite d'un facteur ≈ 10 ;
- une longueur réduite d'un facteur ≈ 2 à 4.

Tel que représenté sur la figure 12, la partie P_1 délimitée par des traits discontinus est la ligne basse impédance ondes lentes selon l'invention, et la partie P_2 est une ligne coplanaire haute impédance telle que connue de l'homme du métier.

Sur le substrat 10, un premier niveau de métallisation va former le plan de masse 11 de la ligne ondes lentes P_1 se séparant en deux rubans pour former les lignes de masse 11a et 11b de la ligne coplanaire P_2 .

La ligne ondes lentes P_1 comprendra, réalisée sur la couche conductrice 11, une couche diélectrique 2, comme déjà décrite, débordant le plan de masse 11 de la ligne ondes lentes P_1 dans les régions nécessaires pour éviter les courts-circuits entre le plan de masse 11 et la ligne 12 réalisée ultérieurement.

Ensuite, la ligne ondes lentes P_1 comprendra le ruban 12, réalisant comme déjà décrit des piliers 13 et des PONTS 4, ruban 12 qui se continue directement sur le substrat 10 entre les lignes de masse 11a et 11b pour former la structure coplanaire de la ligne P_2 . A cet effet, il est généralement nécessaire que la couche diélectrique 2 déborde le plan de masse 11 de la ligne ondes lentes P_1 du côté de la ligne coplanaire P_2 pour éviter les courts-circuits entre le plan de masse 11 et la ligne 12.

Si une sortie O est souhaitée pour la ligne ondes lentes P_1 , du côté opposé à sa connexion avec la ligne coplanaire P_1 , la couche diélectrique 2 est prolongée aussi au-delà du plan de masse 11, et le ruban 12 est muni d'une sortie O comme montré sur les figures 1a, 1b, 1c.

EXEMPLE VIII

Cet exemple n'est pas illustré.

On a vu que la ligne ondes lentes basse impédance possédait un plan conducteur 11, raccordable à la masse, en contact avec la surface principale supérieure du substrat.

Si besoin est, le contact avec un autre plan de masse réalisé sur la seconde face du substrat, ou face arrière du substrat, peut être fait comme il est connu de l'homme du métier sous le nom de "trou

métallisé".

EXEMPLE IX

5 Dans cet exemple, illustré par la figure 13, on montre un exemple d'application du transformateur d'impédance décrit dans l'exemple VII, à un circuit intégré.

Tel que représenté sur la figure 13, le circuit comporte un transistor, par exemple à effet de champ T_1 , ayant une grille G_1 pour recevoir un signal F_1 dans une bande de fréquences donnée, ayant un drain D_1 connecté à une tension de polarisation continue V_{D1} à travers une charge R_1 , ayant une sortie O_1 pour ledit
10 signal et ayant une source S_1 par exemple connectée à la masse M .

Un circuit à base de transformateur d'impédance $P_1 + P_2$ peut être appliqué sur la grille G_1 du transistor T_1 .

Une ligne haute impédance P_2 , par exemple $\lambda/4$ est connectée par une extrémité à la grille G_1 et par son autre extrémité à la fois à une ligne basse impédance P_1 ondes lentes selon l'invention et à une
15 tension de polarisation continue V_{G1} .

La ligne basse impédance P_1 est donc connectée par une extrémité à la fois à P_2 et à V_{G1} , et son autre extrémité est ouverte dans cette application.

La ligne ondes lentes selon l'invention à de larges applications dans les circuits intégrés de toutes sortes ainsi que dans les MMIC's (hyperfréquences) du fait que son fonctionnement peut être, comme on
20 l'a dit, indifférent au substrat, qu'elle présente de faibles dimensions par rapport aux autres lignes ayant les mêmes caractéristiques, et qu'elle est compatible avec toutes les technologies de circuits intégrés utilisée à ce jour.

EXEMPLE X

25 Cet exemple de réalisation est illustré par les figures 14a, 14b, 14e, 2c.

La figure 14a montre une ligne ondes lentes vue du dessus, de structure MICRORUBAN, ayant des premières caractéristiques identiques à celles de la ligne de l'exemple II.

Ainsi, cette ligne est réalisée sur un substrat 10 qui peut être en un matériau absolument quelconque.
30 Par exemple : complètement isolant, totalement conducteur, semi-isolant ou semiconducteur.

Sur le substrat 10, la ligne comprend la succession de :

- une couche conductrice 11, par exemple en un métal bon conducteur pouvant faire office de plan de masse M de dimension transversale W_1 ;
- une couche diélectrique 2, de permittivité relative ϵ_{r2} et d'épaisseur e_2 , de dimension transversale W_3 ;
- 35 - un ruban en un matériau conducteur, par exemple un métal bon conducteur 12 ; ce ruban 12, de faible dimension transversale W_2 , forme avec les couches précédentes une structure périodique, de périodicité ℓ : à cet effet, le ruban conducteur 12 comprend des parties 3 en contact avec la couche diélectrique 2, ces parties 3 étant de dimension longitudinale ℓ_2 (parallèlement à l'axe BB'), et des parties 4 suspendues entre deux parties 3, ces parties 4 suspendues ayant une dimension longitudi-
40 nale ℓ_1 (parallèlement à l'axe $B-B'$), de sorte que :

$$\ell = \ell_1 + \ell_2 ;$$

- 45 - les dimensions transversales des couches 11, 2, 12, sont telles que : $W_2 \leq W_3 \leq W_1$.

La structure comprend en outre par rapport à l'exemple II, un élément essentiel constitué par des parties 5 dans lesquelles la couche 11 de plan de masse, comme la couche diélectrique 2, sont évidées sous les parties suspendues 4, en sorte que la surface du substrat 10 apparaît. Dans cet exemple X, l'évidement 5 est unique sous chaque partie suspendue 4, et la dimension longitudinale de l'évidement 5
50 est :

$$\ell_3 \leq \ell_1$$

Par exemple la valeur de ℓ_3 peut approcher celle de ℓ_1 à quelques % près, ou être égale.

55 La structure de la ligne selon l'exemple X apparaît plus clairement dans la représentation schématique agrandie montrée sur la figure 14b, en coupe longitudinale selon l'axe BB' de la ligne de la figure 14a. Cette figure montre que, pour effectuer le contact des parties 3 du ruban 12 avec la couche diélectrique 2, le ruban 12 est affaissé au niveau des parties 3. Au contraire, dans les parties suspendues 4, le ruban 12

est surélevé d'une hauteur e'_1 par rapport à la surface supérieure du substrat qui apparaît dans l'évidement 5.

Les parties suspendues 4 sont les parties dans lesquelles se fait la propagation. Dans ces parties, le ruban 12 est suspendu au-dessus d'un seul diélectrique 1, de permittivité relative ϵ_{r1} .

5 Comme dans l'exemple II, on appelle ci-après :

- PONTS les parties 4 du ruban 12 suspendues au-dessus du diélectrique 1, les ponts 4 ayant une longueur $l_1 \approx l_3$ et constituant les régions de propagation ;
- PILIERS les parties 13 formées de l'association de la couche conductrice inférieure 12, de la couche diélectrique 2 d'épaisseur e_2 et des parties 3 du ruban 12, les piliers 13 formant une structure MIM (métal-isolant-métal) de longueur l_2 .

10 La figure 14e montre une coupe transversale de la ligne selon l'axe A-A' de la figure 14a, au niveau d'un pont 4, et la figure 2c reste valable pour montrer une coupe transversale de la ligne selon l'axe CC' de la figure 14a au niveau d'un pilier 13.

De cet exemple de réalisation X, il ressort que les éléments essentiels pour réaliser une ligne ondes lentes résident dans :

- une structure de ligne MICRORUBAN comprenant une couche conductrice inférieure 11 formant plan de masse M, un ruban conducteur supérieur 12 et, une partie intermédiaire diélectrique 1, 2 ;
- le fait que cette structure est périodique, de période l , formée de PONTS 4 suspendus, de longueur l_1 , ces ponts dans lesquels se fait la propagation de l'onde étant disposés entre deux PILIERS 13 formés d'une structure capacitive. Dans cet exemple X, la structure capacitive est une structure MIM constituée de la couche inférieure conductrice 11, de la couche diélectrique 2, de permittivité ϵ_{r2} et du ruban conducteur 12, les piliers ayant une longueur l_2 telle que $l_2 + l_1 = l$ qui est la période de la structure ;
- le fait que sous les ponts 4, est formé dans la couche diélectrique 2 et le plan de masse 11 au moins un évidement 5 ayant une longueur :

$$l_3 \leq l_1$$

- 30 - les valeurs des paramètres : ϵ_{r1} , ϵ_{r2} , l_1 , l_2 , l_3 , e'_1 , la valeur de la capacité et W_1 , W_2 , W_3 de la structure de la ligne sont liées entre elles pour résulter en la propagation d'ondes lentes et fournir un déphasage important sur une longueur totale Δ de ligne de transmission courte.

Dans cet exemple X, la valeur des capacités MIM des parties 13 est liée à l_2 , à e_2 et ϵ_{r2} . D'autre part, les évidements 5 disposés dans les régions de pont 4 jouent le rôle de selfs, permettant d'obtenir une augmentation de l'impédance caractéristique de la ligne.

En dehors de ces éléments essentiels :

- le pas l de la structure périodique peut être constant ou non.
- le matériau choisi pour réaliser le substrat n'a aucune influence sur le fonctionnement de la ligne ; le substrat ne sert que de support ;
- 40 - le dessin de la ligne peut être linéaire, en méandre, en spirale ; tout autre dessin imaginable est possible.
- la capacité peut être un élément passif ou actif. Dans l'exemple X, on a préféré un élément passif pour rendre la ligne plus compacte ; les lignes qui incluent des éléments actifs présentent d'autres propriétés explicitées précédemment.
- 45 - en outre la couche diélectrique de la structure MIM peut être éventuellement formée de deux couches diélectriques superposées. Ce genre de structure à deux couches diélectriques pour réaliser une capacité est à la portée de l'homme de métier et n'est donc pas représentée sur les dessins.

Toutes ces caractéristiques qui conduisent à de nombreuses variantes de la ligne de transmission ondes lentes, particulièrement aisées à réaliser, particulièrement performantes, comme déjà décrites par exemple dans les modes de réalisation dérivés des exemples I, et II, tels que les exemples III, IV, V.

Dans cet exemple X, par rapport aux exemples I ou II l'augmentation du facteur de ralentissement, en liaison avec celle de l'impédance caractéristique de la ligne, permet réellement une diminution optimale des dimensions des lignes.

Dans le but d'évaluer les performances d'une telle ligne, il est nécessaire d'évaluer la constante de propagation γ dans la longueur l de la ligne, ou période.

On appellera ci-après :

γ_1 , γ_2 les constantes de propagation respectivement dans la partie PONT 4, et dans la partie PILIER 13.

l_1, l_2 les longueurs PONTS, PILIERS déjà définies comme $l_1 + l_2 = l$

l_3 la longueur des évidements sous les ponts équivalents à l_1 ,

Z_1, Z_2 les impédances caractéristiques respectivement dans les parties PONTS 4 et PILIERS 13.

Le calcul de la constante de phase β est réalisé de la même manière que décrit dans l'exemple I. II

5 résulte de ces calculs qu'en choisissant :

l_1, l_2, l_3

$\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}$

e'_1 et e_2

W_1 et W_2

10 de manière appropriée, la vitesse de phase de la ligne est faible. D'où l'existence du mode dit ondes lentes déjà décrit dans l'exemple I.

Mais il s'est avéré que la façon dont l'homme du métier pouvait agir sur ϵ_{r1} et sur e_1 qui sont des paramètres essentiels, était limitée du fait que, jusqu'à ce jour, les lignes de propagation du type microruban avaient toujours comporté la superposition de trois couches : un plan de masse M, une couche

15 diélectrique et un conducteur microruban, comme il est précisément décrit dans l'exemple I.

Cette structure à 3 couches résultait d'un enseignement constant de l'état de la technique, et cet enseignement était un obstacle à une évolution permettant d'obtenir une amélioration par rapport à la structure à ondes lentes citée précédemment.

20 Le problème était donc de trouver une solution électronique pour augmenter le facteur d'ondes lentes dans le but de réduire encore les dimensions des lignes, ce qui permet à la fois de réduire les pertes par longueurs d'onde et d'augmenter encore les densités d'intégration, tout ceci sans ajouter de difficultés technologiques considérables.

Des expérimentations ont montré, comme il apparaît sur les courbes de la figure 15b qui représente les variations du facteur de ralentissement $R = \lambda_0/\lambda_g$ en fonction de la fréquence F, pour différentes valeurs k_1

25 de la hauteur e'_1 de diélectrique 1 sous les ponts, à savoir :

pour la courbe C, $e'_1 = 2 \mu m$

pour la courbe D, $e'_1 = 2,4 \mu m$

pour la courbe E, $e'_1 = 2,8 \mu m$

30 que le facteur de ralentissement R augmente lorsque l'épaisseur e'_1 de diélectrique 1 augmente, pour une même valeur de la fréquence F.

Cependant s'il est souhaitable d'augmenter en effet la hauteur e'_1 des ponts, l'homme du métier se heurte rapidement à un problème technologique rédhibitoire, car, si l'on choisit l'air comme diélectrique 1, pour la raison que l'air est le meilleur diélectrique, alors il devient aléatoire de réaliser les ponts au-dessus d'une certaine valeur de e_1 , valeur maximale qui dépend évidemment aussi de la longueur l_1 et de la

35 largeur W_1 du conducteur 11.

Pour résoudre ce problème d'une façon satisfaisante, selon l'invention, on a réalisé une augmentation de l'impédance caractéristique de la ligne, en formant les évidements 5 dans le plan de masse M sous les ponts, évidements 5 qui augmentent le rôle inductif de la ligne constituant le pont.

40 On possède alors en plus des paramètres sur lesquels on pouvait agir selon l'exemple I pour augmenter le facteur de ralentissement, c'est-à-dire e_1, ϵ_{r1} , des possibilités d'amélioration supplémentaire grâce à l'effet de self de ces évidements.

La figure 15a représente le facteur de ralentissement $R = \lambda_0/\lambda_g$ de lignes en fonction de la fréquence F ;

- la courbe A représente ce facteur R, dans le cas d'une ligne selon l'exemple I : sans évidements ;

45 - la courbe B représente ce facteur R dans le cas d'une ligne selon l'exemple X : avec évidements 5.

De ces courbes, il apparaît très nettement que l'effet dû aux évidements est très important et bénéfique. Rien ne laissait prévoir à l'homme du métier que la réalisation de tels évidements sous les ponts produirait l'effet d'augmentation supplémentaire du facteur de ralentissement R et ceci en outre sans conduire à des désavantages plus grands que les avantages que l'on escomptait de l'augmentation de ce paramètre R, comme par exemple des pertes supplémentaires ou des perturbations non voulues de l'onde. En effet

50 l'homme du métier sait bien que dès que l'on fait varier 1 paramètre dans un système qui comprend un nombre assez grand de paramètres, il devient difficile de prévoir l'effet exact obtenu, même dans le cas où l'on peut réaliser des simulations au moyen de programmes d'ordinateur. En effet dans ce dernier cas, on est toujours amené à supposer certains paramètres négligeables en théorie, lesquels s'avèrent dans la

55 pratique précisément non négligeables.

Les évidements 5 produisent bien l'effet favorable recherché de ralentissement supplémentaire, en agissant à la fois sur l'impédance caractéristique de la ligne, sur l'épaisseur de diélectrique e'_1 sous les ponts, sur la valeur de la permittivité ϵ_{r1} puisque le seul diélectrique le plus favorable peut se trouver sous

les ponts, et tout ceci en bénéficiant d'une technologie facile à mettre en oeuvre, les évidements 5 étant réalisés au cours d'étapes conventionnelles de la technologie des circuits intégrés.

Ainsi une amélioration nette est encore obtenue par rapport aux exemples I et II, ceci d'une manière simple et élégante, sans courir le risque d'envisager des valeurs rédhibitoires pour la valeur de la hauteur e'_1 des ponts.

Les courbes de la figure 15c représentent le facteur de ralentissement $R = \lambda_0/\lambda_g$ en fonction de la période ℓ des lignes, pour une valeur donnée de la fréquence F (dans cet exemple de figure, $F = 12$ GHz et $\epsilon_{r1} = 1$, pour différentes valeurs du paramètre $k_2 = \ell_1/\ell_2$ où ℓ_1 est la longueur des ponts et ℓ_2 la longueur des piliers dans cet exemple X, avec $\ell_3 \approx \ell_1$.

Les courbes de la figure 15c enseignent qu'il existe une valeur optimale où R passe par un maximum, qui dépend bien entendu des autres paramètres des lignes, et que l'homme du métier peut donc agir sur ces paramètres pour optimiser le système.

La diminution des dimensions de la ligne est telle que l'homme du métier peut alors songer à incorporer des dispositifs complexes, utilisant ces lignes, dans des circuits à haute densité d'intégration. Ceci était auparavant impossible. Les composants utilisant les lignes étaient réalisés sur des substrats juxtaposés aux circuits intégrés hyperfréquences et reliés par des fils fins, ce qui limitait la fréquence de coupure. Au contraire, en ayant la possibilité de réaliser les lignes sur le même substrat que les transistors hyperfréquences et autres composants des circuits intégrés, les connexions sont technologiquement identiques à celles du reste du circuit et elles ne limitent plus la fréquence.

Pour répondre aux conditions établies par ces calculs, on a réalisé dans cet exemple X, une ligne ondes lentes ayant les mêmes caractéristiques technologiques que celles de l'exemple I, par exemple les mêmes matériaux.

Cependant, il est évident que d'autres choix peuvent être faits pour les matériaux.

Le tableau II ci-dessous rassemble les valeurs préférentielles des paramètres pour mettre en oeuvre la ligne dans cet exemple X.

TABLEAU II

$\epsilon_{r1} = 1$ (air)	$\epsilon_{r2} \approx 6$ (SiO ₂) ou ≈ 7 (Si ₃ N ₄)
$\ell_1 \approx 100 \mu\text{m}$	$\ell_2 \approx \ell_1/10$
$e'_1 \approx 1,5 \mu\text{m}$ à $2,5 \mu\text{m}$	$e_2 = e_1/10$
$W_2 \approx 20 \mu\text{m}$	$W_1 \approx 500 \mu\text{m}$
$\ell_3 < \ell_1$ de préférence $\ell_3 \approx 90 \mu\text{m}$ à $96 \mu\text{m}$	
$W_2 < W_3 < W_4 < W_1$	

La figure 14a montre que les autres caractéristiques de la ligne de l'exemple X sont très comparables à celles de la ligne des exemples I et II montrées sur les figures 1a et 1b.

La figure 5e est aussi valable pour représenter les parties réelles et imaginaires, respectivement $\text{Re}(Z_c)$ et $\text{Im}(Z_c)$ de l'impédance caractéristique Z_c de cette ligne.

La figure 6 est également valable pour montrer les pertes α dans la ligne, exprimées en dB/cm, en fonction de la fréquence F en GHz. La courbe α' de cette figure 6 représente les pertes en dB par longueur d'onde.

Du fait que la vitesse de phase est plus faible, la ligne ondes lentes a une longueur totale Δ réduite par rapport à la ligne de l'exemple I. La réduction des longueurs est inversement proportionnelle au facteur de ralentissement R . Or dans le cas d'une ligne microruban conventionnelle à environ 12 GHz, R était de l'ordre de 2,5, alors que R était de l'ordre de 4 dans la ligne décrite dans l'exemple I. Dans l'exemple X, comme le montre la figure 15a, à cette fréquence, R est de l'ordre de 4,5. Comme on l'a dit dans l'exemple

l, les performances de la ligne ondes lentes selon l'invention ne sont pas détériorées, alors qu'elle est notablement plus courte.

Par exemple, pour un déphasage de 180° , dans la bande de fréquence KU, la présente structure de ligne ondes lentes produit des pertes évaluées à environ 1dB.

5

EXEMPLE XI

Cet exemple est illustré par la figure 14c vue du dessus et par la figure 14d qui est une coupe selon l'axe BB' de la figure 14c.

10 Dans l'exemple X précédent, on a étudié le cas où l'on réalise seulement 1 évidement 5 sous chaque pont. Dans cet exemple, on réalise plusieurs évidements 5a, 5b, etc sous chaque pont, créant ainsi une période dans la période λ .

Les avantages sont que l'on obtient une augmentation supplémentaire du facteur de ralentissement R due aux discontinuités ainsi réalisées.

15 Une variante à cette réalisation XI qui procède du même principe, est de prévoir pour les capacités 13, des capacités de valeurs différentes, réparties de manière alternée le long de la ligne. On obtient ainsi, également, une période dans la période de la ligne, et une amélioration consécutive du facteur de ralentissement de la ligne.

20 D'autre part, la réalisation d'une ligne ayant à la fois la caractéristique de deux ou plusieurs évidements 5a, 5b etc.. sous les ponts, et des capacités de valeurs alternées pour les piliers 13 est aussi possible. En faisant varier ces différents facteurs, l'homme du métier obtiendra facilement les résultats les plus appropriés à chaque application envisagée.

EXEMPLE XII

25

Dans cet exemple, on applique l'une des lignes à ondes lentes décrites précédemment à la réalisation d'un coupleur de Lange.

30 Le coupleur connu de la publication IEEE, MTT, Déc.1969, p.1150-1151 citée est constitué par au moins 3 lignes parallèles reliées 2 à 2 en alternance pour former une structure interdigitée. La publication citée montre un coupleur 3 dB à 5 lignes de transmission. Un couplage par champ électromagnétique apparaît entre les lignes parallèles adjacentes.

La figure 16a ci-après représente schématiquement ce coupleur. La figure 16b représente le même coupleur vu du dessus, d'une manière simplifiée, réalisé au moyen de couches propres aux circuits intégrés.

35 Tel que représenté sur cette figure 16a, le coupleur comprend deux pôles d'entrée N_1 et N_2 , et deux pôles dits de sortie N_3 et N_4 . Selon la figure 16a, le coupleur de Lange est constitué de 5 lignes microrubans parallèles dont une ligne dite principale 110, reliée électriquement aux lignes 111 et 114, et deux lignes 112 et 113 reliées électriquement entre elles, et formant une structure interdigitée du fait que la ligne 112 est disposée entre les lignes 110 et 111 et la ligne 113 entre les lignes 110 et 114. Le coupleur 40 est symétrique : c'est-à-dire que si N_3 et N_4 sont des entrées, alors N_1 et N_2 sont des sorties.

Les lignes 110 et 111 sont reliés électriquement directement au pôle N_1 par un simple conducteur 101. Les lignes 110 et 114 sont reliées électriquement directement au pôle N_4 par un simple conducteur 104. La ligne 112 et la ligne 113 sont reliées électriquement aux pôles N_2 et N_3 respectivement par des simples conducteurs 102 et 103.

45 Ainsi :

- le point milieu de la ligne principale 110 est relié d'une part à l'extrémité ouverte de la ramification 111 et d'autre part à l'extrémité ouverte de la ramification 114 ;
- l'extrémité ouverte de la ligne 112 est reliée au point commun de la ligne 113 et du conducteur 103 ;
- l'extrémité ouverte de la ligne 113 est reliée au point commun de la ligne 112 et du conducteur 102.

50 Les pôles N_2 et N_3 sont reliés électriquement, par ce montage, en croix par rapport aux pôles N_1 et N_4 , comme montré sur la figure 16a et sur la figure 16b.

D'autre part, les lignes adjacentes 110 et 112, la 110 et 113, sont respectivement parallèles sur une longueur L, alors que, dans la structure interdigitée 110, 111, 112, la ligne 111 est parallèle à la ligne 112 sur une longueur égale à $L/2$. Il en est de même dans la structure interdigitée 110, 114, 113, où la ligne 114 55 est parallèle à la ligne 113 sur une longueur également $L/2$.

La longueur L peut être de l'ordre du quart de la longueur d'onde λ du signal transporté selon l'art antérieur.

Les lignes 111, 112, 110, 113, 114 du coupleur de Lange peuvent être réalisées au moyen des lignes à

ondes lentes selon l'invention. Sur la figure 16b, les connexions 115, 116, 117 et 118 sont formées au moyen d'une couche conductrice disposée à un niveau différent des couches 11 et 12, avec des ouvertures sur la couche 12 aux endroits appropriés à former la connexion électrique avec la couche 12 selon une technique dite de VIA bien connue de l'homme du métier, et avec des portions de couches isolantes dans les parties où au contraire la connexion électrique n'est pas souhaitée avec les couches 11 ou 12. Les autres simples connexions peuvent être formées au moyen de parties de la couche conductrice 12.

La figure 16c représente une partie agrandie du coupleur de la figure 16b, dans laquelle il apparaît que les lignes utilisées à titre d'exemple non limitatif pour réaliser le coupleur de l'exemple XII, sont celles décrites dans l'exemple X.

Dans le cas de la figure 16c, les évidements 5 des lignes sont réalisés individuellement sous chaque pont 4.

La figure 16d représente une partie agrandie du coupleur de la figure 16b, dans laquelle il apparaît que les évidements 5 des lignes parallèles, par exemple 112, 110, 113, 114 peuvent être regroupés, pour former un seul évidement 5, les ponts 4 étant respectivement en vis-à-vis pour toutes les lignes, et les piliers 13 également. Ce dispositif présente un avantage technologique sur le précédent, du fait de sa simplicité de réalisation ; en effet le masque relatif aux évidements 5 est moins critique à positionner. Ce coupleur admet alors le même principe de fonctionnement que le coupleur connu. En réalisant les lignes nécessaires à la formation d'un tel coupleur de Lange, au moyen des lignes ondes lentes selon l'invention, on obtient en outre les avantages que ce dispositif est très performant et beaucoup plus compact, compatible avec les projets de circuits intégrés à haute densité, et d'un faible coût pour les applications grand public, dans le domaine de la télévision ou de l'automobile par exemple.

La figure 17 montre sur la courbe M, l'adaptation du coupleur en dB en fonction de la fréquence F, et sur la courbe K le couplage en dB, en fonction de la fréquence F. Ces courbes montrent que, en réalisant le coupleur au moyen des lignes de l'exemple X, ce coupleur peut être favorablement utilisé dans une large bande de fréquences, autour de 12 GHz.

EXEMPLE XIII

Tel que représenté sur la figure 18, un dispositif émetteur-récepteur classique, connu de tout homme du métier comprend une entrée Q_1 pour un premier signal V_1 , à la fréquence F_1 , se propageant à travers un amplificateur Δ_1 puis à travers un duplexeur 50, vers une antenne A, puis vers le milieu extérieur. Ce signal est appliqué au pôle N_1 du duplexeur 50 et sort au pôle N_3 de ce duplexeur 50.

Ce dispositif comprend en outre, une sortie Q_2 pour un second signal V_2 à la fréquence F_2 . Ce signal est d'abord capté par la même antenne A puis il se propage à travers le duplexeur 50, dans lequel il entre au pôle N_3 et à travers un amplificateur Δ_2 vers la sortie Q_2 .

Les problèmes qui se posent dans les émetteurs-récepteurs hyperfréquences, c'est-à-dire fonctionnant jusqu'à des fréquences autour de 60 GHz résident dans les faits que :

- a) une seule antenne doit être utilisée pour des raisons économiques ;
- b) le signal émis V_1 a généralement une amplitude très supérieure à celle du signal reçu V_2 ;
- c) il ne doit cependant pas se produire d'intermodulation ;
- d) le dispositif doit montrer une très bonne adaptation ;
- e) les pertes doivent être faibles ;
- f) la fréquence d'utilisation est éventuellement élevée, par exemple 60 GHz ;
- g) le dispositif doit être intégrable. et éventuellement ;
- h) la bande de fréquence doit être large ;

Dans cet exemple XIII, ces problèmes sont résolus en utilisant comme duplexeur 50, un coupleur "de Lange" selon l'exemple XII connecté aux autres éléments du circuit d'une manière spéciale à l'invention.

Selon l'invention, on fait circuler dans ce coupleur deux signaux V_1 et V_2 à deux fréquences différentes F_1 et F_2 . Comme le coupleur de Lange est large bande, supérieure à 1 octave, la différence entre les fréquences F_1 et F_2 n'est pas un inconvénient si elle est inférieure à cette bande passante, par exemple inférieure à 1 octave. On choisira cependant la longueur L de la ligne principale en fonction de la longueur d'onde λ du signal le plus faible, généralement V_2 .

Dans des variantes de l'invention, pour augmenter le facteur de couplage, on peut prévoir une structure de coupleur de Lange ayant plusieurs structures interdigitées semblables à celles formées par les lignes 111 et 112 d'une part et 113 et 114 d'autre part. Le coupleur doit montrer un centre de symétrie.

L'augmentation du nombre des doigts permet d'augmenter le facteur de couplage et de diminuer les pertes dans le coupleur. Ainsi avec 4 doigts (ou 5 lignes), les pertes sont de 3 dB ; avec 6 doigts (ou 7 lignes), les pertes sont de 2 dB, etc...

D'autre part, l'augmentation du nombre de doigts permet aussi d'augmenter la bande passante du dispositif.

Selon l'invention, pour réaliser le dispositif émetteur-récepteur, le premier signal V_1 à la fréquence F_1 est appliqué sur le pôle N_1 du coupleur de Lange tel que représenté sur la figure 16b, et sort par le pôle N_3 , pour être émis ensuite par une antenne A vers le milieu extérieur.

Le second signal V_2 , à la fréquence F_2 , capté par l'antenne est appliqué au coupleur de Lange sur le même pôle N_3 (de manière à résoudre le problème de l'utilisation d'une antenne unique), et sort du coupleur par le pôle N_2 .

Le quatrième pôle N_4 du coupleur de Lange est relié à la masse à travers une impédance Z_C .

Donc, selon l'invention, le conducteur 101 (ou pôle N_1) est une entrée, le conducteur 102 (ou pôle N_2) est une sortie, le conducteur 104 (ou pôle N_4) est isolé, et le conducteur 103 (ou pôle N_3) est à la fois une entrée et une sortie.

Alors que, selon une utilisation connue de l'homme du métier, le conducteur 103 est par exemple uniquement une entrée et les conducteurs 101 et 102 sont alors uniquement des sorties déphasées, le conducteur 104 étant quant à lui isolé.

Le coupleur est raccordé comme montré sur la figure 19 d'une part à l'antenne A et d'autre part aux amplificateurs Δ_1 et Δ_2 .

Ainsi pour atteindre les buts de l'invention, comme il est montré sur la figure 19, le signal V_1 à la fréquence F_1 à émettre est traité par un amplificateur Δ_1 à fort gain et forte isolation, et le signal V_2 de fréquence F_2 reçu est traité par un amplificateur Δ_2 bas bruit. Dans ce cas, le fonctionnement du dispositif émetteur-récepteur est le suivant :

Le signal V_1 à émettre à la fréquence F_1 entre d'abord au noeud Q_1 du dispositif émetteur-récepteur, puis est traité par l'amplificateur Δ_1 . Il passe ensuite par couplage du pôle N_1 au pôle N_3 ;

Le signal V_1 à émettre à la fréquence F_1 passe en outre directement par conduction dans l'impédance caractéristique Z_C connectée au pôle de sortie N_4 ;

Le signal à émettre V_1 à la fréquence F_1 se propage ensuite du pôle N_3 du coupleur vers le milieu extérieur au moyen de l'antenne A.

Cette dernière reçoit le second signal V_2 à une autre fréquence F_2 , d'amplitude généralement beaucoup plus faible que le premier signal V_1 de fréquence F_1 . Ce second signal V_2 passe par conduction, directement du pôle d'entrée-sortie N_3 au pôle de sortie N_2 . Puis le second signal V_2 est traité comme déjà dit par l'amplificateur Δ_2 faible bruit et sort du dispositif au noeud Q_2 .

Le second signal V_2 ou signal reçu à la fréquence F_2 , passe cependant aussi par couplage du pôle N_3 au pôle N_1 , mais :

- d'une part, il est de faible amplitude ;
- d'autre part, il se trouve, après le pôle N_2 , devant la sortie de l'amplificateur Δ_1 à forts gain et isolation.

Il ne peut donc pas être retrouvé au noeud Q_1 d'entrée.

De ce fait le but de l'invention qui est de réussir la propagation des signaux V_1 et V_2 sans intermodulation est atteint.

Si l'on considère la nouvelle utilisation d'un coupleur de Lange proposée par l'invention par rapport à celle connue de l'état de la technique, en fait, seul le signal V_2 est traité d'une manière sensiblement traditionnelle. En effet, pour ce signal, N_3 est une entrée et N_1 et N_2 sont des sorties couplées et déphasées. L'application du signal V_1 sur le système selon l'invention est alors une utilisation complètement originale.

En effet, d'une part, dans l'utilisation, selon l'invention le signal V_1 n'est pas traité du tout de la manière traditionnelle connue. Et d'autre part, l'état de la technique n'enseigne pas non plus à appliquer simultanément deux signaux différents, tels que V_1 et V_2 sur le même coupleur.

Une originalité de cette utilisation réside donc dans le fait d'appliquer à la fois au coupleur deux signaux V_1 et V_2 , de fréquence et d'amplitude différents et d'obtenir la propagation de ces signaux sans intermodulation.

Les avantages obtenus par l'utilisation d'un coupleur de Lange monté selon l'invention sont nombreux :

- on s'affranchit par ce montage, du fait que le coupleur de Lange est un élément passif, des effets des non-linéarités du dispositif actif (amplificateur distribué) connu de l'état de la technique ;
- le coupleur de Lange est intégrable du fait de ses dimensions, au contraire d'autres dispositifs passifs connus de l'homme du métier sous le nom de circulateurs, qui permettaient aussi une séparation des signaux, mais qui, du fait qu'ils ne sont pas intégrables, sont exclus des technologies du futur ;
- l'isolation du pôle N_1 vis-à-vis du pôle N_2 est très bonne (20 à 35 dB) ;
- les pertes sont faibles (1 à 3 dB) ;

- l'adaptation est très bonne (meilleure que 25 dB) ;
 - les "traces" de V_2 au pôle N_1 ne peuvent se retrouver au noeud d'entrée Q_1 ;
 - il n'y a donc pas d'intermodulation entre les signaux V_1 et V_2 ;
 - les pertes peuvent être minimisées au besoin comme il a été dit, et la bande de fréquence peut être choisie plus ou moins large, en agissant sur les facteurs w , s , L du coupleur de Lange, où $w = w_2$ des exemples précédents, et où s est l'espacement entre les lignes du coupleur ;
 - la structure du coupleur de Lange selon l'invention est aisée à mettre en oeuvre et d'un coût de réalisation faible ;
 - cette technologie est tout à fait compatible avec la technologie des circuits intégrés MMICs (Monolithic Microwave Integrated circuits) ;
- Dans un exemple de réalisation on choisira, pour l'application aux hyperfréquences :
- $Z_c = 50$ ohms ; $w = 9$ microns ; $s = 7$ microns.
- $L \approx 200 \mu\text{m}$ pour 60 GHz , ou bien 1,5 mm pour 10 GHz ;
- Un coupleur de Lange en technologie microruban connue peut aussi être utilisé de la même manière que décrit ci-dessus, mais ses dimensions sont plus grandes.

EXEMPLE XIV

Dans cet exemple, les buts de l'invention sont atteints en utilisant comme duplexeur 50, un coupleur à branches, tel que décrit par exemple dans la publication "Millimeter wave engineering and applications" par P. BHARTIA et I.J. BAHL chez John Wiley and Sons, New-York (A Wiley-Interscience Publication) p.355, ou bien encore dans la publication de Microwave Journal, July 1988 p.119 et pp.122-123, intitulée "Microstrip Power Dividers at mm-wave frequencies" par Mazen Hamadallah (p.115).

Comme décrit dans ces publications, et illustré ci-après par la figure 20, un coupleur à branches comprend deux sections de ligne 201 et 202 de longueur L et d'impédance $Z_c/\sqrt{2}$, raccordées à chacune de leurs extrémités par deux sections de ligne 203 et 204 d'impédance Z_c et de longueur L .

En série avec les premières sections de ligne 201 et 202, on trouve des sections de ligne pour former les pôles N_1 et N_2 d'une part, et N_3 et N_4 d'autre part, d'impédance chacune Z_c .

Selon les documents cités, $L = \lambda/4$ où λ serait la longueur d'onde du seul signal d'entrée appliqué sur un pôle par exemple N_3 . Le pôle N_4 serait isolé. Un signal direct serait recueilli sur le pôle N_1 et un signal couplé sur le pôle N_2 .

Selon l'invention au contraire d'une part on utilise un type de lignes ondes lentes choisi parmi ceux décrits précédemment, et d'autre part comme montré sur la figure 19, on applique comme précédemment deux signaux d'entrée l'un V_1 , sur le pôle N_1 , l'autre V_2 sur le pôle N_3 (via l'antenne unique A). Le pôle N_4 est le pôle isolé, le pôle N_2 est le pôle de sortie pour le signal V_2 et le pôle N_3 est le pôle de sortie pour le signal V_1 .

Comme dans l'exemple XIII, et tel qu'illustré par les figures 18 et 19, on adjoint au coupleur des amplificateurs Δ_1 et Δ_2 pour optimiser les résultats.

La technologie mise en oeuvre est la même que dans l'exemple XIII, et les résultats sont identiques sauf en ce qui concerne la bande passante qui est moins large.

Cependant, pour augmenter la bande passante, le coupleur à branches peut être muni de plusieurs branches parallèles aux branches 201 et 202.

La surface occupée par le dispositif selon l'exemple XIV est en outre un peu supérieure à celle qui est occupée par le dispositif selon l'exemple XIII, mais ce dispositif est néanmoins parfaitement intégrable.

EXEMPLE XI

Dans un exemple d'utilisation des circuits selon les exemples XIII ou XIV, pour réaliser une tête hyperfréquence d'un module d'émission-réception de radar, comme représenté sur la figure 21, on dispose d'un générateur 58 de signal V_1 à la fréquence F_1 dit oscillateur local OL dont le signal est appliqué sur l'amplificateur Δ_1 éventuellement formé de deux amplificateurs de moyenne puissance Δ'_1 , Δ''_1 , puis le signal est appliqué sur le pôle N_1 du coupleur 50. Le pôle N_3 est appliqué sur l'antenne A, le pôle N_4 est relié à la terre par l'intermédiaire de l'impédance Z_c , par exemple 50 Ω , le pôle N_2 est relié à l'entrée de l'amplificateur Δ_2 formé éventuellement de deux amplificateurs faible bruit Δ'_2 , Δ''_2 . La sortie de l'amplificateur Δ_2 est appliquée sur un mélangeur 59 qui reçoit par ailleurs également le signal à la fréquence F_1 provenant de l'oscillateur local 58 et dont la sortie fournit la fréquence intermédiaire $IF = |F_2 - F_1|$.

Les applications d'un tel circuit sont nombreuses :

- . Communication sans fil (en anglais : MOBILE COMMUNICATION),
 - . Radar doppler,
 - . Application aux faisceaux hertziens, à l'électronique automobile (radar anti-collision, mesure des vitesses) etc... En particulier dans le domaine de l'automobile, on doit disposer d'une part de circuits
- 5 l'automobile, on doit disposer d'une part de circuits intégrables pour des raisons de coûts de fabrication et d'autre part de circuits travaillant dans la bande 60 à 80 GHz pour des raisons d'encombrement spectral.

Le circuit selon l'invention est à la fois intégrable et parfaitement apte à travailler à des fréquences aussi élevées. Il répond donc tout à fait à ces conditions, aussi sévères soient elles.

10

Revendications

1. Ligne de transmission d'ondes, en mode ondes lentes, du type dit microruban, incluant une première couche conductrice dite inférieure faisant office de plan de masse, une seconde couche conductrice
- 15 dite supérieure en forme de ruban de dimensions transversale et longitudinale spécifiques, et un troisième matériau non conducteur disposé entre ces deux couches conductrices, caractérisée en ce que la ligne de transmission a, longitudinalement, une structure périodique, chaque période, de longueur ℓ , étant formée d'undit pont suivi d'undit pilier, en ce que chaque pont est constitué d'un tronçon du ruban conducteur supérieur, de longueur $\ell_1 < \ell$, disposé en surface d'unedite première
- 20 partie du troisième matériau, laquelle est de nature diélectrique, et en ce que chaque pilier est une capacité.
2. Ligne de transmission selon la revendication 1, caractérisée en ce que la première couche conductrice servant de plan de masse présente au moins un évidement respectivement sous chaque pont.
- 25 3. Ligne selon la revendication 2, caractérisée en ce que les évidements dans le plan de masse sont respectivement en nombre supérieur à 1 sous chaque pont.
4. Ligne selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisée en ce que la capacité formant les piliers est de
- 30 type MIM (métal-isolant-métal) constituée de l'empilement de la couche conductrice inférieure, d'unedite seconde partie du troisième matériau, laquelle est de nature diélectrique, et d'un tronçon du ruban conducteur supérieur de longueur ℓ_2 , la somme des longueurs respectives ℓ_1 des ponts et ℓ_2 des piliers étant égale à la valeur ℓ de la période.
- 35 5. Ligne selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisée en ce que la capacité des piliers est réalisée par la capacité d'une diode ou par la capacité grille-source d'un transistor à effet de champ.
6. Ligne selon la revendication 4, caractérisée en ce que ladite seconde partie diélectrique incluse dans les piliers de structure MIM a une épaisseur e_2 faible devant celle e_1 de ladite première partie
- 40 diélectrique sous les ponts et forme une couche continue disposée sur la première couche conductrice faisant office de plan de masse, cette couche diélectrique continue ayant des dimensions suffisantes pour éviter des courts-circuits entre le ruban supérieur et la couche conductrice inférieure faisant office de plan de masse.
- 45 7. Ligne selon la revendication 4, caractérisée en ce que ladite seconde partie diélectrique est limitée aux régions de structure MIM, en ayant des dimensions suffisantes pour éviter les courts-circuits entre le ruban supérieur et la couche inférieure faisant office de plan de masse.
8. Ligne selon l'une des revendications 6 ou 7, caractérisée en ce que la première partie diélectrique du
- 50 troisième matériau est l'air, la seconde partie diélectrique du troisième matériau est choisie entre la silice (SiO_2) et le nitrure de silicium (Si_3N_4).
9. Ligne selon la revendication 8, caractérisée en ce que W_1 et W_2 étant les dimensions transversales respectives de la couche conductrice inférieure et du ruban, ϵ_{r1} et ϵ_{r2} étant les permittivités relatives des
- 55 première et seconde parties de troisième matériau respectivement sous les ponts et dans les structures MIM, les caractéristiques de la ligne sont données par $\epsilon_{r1} = 1$ (air), $\epsilon_{r2} \approx 6$ à 7, (silice ou nitrure de silicium) $e_1 \approx 1,5 \mu\text{m}$ à $2,5 \mu\text{m}$, $e_2 \approx e_1/10$, $\ell_1(\text{pont}) \approx 100 \mu\text{m}$, $\ell_2(\text{pilier}) \approx \ell_1/10$, $W_2(\text{ruban}) \approx 20 \mu\text{m}$, $W_1 \approx 100 \mu\text{m}$ (couche conductrice inférieure), et éventuellement ℓ_3 (longueur de l'évidement du

plan de masse sous les ponts) équivalente à l_1 .

10. Ligne selon l'une des revendications 1 à 9, caractérisée en ce que les capacités ont des valeurs alternées le long de la ligne.
11. Ligne selon l'une des revendications 6 à 8, caractérisée en ce que $e_1 = e_2$, e_1 étant l'épaisseur de la première partie diélectrique, et e_2 celle de la seconde.
12. Ligne selon l'une des revendication 6 à 8, caractérisée en ce que les permittivités relatives des première et seconde parties diélectriques sont égales.
13. Ligne selon l'une des revendications 1 à 12, caractérisée en ce que la longueur l de la période de la ligne est constante pour obtenir un facteur de ralentissement λ_0/λ_g (défini par le rapport entre la longueur d'onde dans le vide λ_0 et la longueur d'onde se propageant dans la ligne λ_g) constant en même temps qu'un déphasage β non constant, en fonction de la fréquence dans la ligne.
14. Ligne selon l'une des revendications 1 à 12, caractérisée en ce que la longueur l de la période est croissante pour obtenir un facteur de ralentissement λ_0/λ_g (défini par le rapport entre la longueur d'onde λ_0 dans le vide et la longueur d'onde λ_g dans la ligne, non constant, en même temps qu'un déphasage β constant en fonction de la fréquence dans la ligne.
15. Ligne selon la revendication 14, caractérisée en ce que la longueur l de la période croît géométriquement.
16. Ligne selon la revendication 5, caractérisée en ce que dans la région des piliers on forme dans le support de la ligne une zone active appropriée à recevoir un transistor, en ce que la couche conductrice inférieure est étreécie dans cette région pour avoir des dimensions transversales et longitudinales caractéristiques du contact Schottky ou grille d'un transistor à effet de champ, en ce que cette grille est disposée parallèlement à l'axe longitudinal de la ligne, et en surface de la zone active, entre deux plots ohmiques dits source et drain du transistor, n'ayant aucun contact électrique avec la couche conductrice inférieure, en ce que, longitudinalement de part et d'autre de la zone active, le ruban supérieur est divisé en deux parties de ruban qui viennent respectivement établir un contact électrique avec les plots de source et drain du transistor, tout en évitant les courts-circuits entre la couche conductrice inférieure et le ruban supérieur dans les régions où ces éléments sont superposés avec une faible distance.
17. Utilisation d'une ligne selon la revendication 16, caractérisée en ce que le ruban et la couche conductrice inférieure sont reliés chacun à des potentiels continus différents permettant le fonctionnement du transistor dans une zone susceptible de résulter en une capacité grille-source voulue pour le fonctionnement ondes lentes de la ligne.
18. Circuit intégré incluant une ligne selon l'une des revendications 1 à 16.
19. Circuit intégré selon la revendication 18, incluant en outre une ligne du type dit coplanaire, selon laquelle un ruban conducteur est disposé en surface d'un support entre deux lignes de masse, caractérisé en ce que le ruban de la ligne coplanaire est disposé en continuité du ruban supérieur de la ligne ondes lentes, en ce que les deux lignes de masse sont raccordées à la couche conductrice inférieure de la ligne ondes lentes en formant une seule couche, et en ce qu'une portion de couche électriquement isolante est disposée entre le ruban supérieur et la couche conductrice inférieure dans la région de raccord entre les deux types de ligne pour éviter les courts-circuits.
20. Circuit intégré selon la revendication 18, incluant un coupleur directionnel, caractérisé en ce que les lignes de transmission nécessaires à former ce coupleur sont choisies parmi les lignes selon l'une des revendications 1 à 4, ou 6 à 15.
21. Circuit selon la revendication 20, caractérisé en ce que ce coupleur est du type dit de Lange comprenant un nombre impair de ces lignes de transmission interdigitées.

22. Circuit selon la revendication 20, caractérisé en ce que ce coupleur est du type dit à branches.

23. Circuit intégré selon la revendication 20 pour réaliser un dispositif émetteur-récepteur comprenant un
5 duplexeur de fréquences pour émettre un premier signal et recevoir un second signal sur un pôle
unique, caractérisé en ce que le duplexeur de fréquences intégré est un coupleur directionnel selon
l'une des revendications 21 ou 22, ayant deux dits premiers pôles reliés par couplage électromagnéti-
que à deux dits seconds pôles, en ce que l'un desdits premier pôles constitue une entrée pour le
premier signal provenant d'un premier amplificateur, et l'autre dit premier pôle une sortie pour le
10 second signal, lequel se propage vers l'entrée d'un second amplificateur et en ce que l'un desdits
seconds pôles constitue une sortie pour le premier signal et une entrée pour le second signal, et l'autre
desdits seconds pôles est isolé.

24. Circuit selon la revendication 23, caractérisé en ce que le pôle du duplexeur qui constitue à la fois la
15 sortie pour le premier signal et l'entrée pour le deuxième est relié à une antenne unique d'émission-
réception pour les premier et deuxième signaux.

25. Utilisation d'un circuit selon l'une des revendications 23 ou 24, pour réaliser un radar.

20

25

30

35

40

45

50

55

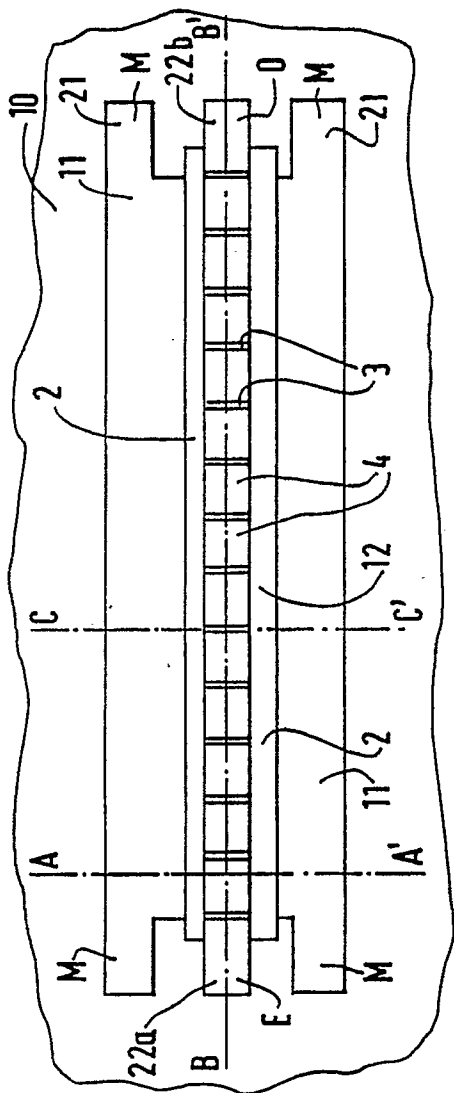


FIG. 1a

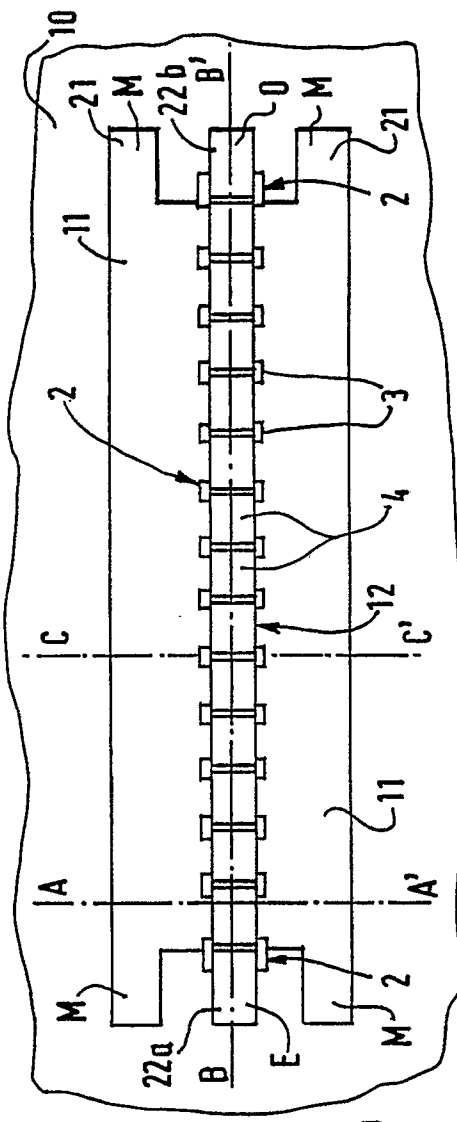


FIG. 1b

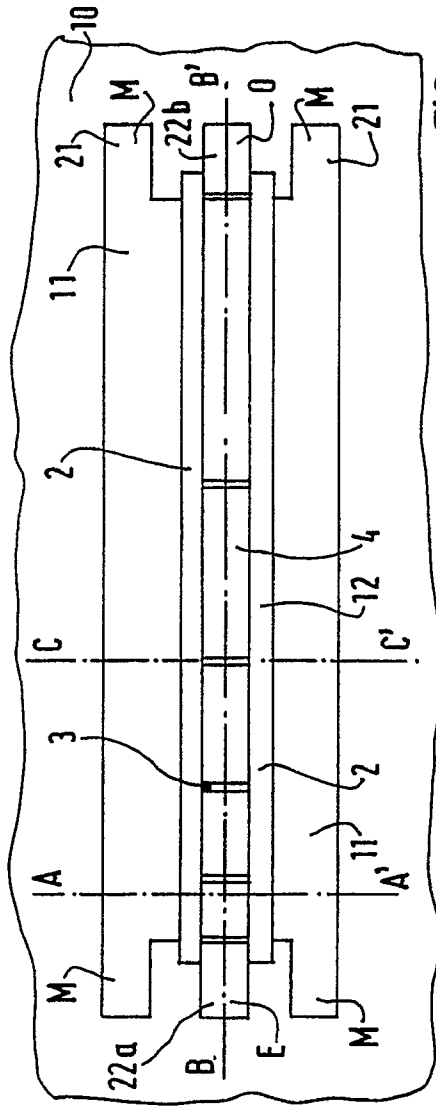


FIG. 1c

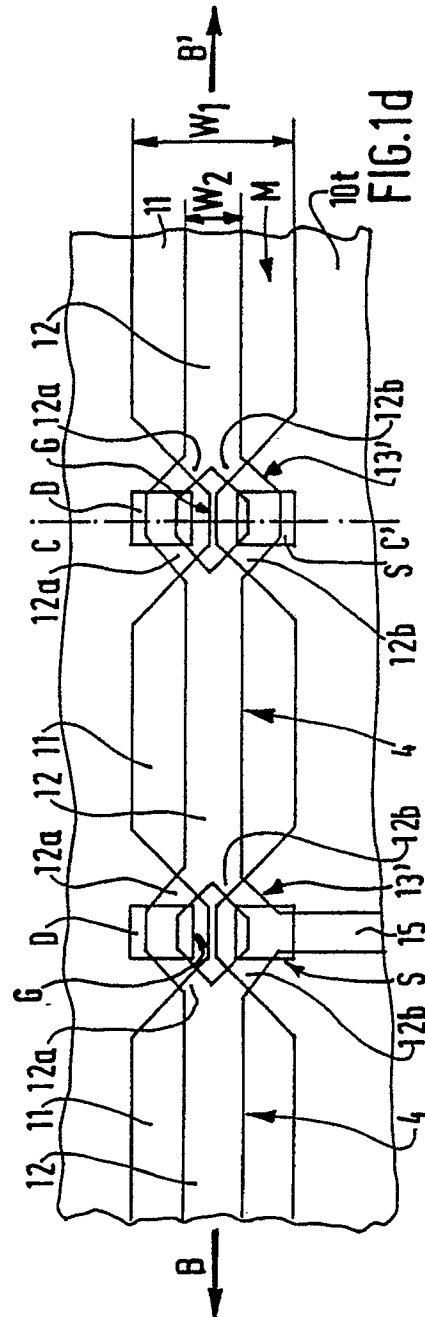


FIG. 1d

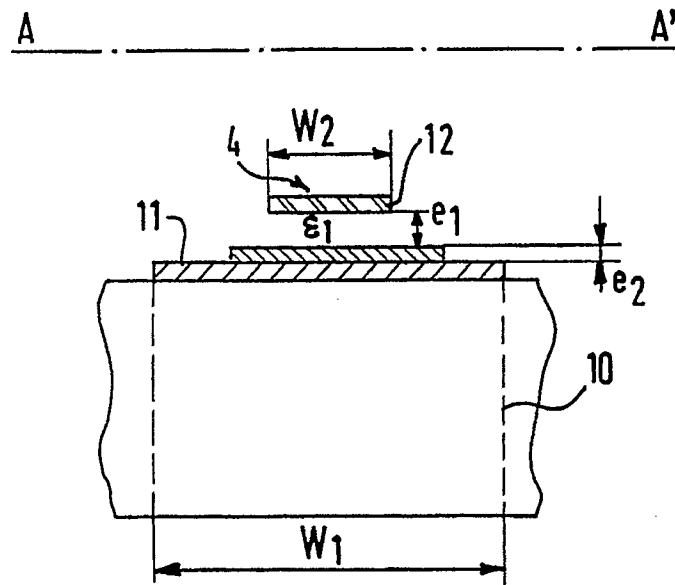


FIG. 2a

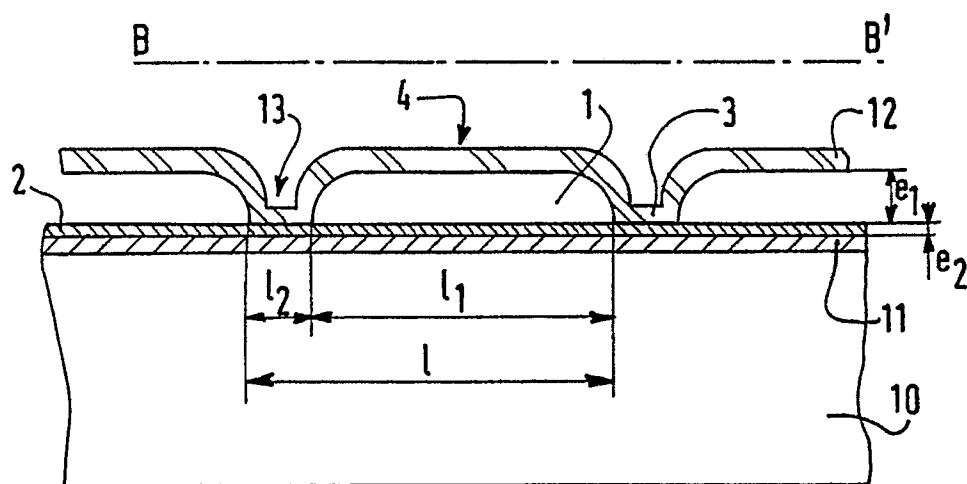


FIG. 2b

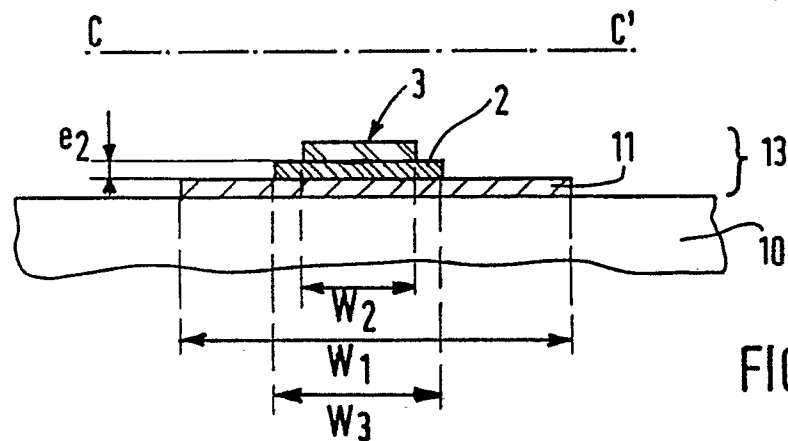


FIG. 2c

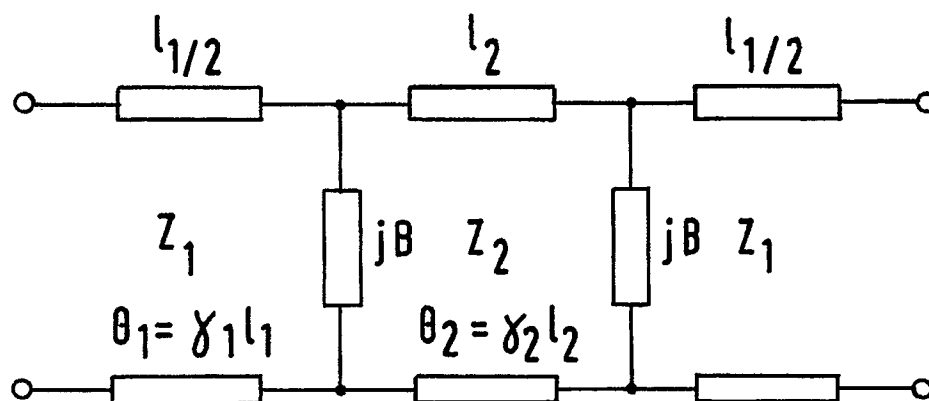


FIG.3

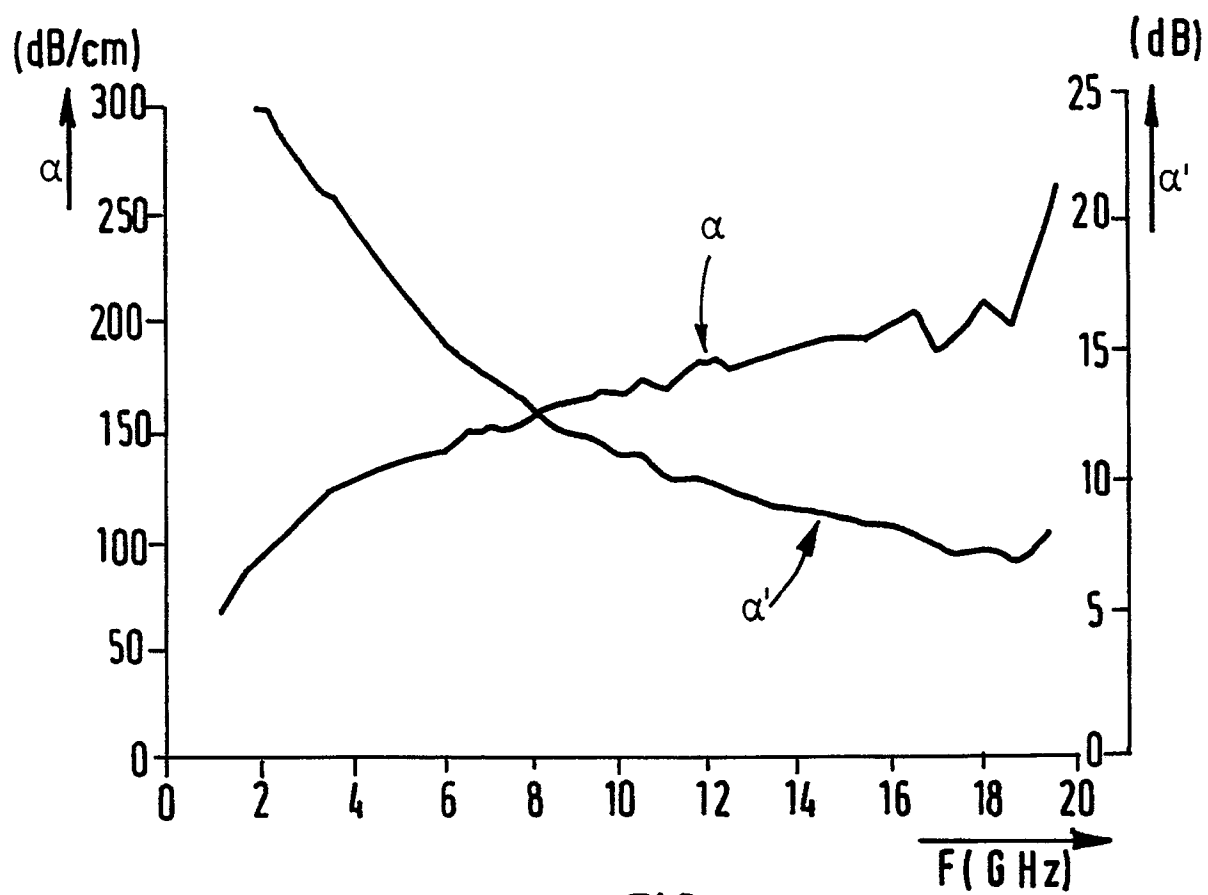
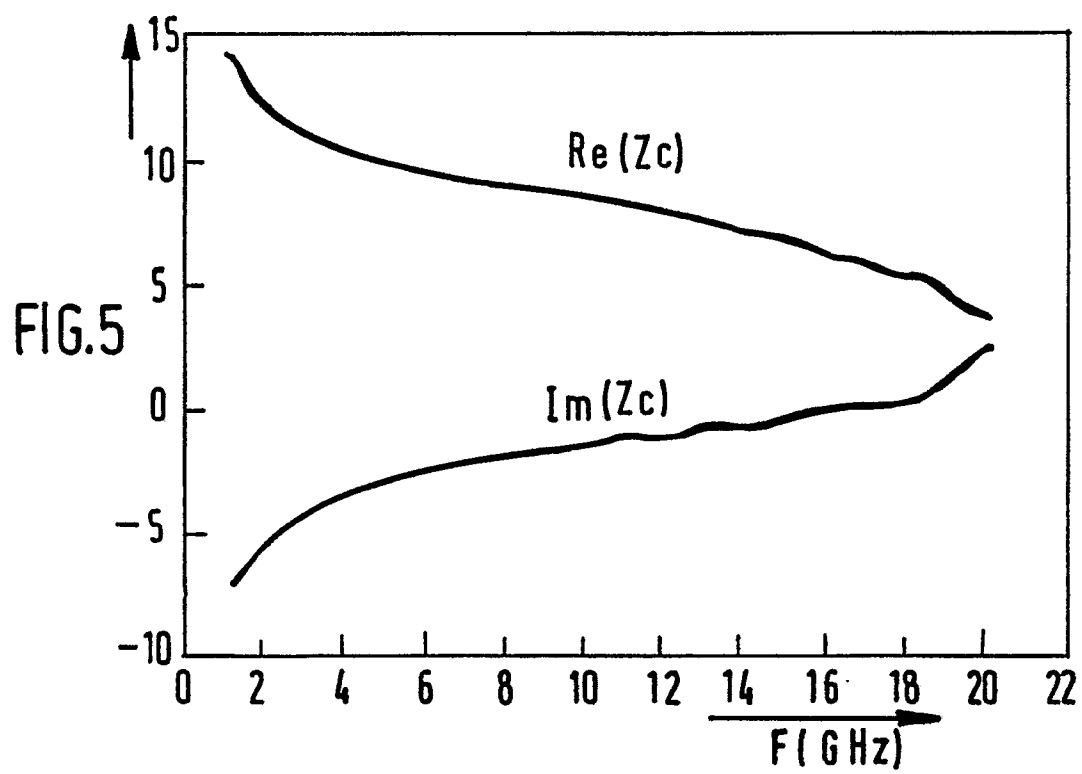
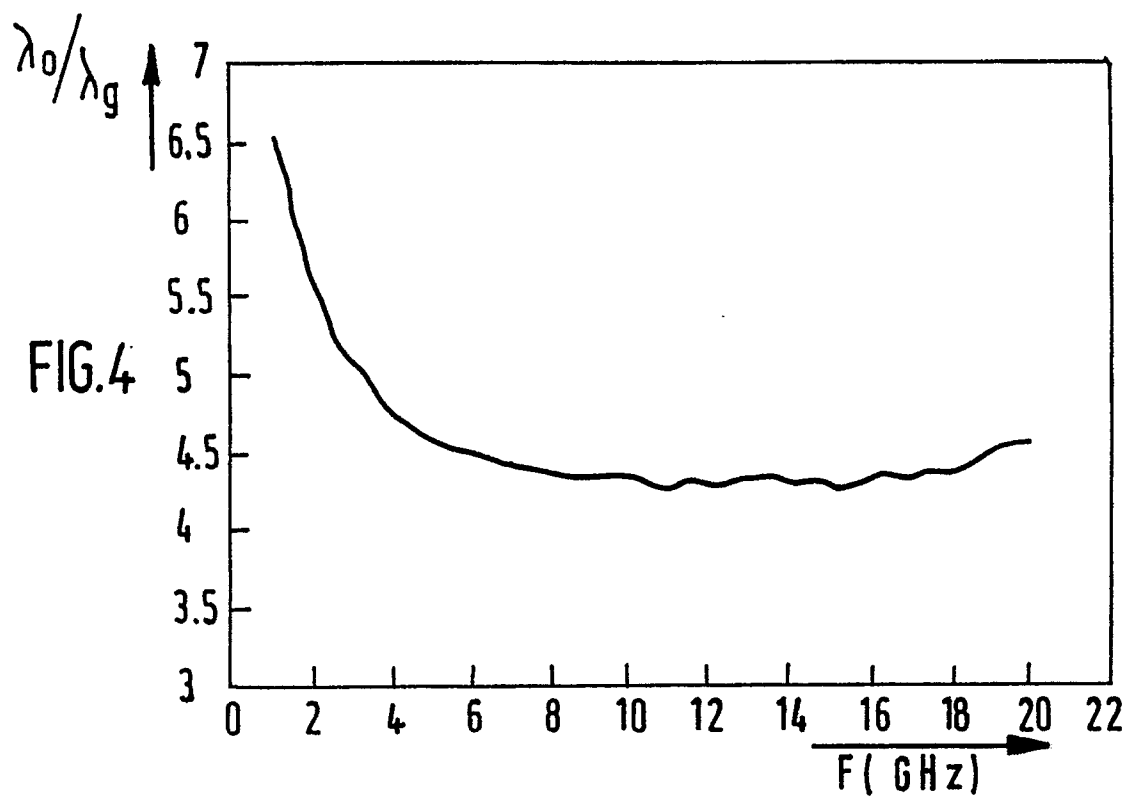
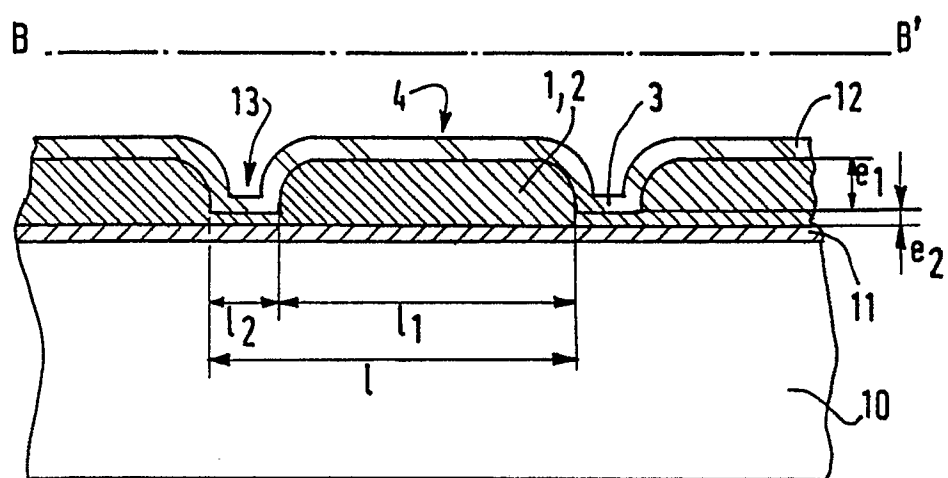
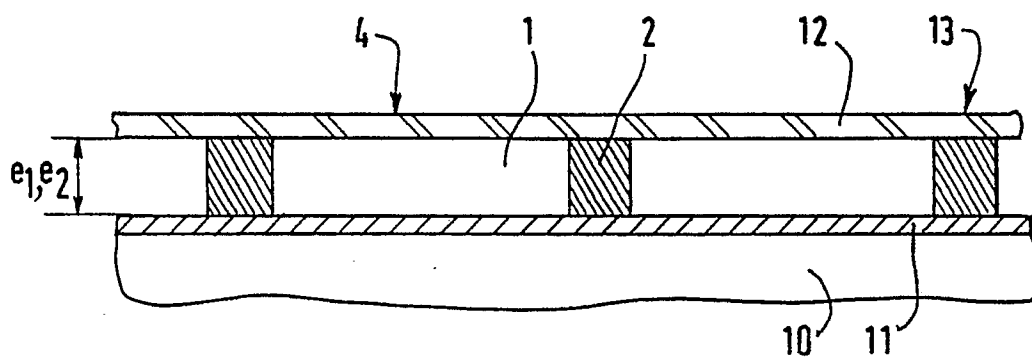
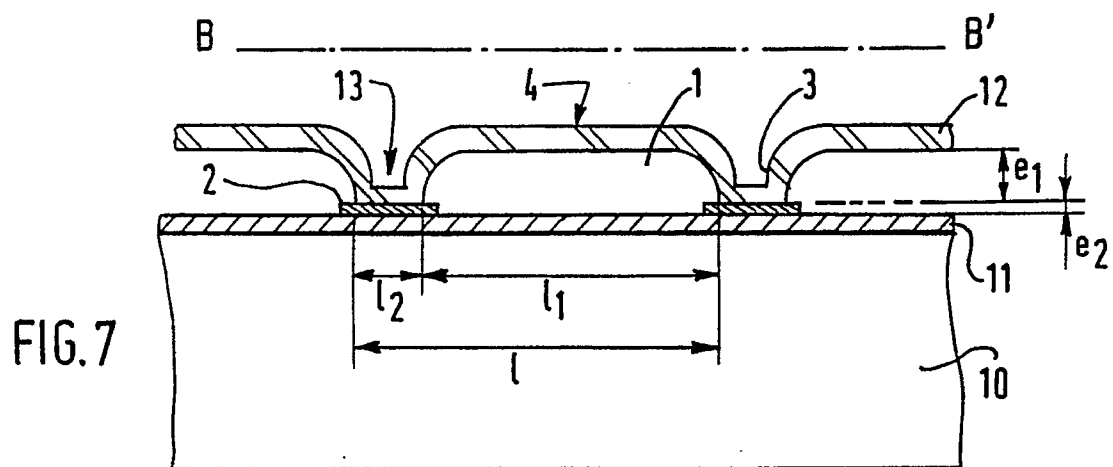
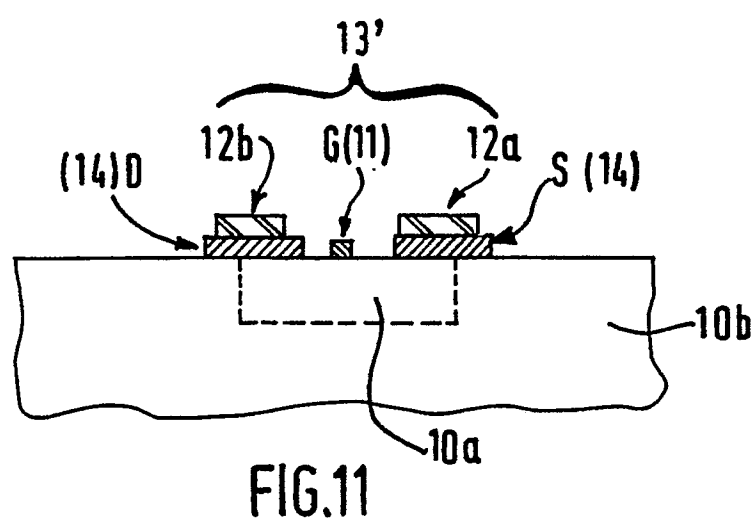
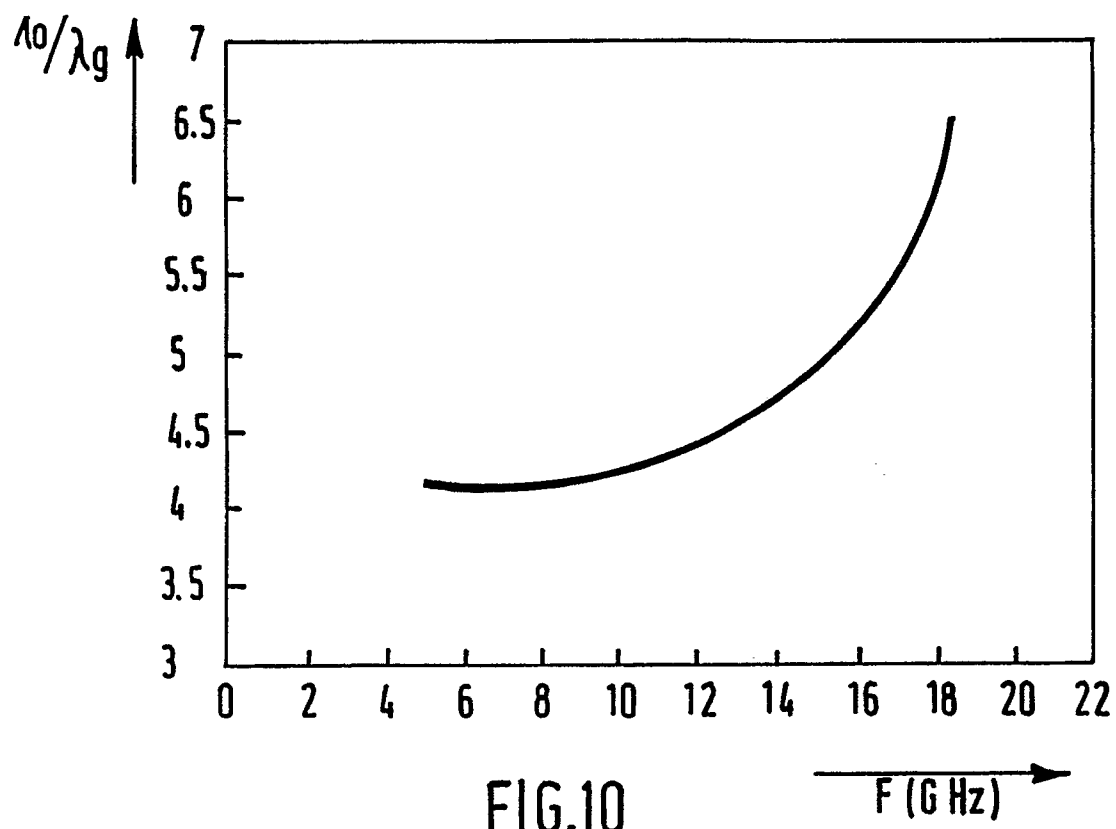


FIG.6







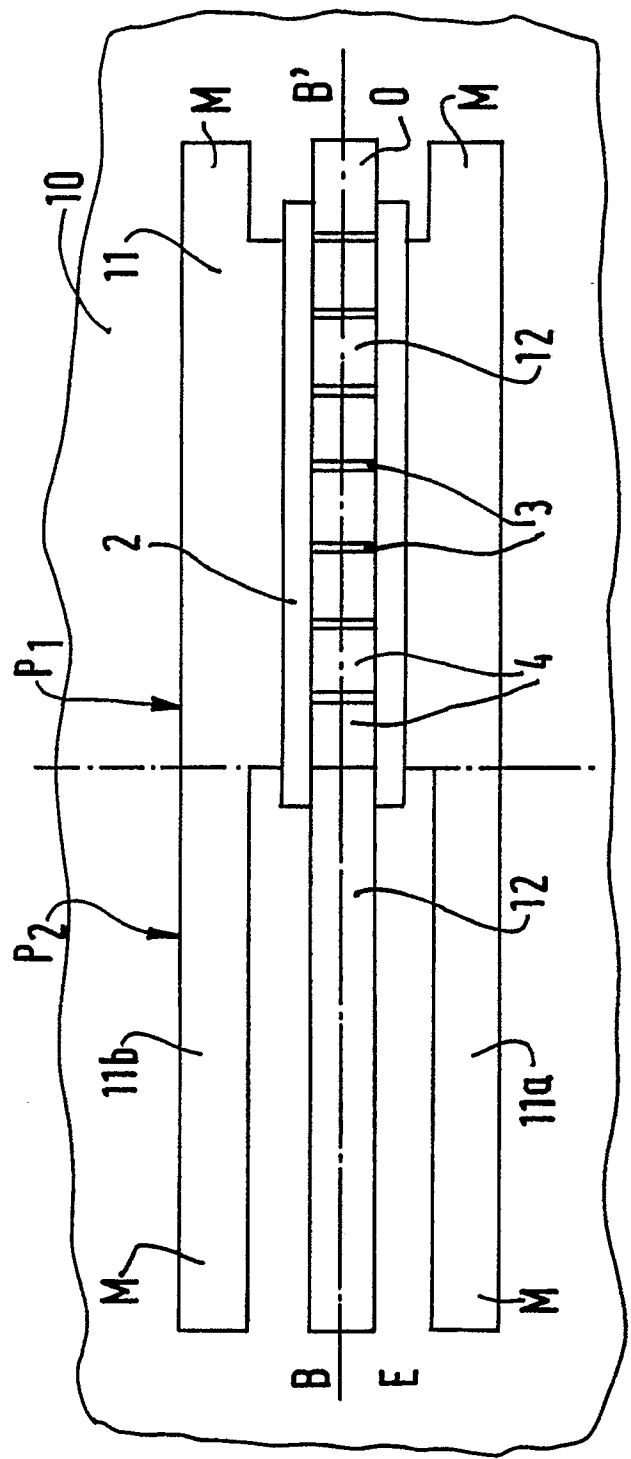


FIG.12

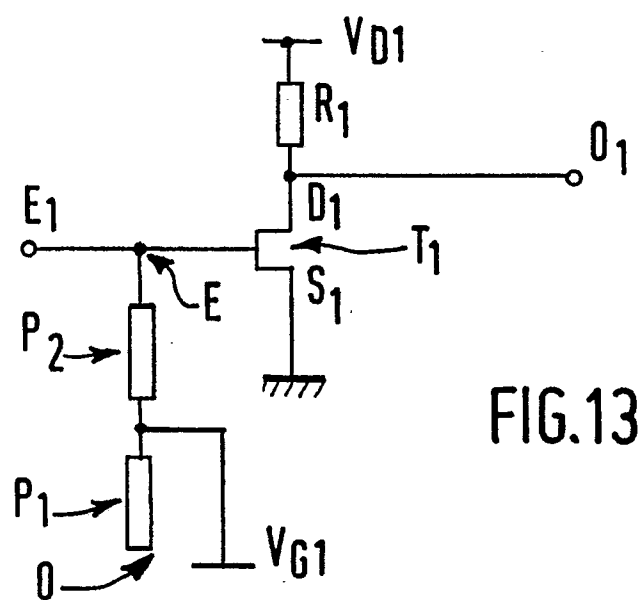


FIG.13

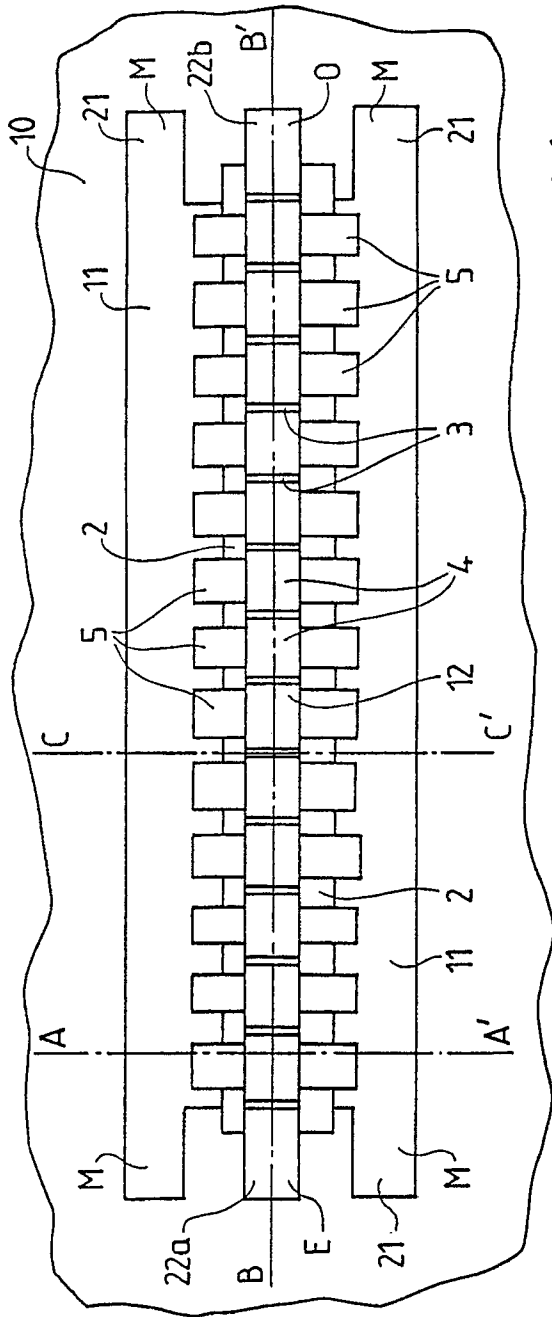


FIG. 14a

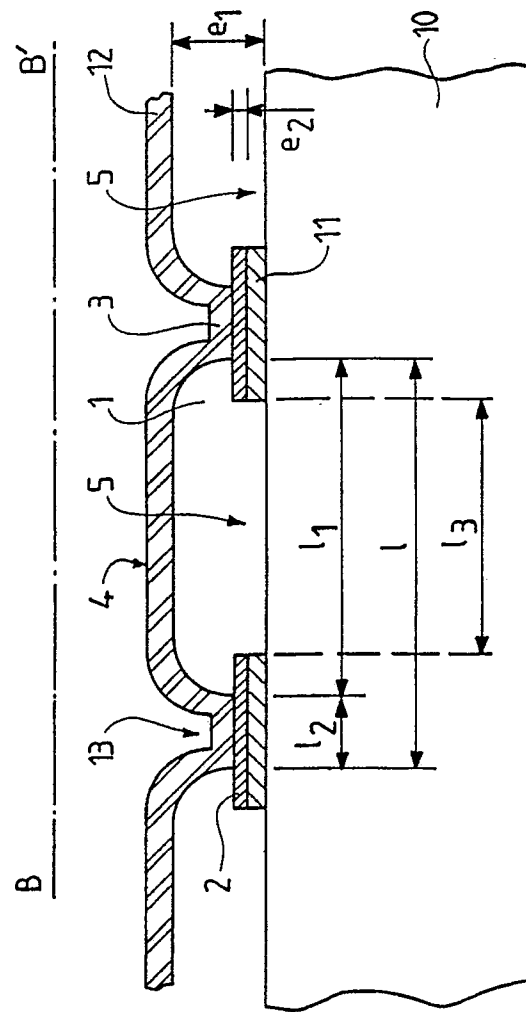


FIG. 14b

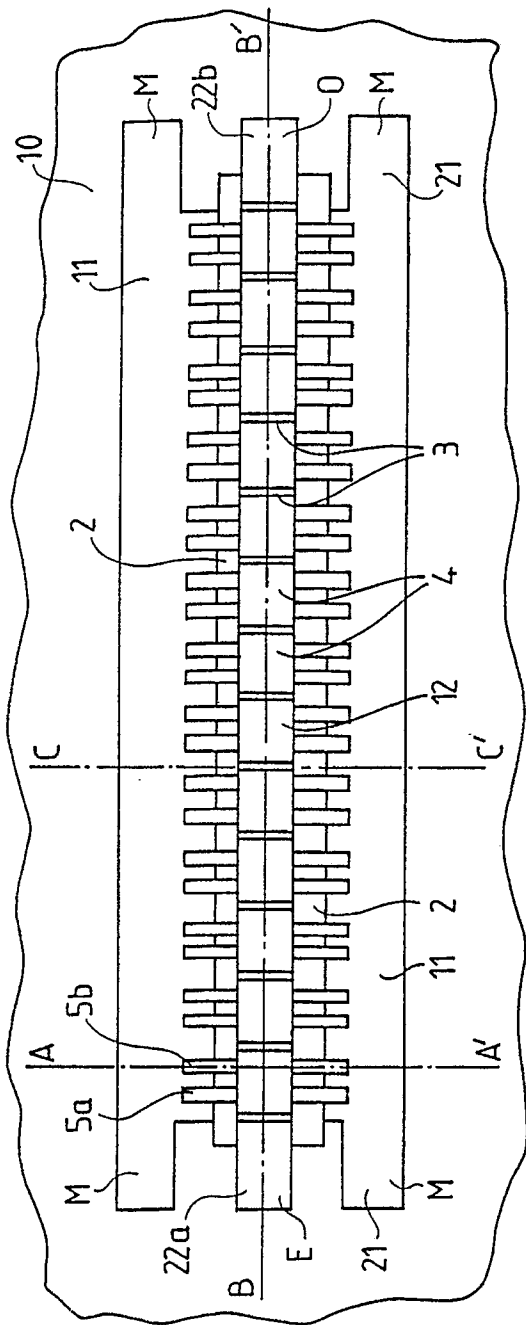


FIG. 14c

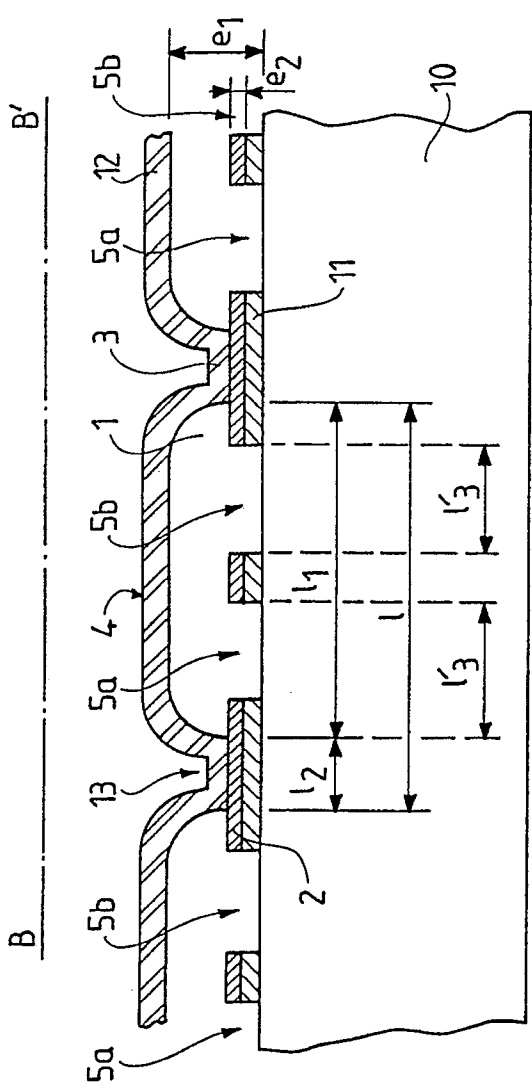


FIG. 14d

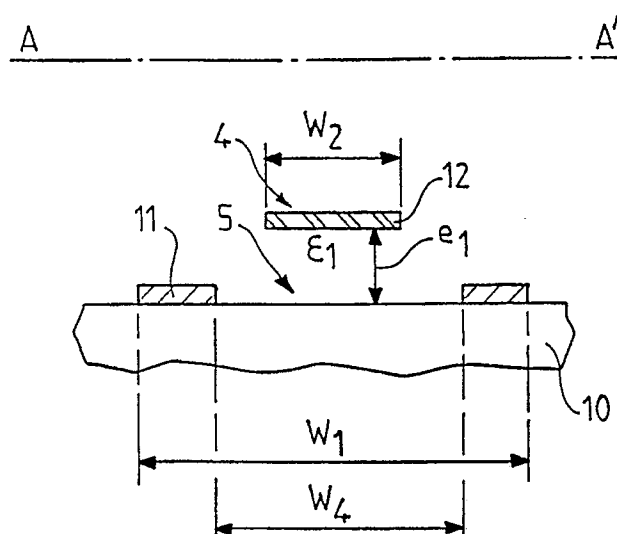
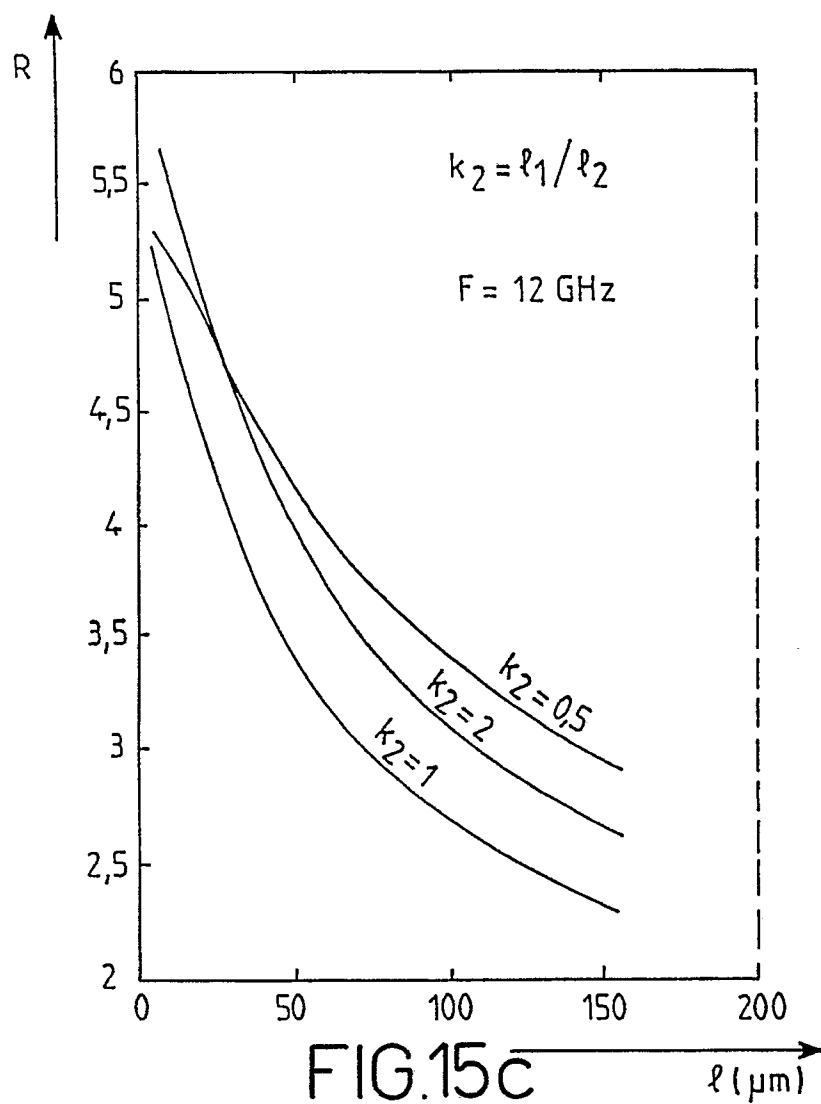
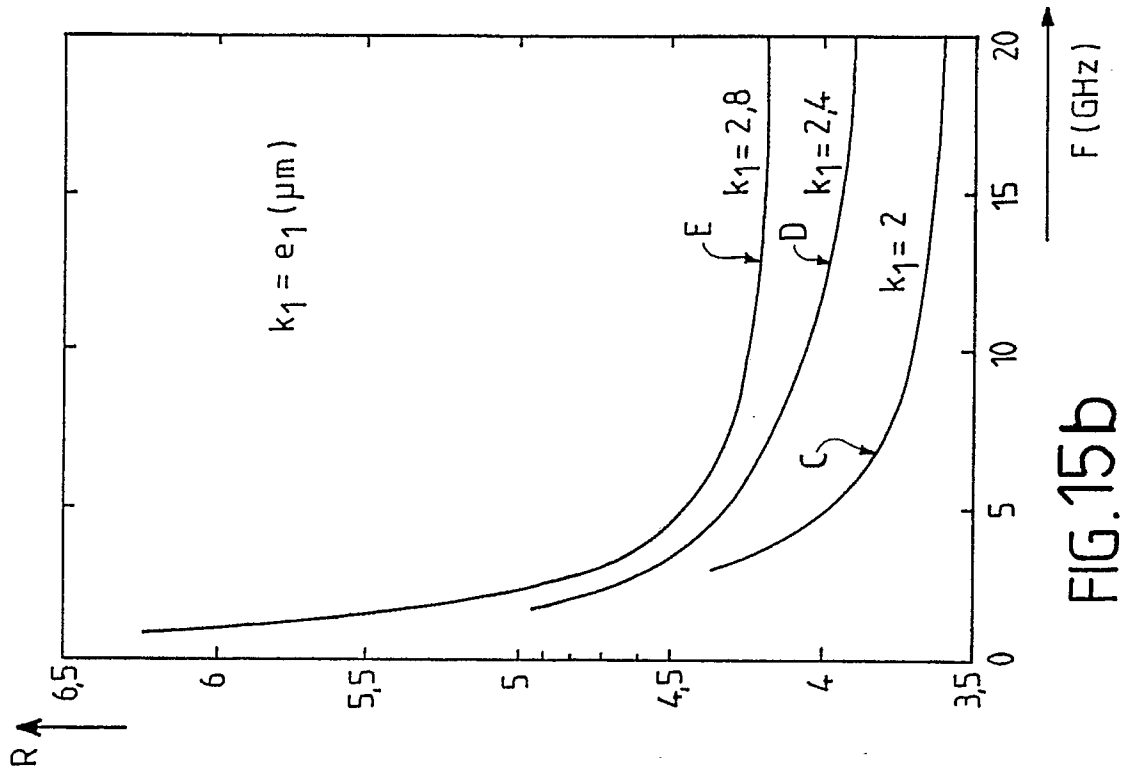
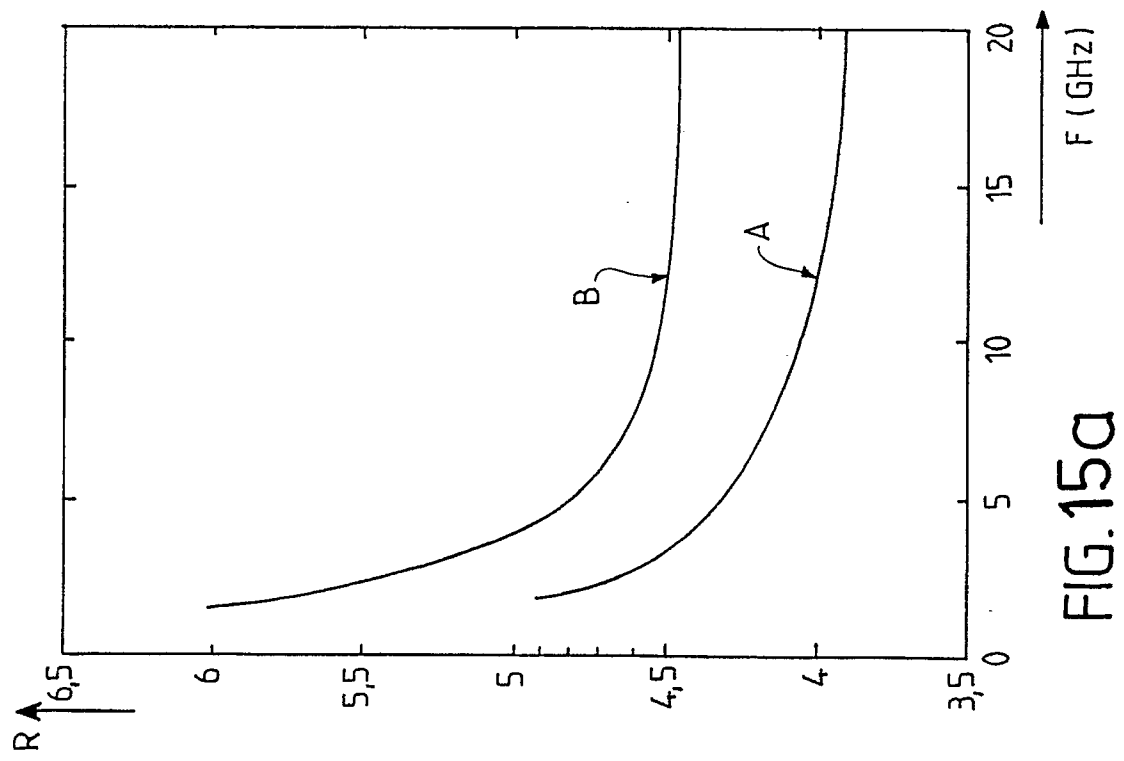


FIG.14e





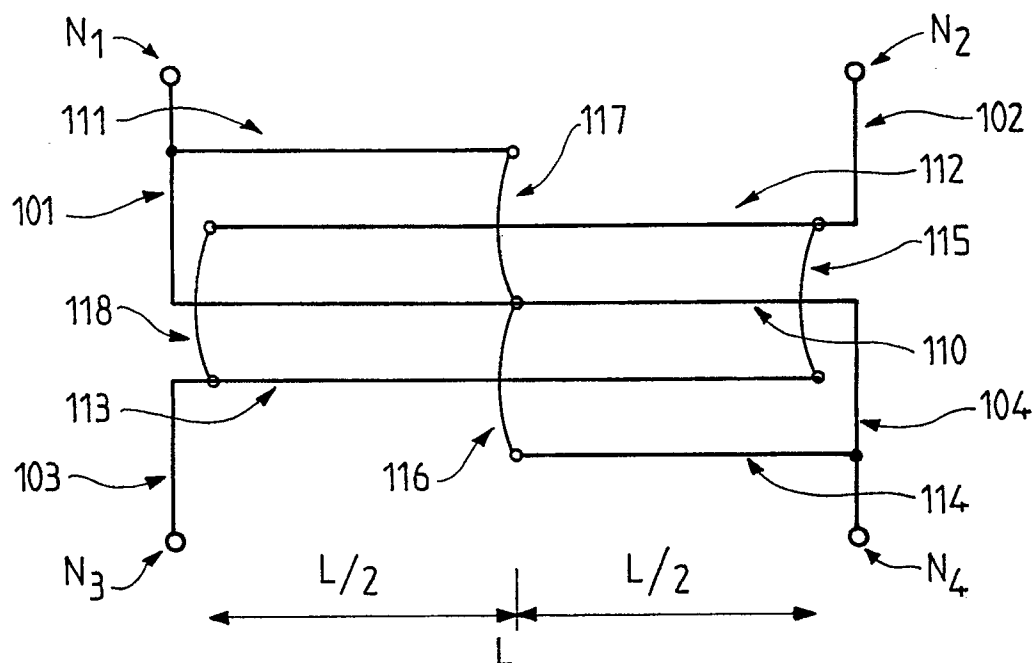


FIG.16a

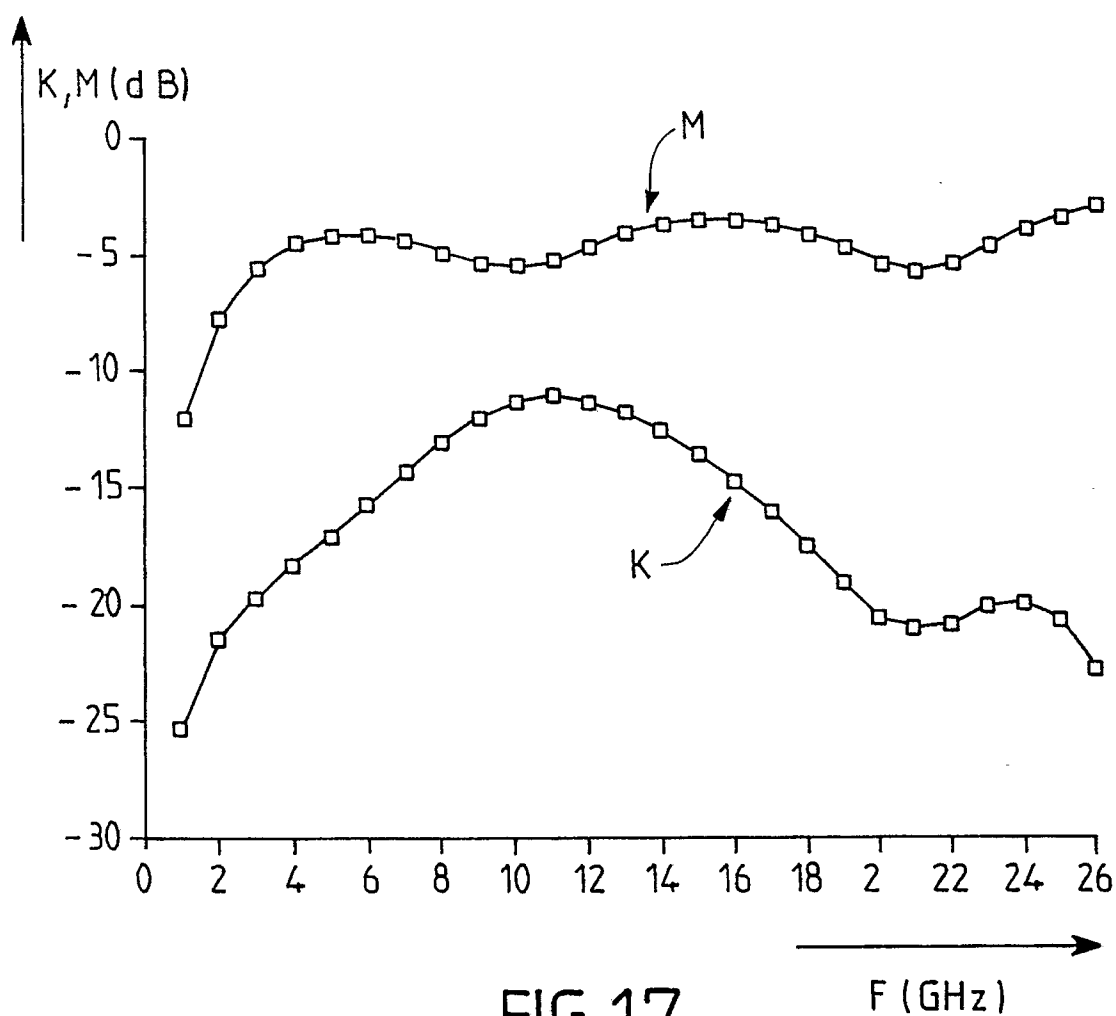


FIG.17

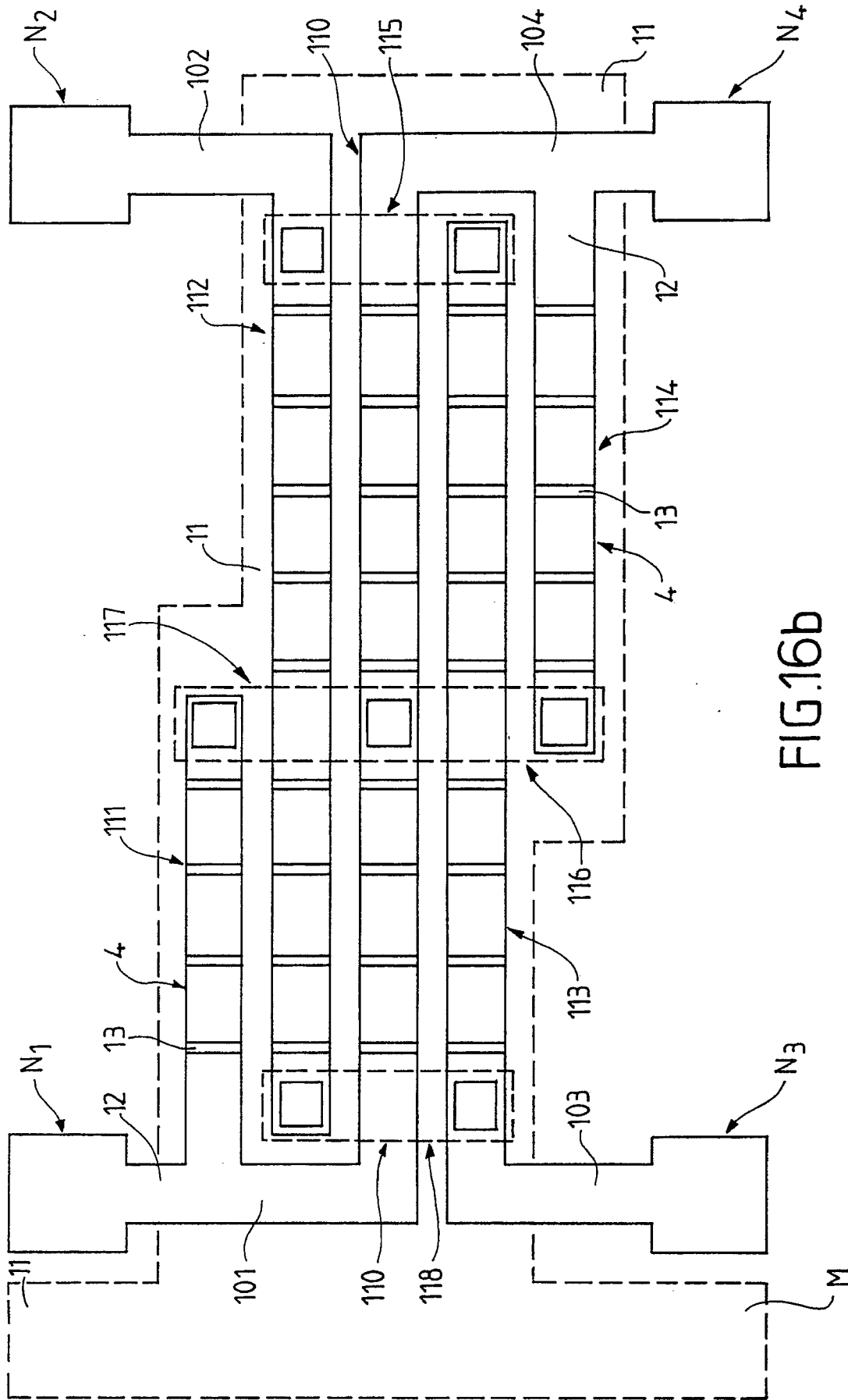


FIG. 16b

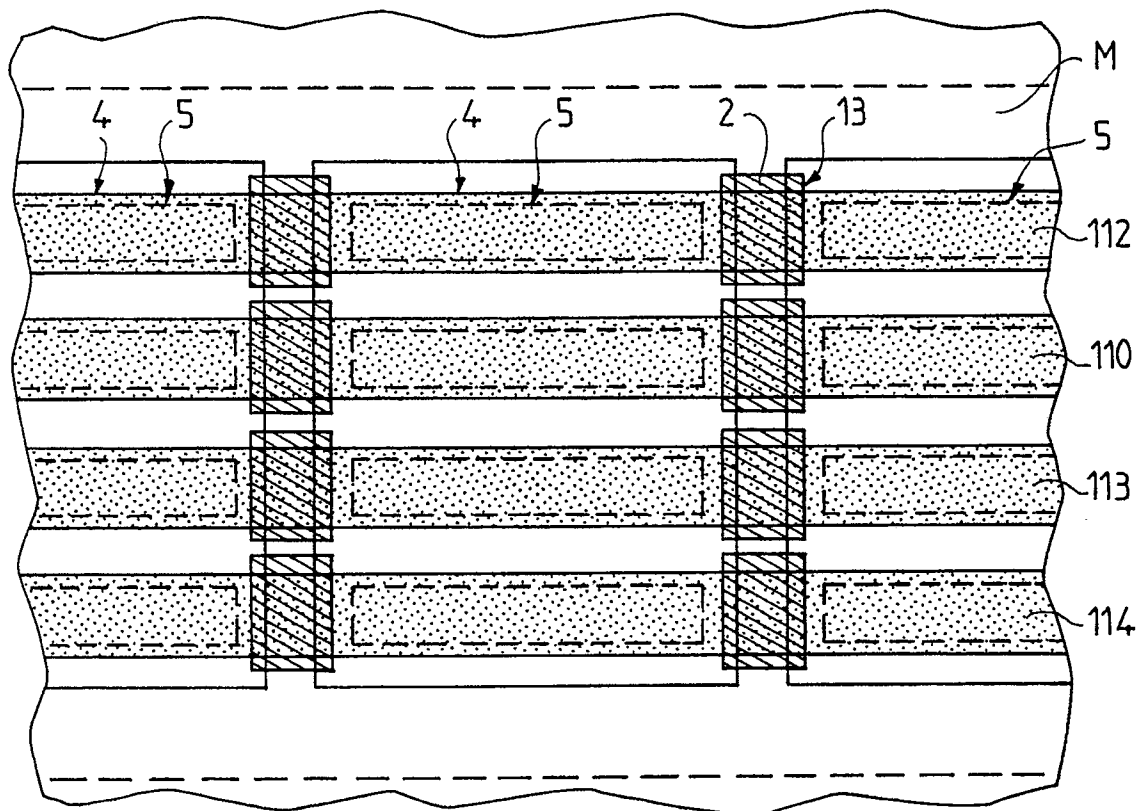


FIG. 16c

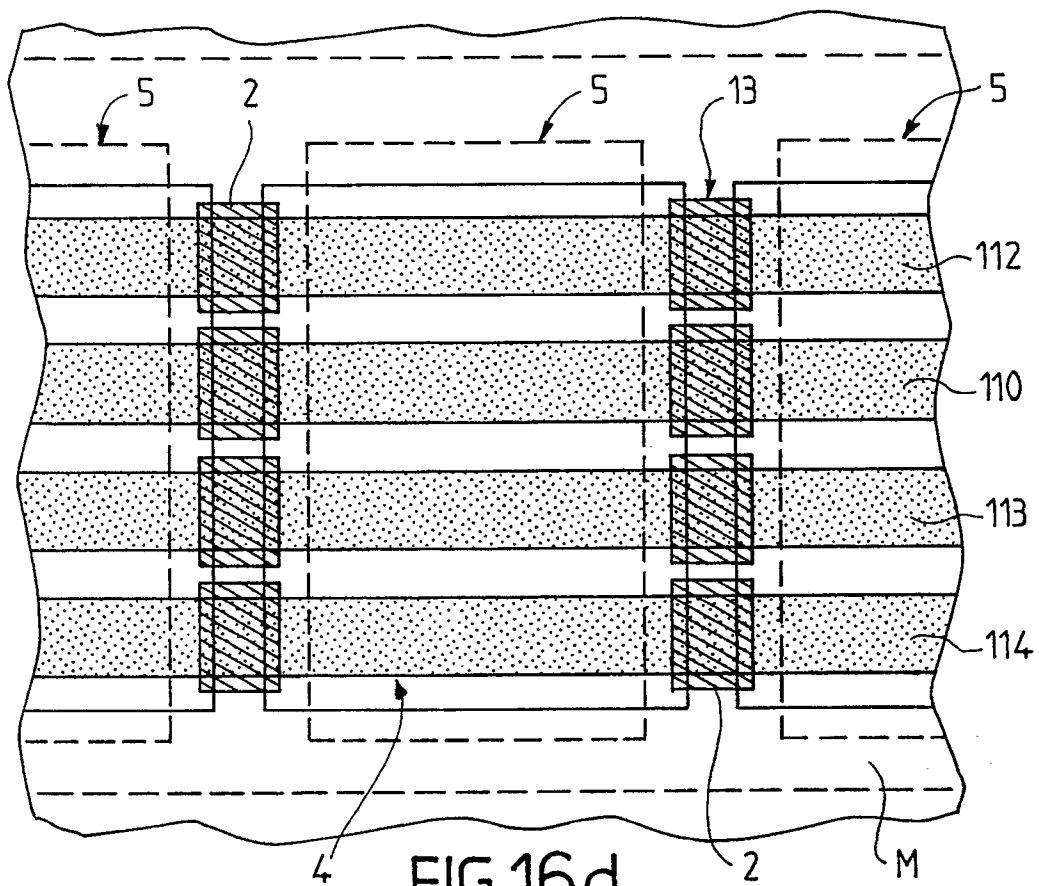


FIG. 16d

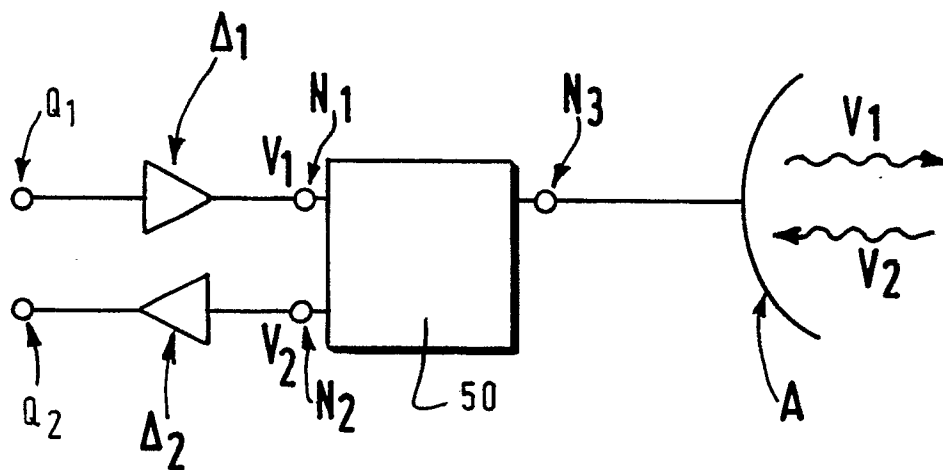


FIG.18

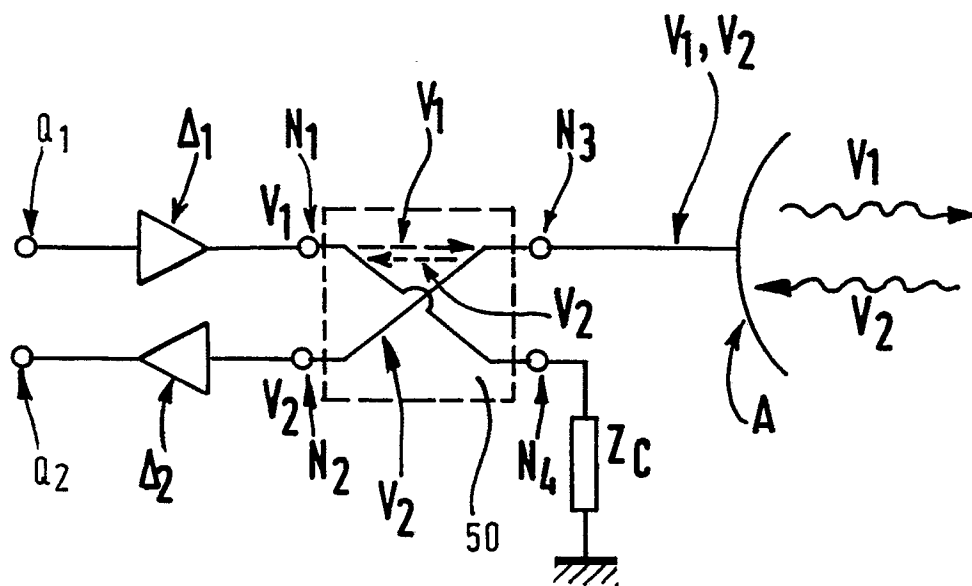


FIG.19

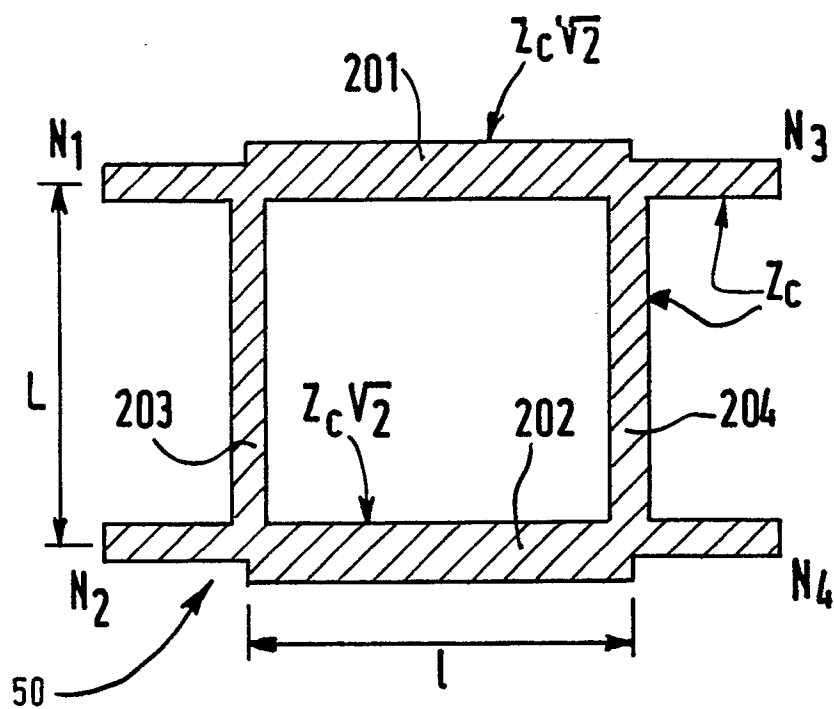


FIG. 20

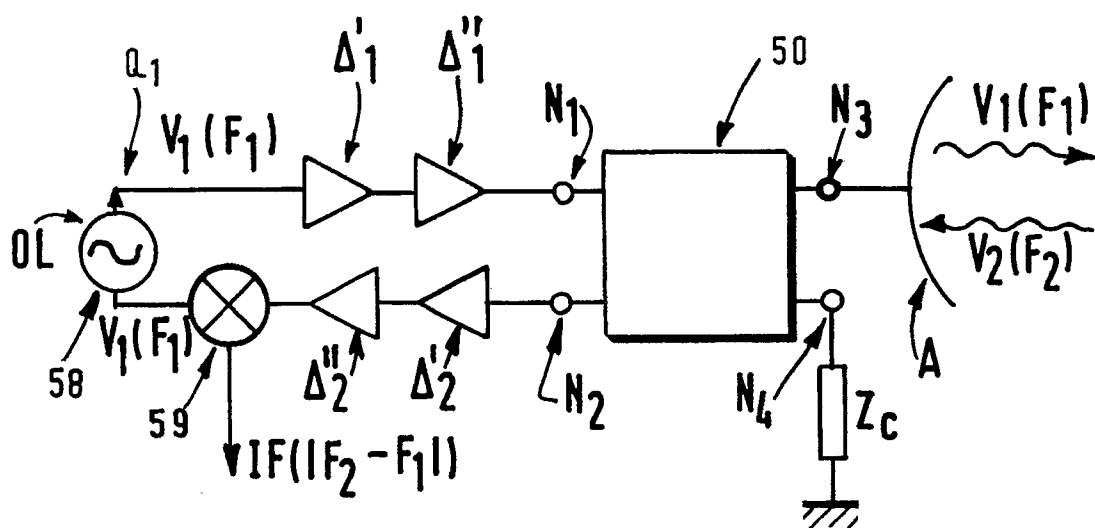


FIG. 21



Office européen
des brevets

RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numéro de la demande

EP 91 20 1234

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int. Cl.5)
X	US-A-3 004 229 (STEARNS) * Colonne 3, ligne 31 - colonne 4, ligne 48; colonne 5, lignes 6-24; figures 1-3,9 *	1,4,13	H 01 P 3/08 H 01 P 5/08 H 01 P 1/185 H 01 P 9/00 H 04 B 1/52
A	-----	12	
X	GB-A-2 042 812 (AEI SEMICONDUCTORS LTD) * Page 2, lignes 56-73; figure 7 *	1	
A	-----		
A	IEEE 1985 MICROWAVE AND MILLIMETER-WAVE MONO-LITHIC CIRCUITS SYMPOSIUM - DIGEST OF PAPERS, St. Louis, 3-5 juin 1985, pages 15-17, IEEE, New York, US; D. JÄGER: "Nonlinear slow-wave propagation on periodic Schottky coplanar lines" * Page 15, colonne de gauche, ligne 41 - colonne de droite, ligne 6; figure 1 *	1,5,16,17	
A	-----		
A	IBM TECHNICAL DISCLOSURE BULLETIN, vol. 8, no. 6, novembre 1965, pages 924-925, New York, US; A.S. FARBER: "Propagating signals across semiconductor wafers" * Le document en entier *	1,4,6,13	
A	-----		
A	GB-A-2 056 783 (CISE) * Page 1, lignes 8-11; page 1, ligne 113 - page 2, ligne 25; figures 1,2 *	1-4,13	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. Cl.5) H 01 P H 04 B
A	-----		
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN, vol. 7, no. 49 (E-161)[1194], 25 février 1983; & JP-A-57 197 934 (FUJITSU TEN K.K.) 04-12-1982 * Le document en entier *	23	
A	-----		
A	DE-A-2 818 854 (SIEMENS AG) ----- -/-		
Le présent rapport de recherche a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche La Haye		Date d'achèvement de la recherche 03 septembre 91	Examineur DEN OTTER A.M.
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			



Office européen
des brevets

RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numéro de la demande

EP 91 20 1234

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int. Cl.5)
A	US-A-4 229 717 (KRONE et al.) * Colonne 1, lignes 10-39 *		
P,X	ELECTRONICS LETTERS, vol. 26, no. 18, 30 août 1990, pages 1443-1445, Stevenage, Herts, GB; P. GAMMAND et al.: "Slow wave propagation using interconnections for IC technologies" * Le document en entier *	1,4,6,13, 18	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. Cl.5)
Le présent rapport de recherche a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche La Haye		Date d'achèvement de la recherche 03 septembre 91	Examineur DEN OTTER A.M.
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			