

⑫

FASCICULE DE BREVET EUROPEEN

④⑤ Date de publication du fascicule du brevet:
05.09.90

⑤① Int. Cl.⁵: **H01P 5/18**

②① Numéro de dépôt: **86400924.6**

②② Date de dépôt: **25.04.86**

⑤④ **Coupleur directif à large bande pour ligne à microruban.**

③⑩ Priorité: **26.04.85 FR 8506422**

④③ Date de publication de la demande:
17.12.86 Bulletin 86/46

④⑤ Mention de la délivrance du brevet:
05.09.90 Bulletin 90/36

④④ Etats contractants désignés:
AT BE CH DE FR GB IT LI NL SE

⑤⑥ Documents cités:
DE-A-2 016 801
DE-A-2 658 364
US-A-2 575 571
US-A-3 063 026
US-A-3 315 182
US-A-3 390 356
US-A-3 416 102
US-A-3 432 775
US-A-3 777 284

ELECTRONICS LETTERS,
vol. 14, no. 3, février 1978, pages 50,51, Hitchin, Herts,
GB; H.J. HERZOG: "Microstrip couplers with improved
directivity"
J.DARRICAU: "Physique et théorie du radar", 1ère
édition, tome 1, chapitre 2, pages 64-68, SODIPE, Paris
(FR)

⑦③ Titulaire: **ETAT FRANCAIS représenté par le Ministre des**
PTT (Centre National d'Etudes des
Télécommunications), 38-40 rue du Général Leclerc,
F-92131 Issy-les-Moulineaux(FR)
Titulaire: **TELEDIFFUSION DE FRANCE, 10, rue**
d'Oradour sur Glane, F-75932 Paris Cédex 15(FR)

⑦② Inventeur: **Le Dain, René, 4 allée de la Janale,**
F-35510 Cesson Sevigne(FR)
Inventeur: **Havot, Henri, 13 rue Prée, F-35510 Cesson**
Sevigne(FR)

⑦④ Mandataire: **Fort, Jacques et al, CABINET**
PLASSERAUD 84, rue d'Amsterdam, F-75009 Paris(FR)

EP 0 201 409 B1

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

Description

L'invention concerne les coupleurs directifs utilisables pour la dérivation ou la répartition de signaux à très haute fréquence dont la transmission exige l'emploi de lignes à microruban.

On connaît déjà des coupleurs destinés à de telles applications. Beaucoup ont une bande passante et une directivité faibles, par exemple 12 dB sur 1 ou 2 octaves, et/ou des pertes élevées, ce dernier cas étant notamment celui des repartiteurs à résistance. Or, diverses applications rendent souhaitable un coupleur très directif, utilisable dans une très large bande de fréquence. On peut notamment citer le cas de coupleurs pour antenne collective ou communautaire et pour réseaux de télédistribution, pour lesquels il est souhaitable de prévoir d'ores et déjà l'évolution de fréquences d'utilisation vers des valeurs élevées. Dans la pratique, le besoin se fait sentir d'un coupleur susceptible de fonctionner dans une plage de fréquences s'étendant sur plus de cinq octaves et ayant une directivité élevée.

On connaît déjà (FR-A-2 276 705) un coupleur pour ligne à ruban, constitué par un tronçon de ligne à ruban dont l'âme présente une zone localisée de rapprochement avec l'âme de la ligne principale. Un tel coupleur ne permet pas d'obtenir une bonne directivité dans une plage de fréquence étendue.

On connaît également (DE-A-2 658 364) un coupleur directif pour ligne à micro-ruban comparant deux lignes couplées parallèles et prolongées par des éléments réalisant des capacités et pouvant être remplacés par des composants discrets. On obtient ainsi une amélioration de la directivité, mais sans accroître de façon appréciable la bande passante.

On connaît également (US-A-3 416 102) un coupleur qui, dans un mode de réalisation, comporte un tronçon de fil qui est, sur une partie de sa longueur, parallèle au conducteur central du câble coaxial et en contact avec lui. Une partie terminale au moins du tronçon de prélèvement est avantageusement oblique pour faciliter l'insertion du tronçon (colonne 4, lignes 6 à 8). L'obliquité du trou d'introduction n'a pas d'autre rôle.

Il n'existe aucune parenté réelle entre ce coupleur et ceux concernés par l'invention. Leurs modes de propagation sont entièrement différents: dans un cas, on a une structure coaxiale que l'on cherche à modifier le moins possible pour éviter d'altérer les conditions de propagation et les performances, dans l'autre cas, une structure dissymétrique (conducteur microruban et plan masse) dont on améliore les performances. Dans un cas, on a un diélectrique homogène ou quasi homogène, dans l'autre cas, on a un diélectrique non homogène, composé de deux éléments (substrat et air).

L'invention vise à fournir un coupleur pour ligne à microruban présentant des pertes faibles et une directivité élevée, donc autorisant un montage en cascade de plusieurs coupleurs, sans pénaliser de façon excessive la portée, et cela dans une plage de fréquence élevée, tout en restant de coût de réalisation faible.

Dans ce but, l'invention propose notamment un coupleur directif conformément à la revendication 1.

Le prolongement formant microcapacité, dont l'écartement par rapport à la ligne sera voisin de celui de la première fraction, permet de donner au coupleur une directivité élevée.

Dans la pratique, on peut sans difficulté réaliser un coupleur du type qui vient d'être défini susceptible de fonctionner dans une plage de fréquence allant de 40 MHz à 2000 MHz, donc capable d'accepter tous les types de signaux de télévision et de radio aux fréquences prévues pour la télédistribution, et notamment de permettre la distribution directe à la première fréquence intermédiaire normalisée pour les canaux de diffusion directe par satellite.

Pour cette application, on utilisera généralement une deuxième fraction du tronçon rectiligne et faisant un angle constant avec la ligne principale. Le couplage constant de la première fraction sera en règle générale inférieur à 10 dB. La courbe de réponse en fréquence du coupleur pourra être modélisée en modifiant le rapport des longueurs des deux fractions. Il sera en particulier possible d'effectuer une préaccentuation compensant la caractéristique de la ligne principale. Le tronçon pourra présenter une longueur totale correspondant à $\lambda/4$, λ étant la longueur d'onde pour une fréquence de 460 MHz.

L'invention sera mieux comprise à la lecture de la description qui suit d'un mode particulier de réalisation, donné à titre d'exemple non limitatif. La description se réfère au dessin qui l'accompagne, dans lequel:

- la Figure 1 est une vue de dessus schématique d'un coupleur suivant l'invention, faisant apparaître une fraction d'un second coupleur;

- la figure 2 est une vue en coupe suivant la ligne II-II de la Figure 1;

- la Figure 3, similaire à la Figure 1, montre une variante.

Le coupleur qui sera décrit à titre d'exemple est d'un type utilisable pour la répartition ou la dérivation de signaux dans une plage pouvant atteindre et dépasser cinq octaves avec une directivité élevée et des pertes faibles. Le coupleur est destiné à prélever de l'énergie sur une ligne à microruban d'âme 10. Cette ligne est réalisée sur un substrat isolant 12 dont la face inférieure porte un revêtement conducteur 14 (Figure 2). Le substrat 12 pourra notamment être constitué de résine (résine epoxy par exemple) renforcée, par exemple, par de la fibre de verre, suivant une technologie qui est celle de circuits imprimés.

Le coupleur comprend un tronçon de ligne à microruban réalisé sur le substrat 12. Ce tronçon comporte une âme 16 ayant une première fraction, de longueur L1, parallèle à l'âme 10 et à faible distance de cette dernière pour assurer un couplage serré, et une seconde fraction, de longueur L2, divergeant de la ligne et habituellement rectiligne. Dans le cas envisagé plus haut d'un coupleur destiné à fonctionner dans une bande de 40 à 2000 MHz, l'angle α des deux fractions ne dépassera en général pas 10° car, au-delà, le couplage cesse d'être

satisfaisant. L'extrémité libre de la seconde fraction est munie d'une sortie 18 fermée sur l'impédance 20, impédance caractéristique du tronçon de ligne 16. L'autre extrémité du tronçon est munie d'une sortie 22, qui constitue la sortie du dérivateur. Il est possible de prévoir, sur la sortie 22, un élément métallisé 24 de compensation, permettant un ajustement d'amélioration du rapport d'onde stationnaire.

Le coupleur comprend encore une microcapacité placée dans le prolongement de la première fraction 16, au-delà de la sortie 22. Cette microcapacité est formée par un élément de microruban 26 de longueur L3. La microcapacité ainsi réalisée, placée avant la zone de couplage, prélève de l'énergie sur la ligne d'âme 10, mais ne participe pas (du moins dans la partie basse de la bande passante) au couplage proprement dit.

On donnera au tronçon de ligne à microruban du coupleur une longueur totale L telle que:

$$L = (\lambda/4)/\sqrt{\epsilon}$$

où λ est la longueur d'onde dans l'air correspondant à une fréquence choisie dans la bande passante recherchée et ϵ est la constante diélectrique du substrat.

On peut modéliser la courbe de réponse par ajustement du rapport des longueurs L1 et L2. L'angle entre la seconde fraction et la ligne principale peut également varier mais restera en règle générale largement inférieur à 45°.

Le calcul permettra de déterminer, à partir de l'écartement entre l'âme 10 et le tronçon 16, de l'épaisseur du substrat et de la largeur du tronçon 16, les différentes valeurs de couplage C :

$$C = (Z_{oe} - Z_{oo}) / (Z_{oe} + Z_{oo})$$

où Z_{oe} et Z_{oo} sont les impédances caractéristiques en mode pair et en mode impair, respectivement.

La longueur L3 de l'élément 26 doit rester inférieure à $\lambda/16$, pour ne pas perturber le fonctionnement de la ligne principale. Ce sont la longueur L3 et l'écartement S (Figure 1) qui déterminent essentiellement l'influence de l'élément 26 : ils seront ajustés par l'expérience. La largeur W de l'élément 26 est par contre sans influence notable sur la directivité, et sera choisie notamment en fonction de la charge reliée à la sortie 22, étant donné qu'elle influence l'impédance de sortie.

Grâce à la disposition qui vient d'être décrite, on obtient sans difficulté une bande passante dépassant cinq octaves et une directivité sur toute cette plage allant de 20 à 12 dB (la directivité étant le rapport des puissances sortant en 22 et en 18).

A titre d'exemple, on peut indiquer qu'un coupleur sur substrat verre-epoxy, sur 1,6 mm d'épaisseur a été réalisé avec L = 80 mm, L1 = 25 mm, L3 = 15 mm. L'écartement S était de 0,3 mm. L'angle α était d'environ 3°. La même épaisseur de revêtement métallique a été utilisée pour réaliser le tronçon 16, les sorties 18 et 22 et l'élément 26.

Dans la variante de réalisation montrée en Figure 3, les performances du coupleur sont encore ac-

crues par l'adjonction d'une impédance 30 entre l'âme 10 et le tronçon 16, à hauteur de la sortie 22. La valeur Z de cette impédance 30 est choisie en fonction du couplage désiré en basse fréquence. Elle n'altère pas la transmission dans le reste de la bande si elle est convenablement choisie : une résistance dont la valeur est comprise entre 750 et 1000 Ohms a donné des résultats satisfaisants pour la bande passante mentionnée plus haut. Elle peut être constituée par un composant discret ou être intégrée sur le substrat.

Revendications

1. Coupleur directif pour ligne principale à microruban, comprenant un tronçon rectiligne de la ligne principale et un tronçon de ligne supplémentaire à microruban dont l'âme (16) est couplée à l'âme (10) du tronçon de ligne principale sur une longueur $\lambda/4$, λ étant la longueur d'onde dans une partie médiane de la bande passante recherchée, une première extrémité du tronçon de ligne supplémentaire étant reliée à une sortie vers une charge et prolongée pour former une excroissance (L3) de longueur inférieure à $\lambda/16$, caractérisé en ce que le tronçon de ligne supplémentaire est constitué d'une première fraction (L1) parallèle au tronçon de ligne principale et à faible distance de celle-ci pour avoir un couplage serré et d'une seconde fraction (L2) divergeant du tronçon de ligne principale et fermée à son extrémité libre, qui correspond à la deuxième extrémité du tronçon de ligne supplémentaire, par une impédance caractéristique (20), l'extrémité libre de la première fraction (L1) formant ladite première extrémité du tronçon de ligne supplémentaire et en ce que ladite excroissance est parallèle audit tronçon de la ligne principale, pour constituer une microcapacité de prélèvement d'énergie sur la ligne principale.

2. Coupleur selon la revendication 1, caractérisé en ce que la seconde fraction est rectiligne et fait un angle constant avec l'âme (10) de la ligne.

3. Coupleur selon la revendication 1 ou 2, prévu pour fonctionner dans la plage de fréquence comprise entre 40 et 2000 MHz en vue de la télédistribution de signaux radio ou de télévision, caractérisé en ce que l'on adopte la longueur d'onde λ pour une fréquence de 460 MHz.

4. Coupleur selon la revendication 1, 2 ou 3, caractérisé en ce que la première fraction présente un couplage avec la ligne inférieur à 10 dB.

5. Coupleur selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que l'âme de l'excroissance prolongeant la première fraction (26) a la même épaisseur que l'âme dudit tronçon de ligne supplémentaire.

6. Coupleur selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'une impédance résistive (30) est placée entre l'âme (10) du tronçon de ligne principale et l'âme (16) du tronçon de ligne supplémentaire, à hauteur de la sortie (22) vers la charge.

7. Coupleur selon l'une des revendications 3 ou 7, caractérisé en ce que ladite impédance est comprise entre 750 et 1000 Ohms.

Claims

1. Directional coupler for a main microstrip line, comprising a rectilinear section of the main line and an additional microstrip line section whose core (16) is coupled to the core (10) of the main line section over a length equal to $\lambda/4$, λ being the wave length in a median part of the passband to be obtained, a first end of the additional line section being connected to an output toward a load and being extended for forming an extension (L3) having a length lesser than $\lambda/16$, characterized in that the additional line section consists of a first fraction (L1) which is parallel to the main line section and is at a low distance therefrom for having a tight coupling and the second fraction (L2) diverging from the main line section and closed, at its free end, which corresponds to a second end of the additional line section, on a matched impedance (20), the free end of the first fraction (L1) constituting said first end of the additional line section,

and in that said extension is parallel to said main line section for constituting a microcapacitor taking off energy from the main line.

2. Coupler according to claim 1, characterized in that the second fraction is rectilinear and is at a constant angle with the core (10) of the main line.

3. Coupler according to claim 1 or 2, for remote distribution of radio or TV signals in the frequency range comprised between 40 and 2000 MHz, characterized in that the wavelength λ is the wavelength for a frequency of 460 MHz.

4. Coupler according to claim 1, 2 or 3, characterized in that the first fraction has a degree of coupling with the main line which is lesser than 10dB.

5. Coupler according to any one of the preceding claims, characterized in that the core of the extension of the first fraction (26) has the same thickness as the core of said additional line section.

6. Coupler according to any one of the preceding claims, characterized in that a resistive impedance (30) is located between the core (10) of the main line section and the core (16) of the additional line section, in close proximity to the output (22) toward the load.

7. Coupler according to claim 3 or 7, characterized in that said impedance is of from 750 to 1000 Ohm.

Patentansprüche

1. Richtkoppler für Streifenleiter-Hauptleitungen, mit einem geradlinigen Hauptleitungsabschnitt und einem Abschnitt einer Streifenleiter-Nebenleitung, dessen Steg (16) mit dem Steg (10) des Hauptleitungsabschnittes über eine Länge von $\lambda/4$ gekoppelt ist, wobei λ die Wellenlänge in einem mittleren Bereich des ausgewählten Durchlaßbereiches ist und wobei ein erstes Ende des Nebenleitungsabschnittes mit einem Ausgang zu einer Last verbunden und zur Ausbildung eines Überstandes (L3) der Länge kleiner als $\lambda/16$ verlängert ist, dadurch gekennzeichnet, daß der Nebenleitungsabschnitt aus einem ersten Teil (L1), der parallel zum Hauptleitungsabschnitt und in geringer Entfernung von die-

sem angeordnet ist, um eine feste Kopplung zu haben, und aus einem zweiten Teil (L2) gebildet ist, der vom Hauptleitungsabschnitt abweicht und an seinem freien Ende, das dem zweiten Ende des Nebenleitungsabschnittes entspricht, durch eine charakteristische Impedanz (20) abgeschlossen ist, wobei das freie Ende des ersten Teils (L1) das erste Ende des Nebenleitungsabschnittes bildet, und daß der Überstand parallel zum Hauptleitungsabschnitt (L3) ist, um eine Mikrokapazität zum Abgriff von Energie von der Hauptleitung zu bilden.

2. Koppler nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der zweite Teil geradlinig ist und einen konstanten Winkel mit dem Steg (10) der Hauptleitung bildet.

3. Koppler nach Anspruch 1 oder 2 zur Übertragung von Radio- oder Fernsehsignalen im Frequenzbereich von 40 bis 2000 MHz, dadurch gekennzeichnet, daß die Wellenlänge λ diejenige für eine Frequenz von 460 MHz ist.

4. Koppler nach Anspruch 1, 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, daß der erste Teil eine Kopplung mit der Hauptleitung von kleiner als 10 dB aufweist.

5. Koppler nach einem der vorgehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß der Steg (26) des den ersten Teil verlängernden Überstandes dieselbe Dicke wie der Steg des Nebenleitungsabschnittes besitzt.

6. Koppler nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß eine resistive Impedanz (30) zwischen dem Steg (10) des Hauptleitungsabschnittes und dem Steg (16) des Nebenleitungsabschnittes auf der Höhe des Ausganges (22) zu der Last angeordnet ist.

7. Koppler nach einem der Ansprüche 3 oder 7, dadurch gekennzeichnet, daß die genannte Impedanz im Bereich zwischen 750 und 1000 Ohm liegt.

FIG. 1.

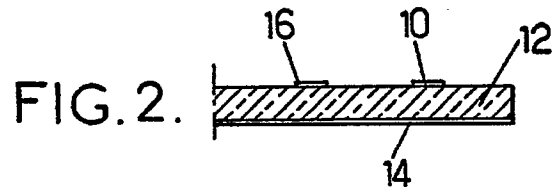
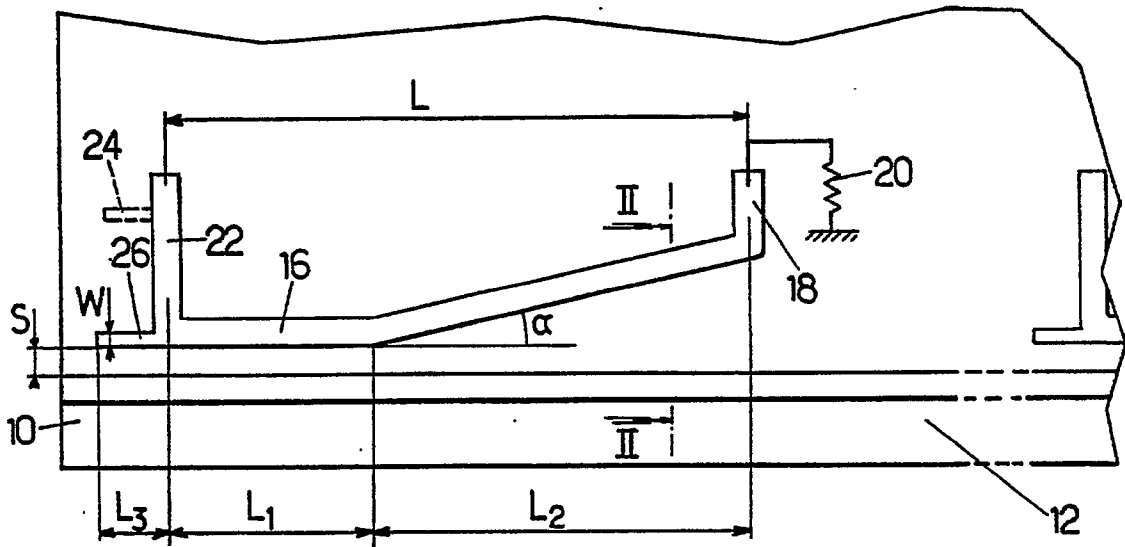


FIG. 3.

