

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

⑫

N° 80 25183

⑤④ Coupleur hybride hyperfréquence à large bande et mélangeur équilibré le comportant.

⑤① Classification internationale (Int. Cl.³). H 01 P 5/12.

②② Date de dépôt 27 novembre 1980.

③③ ③② ③① Priorité revendiquée :

④① Date de la mise à la disposition du
public de la demande B.O.P.I. — « Listes » n° 21 du 28-5-1982.

⑦① Déposant : Société dite : OREGA ELECTRONIQUE ET MECANIQUE, résidant en France.

⑦② Invention de : Alain Patin.

⑦③ Titulaire : *Idem* ⑦①

⑦④ Mandataire : Philippe Guilguet, Thomson-CSF, SCPI,
173, bd Haussmann, 75360 Paris Cedex 08.

SCH/HAU

1

COUPLEUR HYBRIDE HYPERFREQUENCE A LARGE BANDE
ET MELANGEUR EQUILIBRE LE COMPORTANT

La présente invention concerne un coupleur hybride hyper-
fréquence à trois décibels, du type utilisant une ligne de trans-
mission fermée sur elle-même, de longueur électrique égale à un
multiple entier au moins égal à deux de demi-longueurs d'onde
5 présentant quatre paires de terminaux réunies entre elles par des
tronçons de ligne de longueur électrique égale à un multiple entier
de quarts d'onde, dont la propriété principale est de diviser la
puissance électrique appliquée à l'une des paires de terminaux
sensiblement équitablement entre deux des autres paires, la puissance
10 transmise à la quatrième paire étant sensiblement nulle.

Par l'adjectif "hyperfréquence" on comprend dans ce qui suit
au moins la partie supérieure de la bande ultra-haute fréquence
(U.H.F.) comprenant les bandes désignées par "L" et "S" des ondes de
longueur décimétrique (de 10 à 30 centimètres), c'est-à-dire la
15 bande de fréquences allant de 1 à 3 GHz (ou k MHz).

Une des applications possibles d'un tel type de coupleur
hybride à trois décibels est constituée par un mélangeur hyper-
fréquence du type équilibré, dans lequel deux paires de terminaux
découplées l'une par rapport à l'autre reçoivent respectivement le
20 signal d'entrée haute-fréquence comprenant la porteuse modulée qui
est à transposer sur une autre fréquence et l'onde de l'oscillateur
local permettant d'effectuer cette transposition ou changement ou
conversion de fréquence à une fréquence intermédiaire égale à la
somme ou à la différence entre les fréquences respectives de la
25 porteuse et de l'onde fournie par l'oscillateur local, l'une pouvant
être supérieure ou inférieure à l'autre. Les deux autres paires
recevant chacune la moitié des puissances respectives du signal et
de l'onde local, alimentent, par l'intermédiaire d'un mélangeur à
diode ou à transistor hyperfréquence chacune, un filtre passe-bande
30 à la fréquence intermédiaire susmentionnée dont la bande passante
comprend, par exemple, l'une ou les deux bandes latérales de

modulation transposées de part et d'autre de cette fréquence intermédiaire, sans modification notable.

L'un des types de coupleur hybride utilisable est dérivé de celui utilisant quatre tronçons de guide d'onde rectangulaire dont les deux premiers sont parallèles l'un par rapport à l'autre et situés avec leurs parois en regard (par exemple, de plus grande dimension) à un quart de longueur d'onde dans le guide ($\lambda_g/4$) et dont les deux seconds tronçons sont normaux (perpendiculaires) à ces parois des deux premiers et réunissent chacun une paire d'ouvertures pratiquées dans ces parois, l'une en regard de l'autre. Les axes géométriques (longitudinaux) des seconds tronçons qui effectuent le couplage entre des deux premiers tronçons et dont les longueurs sont égales à $\lambda_g/4$, sont respectivement situés à un quart de longueur d'onde l'une de l'autre. Le signal électrique hyperfréquence appliquée à l'un des terminaux de l'un des premiers tronçons ressort sur les terminaux opposés des deux premiers tronçons en quadrature de phase, c'est-à-dire que l'onde sortant de celui des premiers tronçons qui la reçoit sur son entrée est en avance de phase d'un quart d'onde ($\lambda_g/4 = \pi/2 = 90^\circ$) par rapport à celle sortant de l'autre premier tronçon qui ne la reçoit pas. Un coupleur directionnel de ce type (appelé dans la littérature anglo-américaine "branched-guide coupler") a été décrit notamment dans les ouvrages américains de MONTGOMERY intitulé "TECHNIQUE OF MICROWAVE MEASUREMENTS" (pages 866 à 873) et de PUND intitulé "MICROWAVE MIXERS" (pages 146 à 150) qui constituent respectivement les volumes 11 et 16 de "MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY RADIATION LABORATORY SERIES", publiées en 1947 et 1948 par Mc GRAW-HILL BOOK COMPANY, INC. Lorsque les rapports des impédances caractéristiques respectives des premiers et seconds tronçons est égale à $1/\sqrt{2}$, le couplage vers les deux sorties est de - 3 dB, c'est-à-dire que chaque sortie reçoit la moitié de la puissance appliquée à l'une quelconque des entrées (voir, par exemple, aux pages 831 à 833 de l'ouvrage américain édité par REINTJES et COATE, intitulé "PRINCIPLES OF RADAR",

3e édition publiée par Mc GRAW-HILL BOOK COMPANY, INC. en 1952 en ce qui concerne un anneau coaxial d'une longueur d'onde qui est équivalente, ou à la page 115 de l'ouvrage britannique de HARVEY intitulé "MICROWAVE ENGINEERING" publié par

5 "ACADEMIC PRESS" en 1963. Un tel coupleur dont la longueur électrique est d'une longueur d'onde est appelé dans ce dernier ouvrage cité jonction encybride du type à quadrature de phase. Ses inconvénients principaux sont, premièrement, que sa bande passante pour laquelle il conserve sa directivité et son couplage équilibré ne

10 dépasse pas les dix pour cent de part et d'autre de la fréquence centrale pour laquelle a été calculée la longueur électrique de $\lambda_g/4$ et, deuxièmement, que lorsque l'on additionne les deux signaux de sortie du coupleur ou des mélangeurs qu'ils alimentent, sans insérer un déphasage supplémentaire de $\lambda_g/4$ dans l'une des voies de sortie

15 (ce qui réduirait encore la bande passante globale du coupleur), le signal somme subit une perte d'insertion ou de conversion de 3 dB (c'est-à-dire de $1/\sqrt{2}$) du fait de la quadrature phase intervenant dans son addition vectorielle.

Un autre type de coupleur hybride appelé, anneau hybride, dont la longueur électrique est égale à un multiple impair (supérieur

20 à un) de la demi-longueur d'onde ($\lambda_g/2$), tel que, par exemple, $3\lambda_g/2$ ou $7\lambda_g/2$, qui est appelé "jonction hybride du type en phase" à la page 116 de l'ouvrage de HARVEY précité, ne présente pas les seconds inconvénients susmentionnés, c'est-à-dire cette perte

25 d'insertion supplémentaire de trois décibels.

Des anneaux hybrides de ce type (équivalents au "Té magique") ont été décrits, par exemple, aux pages 267 et 268 de l'ouvrage de POUND, aux pages 833 et 834 de l'ouvrage de REINTJES et al., aux pages 116 et 117 de l'ouvrage de HARVEY précités, et couramment

30 utilisés dans la technique radar comme composants pour la réalisation de mélangeurs équilibrés depuis trois décennies environ. L'impédance caractéristique de l'anneau hybride fermé, composé de trois tronçons de longueurs égales à $\lambda_g/4$ et d'un tronçon de $3\lambda_g/4$ réunissant ses quatre branches d'entrée/sortie, est $1/\sqrt{2}$ fois infé-

rieure à celle de ces dernières. Lorsque la branche utilisée comme entrée de signal est située symétriquement à $\lambda/4$ des deux branches de sortie, celle utilisée comme entrée de l'onde de l'oscillateur local est située à $\lambda/4$ de l'une de ces dernières et à $3\lambda/4$ de l'autre de sorte que l'onde de l'oscillateur local sur l'une de ses sorties est en opposition de phase ($2\lambda/4 = \lambda/2 = \pi = 180^\circ$) par rapport à celle sur l'autre sortie. Cette opposition de phase permet, lors de la combinaison additive des deux signaux transposés provenant respectivement des deux mélangeurs, d'éliminer le bruit de modulation d'amplitude de l'oscillateur local du signal à la fréquence intermédiaire.

La sensibilité à la fréquence, c'est-à-dire la bande passante, de la répartition de la puissance et de l'isolement d'un anneau hybride de ce type est comparable à celle de la jonction hybride à quadrature de phase décrite précédemment. Plusieurs modifications permettant d'élargir cette bande passante ont été mentionnées à la page 117 de l'ouvrage précité de HARVEY, avec de références bibliographiques à des articles figurant aux pages 132 à 142. On a proposé d'élargir la bande passante d'un anneau hybride coaxial, par exemple, en remplaçant le tronçon de longueur égale à $3\lambda/4$ par une ligne de quart d'onde suivie d'un déphaseur insensible à la fréquence (voir l'article de TYMINSKI et HYLAS à la page 81 du volume 41 de la revue américaine "PROCEEDINGS OF THE INSTITUTE OF RADIO ENGINEERS" de l'année 1953).

Les coupleurs hybrides des types décrits peuvent également être réalisés au moyen de lignes de transmission en forme de bandes (rubans) et/ou plaques conductrices parallèles, séparées l'une de l'autre par un matériau diélectrique isolant, qui sont soit du type symétrique où le conducteur est placé entre deux plaques diélectriques recouvertes sur les faces extérieures respectives de couches conductrices constituant deux plans de masse (triplaque), soit du type asymétrique (appelée "microstrip" ou "strip-line" en anglais), où des bandes ou rubans conducteurs métalliques recouvrent l'une des faces d'une plaquette diélectrique isolante dont

l'autre face est, de préférence, entièrement recouverte d'une couche métallique, comme c'est décrit avec une bibliographie extensive, notamment, au chapitre 9 de l'ouvrage précité de HARVEY (pages 407 à 434). Un anneau hybride réalisé en "microstrip" au moyen de quatre tronçons de $\lambda_g/4$ en quarts de cercle dont l'un comprend un inverseur de phase a été illustré sur la figure 9.16 de la page 420 et mentionné sur la page 421 de cet ouvrage avec référence à l'article de DUKES à la page 155 du n° 105B, de la revue britannique "PROCEEDINGS OF THE INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS". Grâce à cet inverseur de phase obtenu par une mince fente interrompant l'un des quatre tronçons en quart de cercle, comprenant une partie axiale en arc de cercle et deux parties radiales respectivement opposées et situées de part et d'autre de la partie axiale, la bande passante de l'anneau a été élargie. Une autre réalisation d'un anneau hybride classique de longueur $3\lambda_g/2$ au moyen de la technologie de circuits imprimés a été illustrée sur la figure 9.21 de la page 429 et décrite aux pages 428 à 430 de l'ouvrage de HARVEY susmentionné.

Une autre réalisation récente d'un mélangeur équilibré utilisant un anneau hybride réalisé avec ses diodes de détection (de type de SCHOTTKY) sous la forme d'un circuit intégré monolithique sur un substrat semi-conducteur en arséniure de gallium a été illustrée et mentionnée à la page 325 de l'ouvrage britannique édité par HOWES et MORGAN, intitulé "MICRO-WAVE DEVICES" et publié en 1976 par JOHN WILEY & SON, LTD. (avec une bibliographie à la page 385).

Des réalisations, notamment, des coupleurs hybrides du type à quadrature ou à inversion de phase à l'aide de la technologie des circuits imprimés ("microstrip") ont été également décrites au chapitre 3 (page 77 et suivantes) de la monographie américaine de HOWE intitulée "STRIPLINE CIRCUIT DESIGN", publiée en 1974 par ARTECH HOUSE, INC., où l'on a mentionné à la page 84 la limitation fondamentale de tels dispositifs qui sa bande passant étroite.

La présente invention permet d'élargir notablement la bande passante des coupleurs hybrides de ces types, réalisés à l'aide de lignes asymétrique du genre "microstrip", par des moyens simples, peu coûteux et de faible encombrement, de sorte que leur utilisation dans des appareils de réception destinés au grand public, notamment de télévision, en est facilitée.

Suivant l'invention, un coupleur hybride hyperfréquence de type à quadrature ou à inversion de phase, réalisé au moyen de tronçons de ligne du type asymétrique ("microstrip"), notamment à l'aide de la technologie des circuits imprimés, où l'une des faces d'une plaque diélectrique porte des tronçons de ligne en forme de bandes ou rubans dont la largeur intervient dans la détermination de leurs impédances caractéristiques respectives, caractérisé en ce que la face de la plaque portant les tronçons conducteurs assemblés formant le coupleur sous la forme d'un rectangle ou d'un cercle est recouverte, en outre, l'endroit de celui-ci d'une plaquette en ferrite isolante de forme et de dimensions comparables à celles du coupleur dont les bandes constitutives sont au moins en partie recouvertes par cette plaquette, afin d'obtenir un coupleur à large bande.

L'invention sera mieux comprise et d'autres de ses caractéristiques, applications et avantages apparaîtront à l'aide de la description qui suit et de dessin annexés s'y rapportant, donnés à titre d'exemple, non-limitatif, sur lesquels :

- la figure 1 représente schématiquement une vue en plan un mode de réalisation en "microstrip" d'un coupleur hybride à quadrature de phase et à large bande, utilisé pour équiper un mélangeur équilibré à deux diode (de SCHOTTKY, par exemple) ;

- la figure 2 illustre une coupe en élévation selon $\overline{AA}$ du coupleur de la figure 1 (hors échelle) ;

- la figure 3 est un diagramme représentant respectivement les variations de la réactance inductive par unité de longueur d'une ligne de transmission et de la perméabilité (μ) de la ferrite en fonction de la fréquence de l'onde appliquée à l'entrée de la ligne pour expliquer l'effet de l'adjonction de la plaquette de ferrite ;

- la figure 4 représente une vue en plan d'un mode de réalisation d'un coupleur hybride à inversion de phase, c'est-à-dire un anneau hybride à $3 \lambda_g/2$, à large bande suivant l'invention ; et

5 - la figure 5 montre schématiquement un mélangeur hyperfréquence à transistors, comprenant un coupleur hybride à quadrature de phase alimentant un mélangeur à transistors hyperfréquence.

10 Sur la figure 1, on a représenté en plan un coupleur hybride à quadrature de phase classique qui comporte deux branches série 3 et 5 qui sont parallèles et respectivement alimentées par deux tronçons de ligne d'entrée 1 et 2 et deux branches transversales 4 et 6, réunissant ensemble les deux extrémités opposées des branches série 3 et 5.

15 La longueur physique L_S des deux branches série 3 et 5 est calculée de manière à représenter une longueur électrique égale à $\lambda_g/4$ pour la fréquence centrale F_C de la gamme de fréquences dans laquelle le coupleur hybride est supposé de fonctionner.

20 Si le coupleur est destiné à recevoir un signal d'entrée ou une onde d'oscillateur local pouvant varier entre 1,2 et 2,3 GHz, cette fréquence central est de 1,75 GHz. Pour le calcul de la longueur électrique d'un tronçon de ligne en "microstrip" il faut diviser la longueur d'onde dans le vide λ_0 par la racine carrée de la constante diélectrique relative ϵ_R du matériau utilisé pour le supporter de manière isolée. Pour un matériau constitué de fibres de verre imprégnées d'une résine époxyde (tel que celui commercialisé sous la

25 dénomination CV 7 FR) ou d'une résine à base de silicone, la constante diélectrique relative ϵ_R est de 4,2 environ. La longueur des branches série 3 et 5 sera alors de 2 centimètres environ.

30 Les distances respectives entre les axes des bandes parallèles formant les branches série 3 et 5 et transversales 4 et 6 formant le coupleur 10 est également de $\lambda_g/4$, c'est-à-dire 2 cm environ ; la longueur physique L_P de ces dernières est donc légèrement inférieure.

Si l'on choisit l'impédance caractéristique des tronçons d'entrée 1 et 2 égale à Z_0 , celle des branches transversales 4 et 6 est

aussi égale à Z_0 et celle des branches série 3 et 5 doit alors être égale à $Z_0/\sqrt{2}$ pour que le coupleur 10 distribue la puissance appliquée sur l'une quelconque des entrées 1 et 2 à parts égales entre ses deux sorties 7 et 8, c'est-à-dire pour qu'il constitue un coupleur à 3 décibels. Les calculs de la largeur WP de bandes formant les branches transversales 4 et 6 et des lignes d'entrée 1 et 2 et de celles WS formant les branches série 3 et 5, peuvent être effectués selon de nombreuses formules divulguées dans les ouvrages de HOWE et de HARQUEY précités et dans leurs bibliographies respectives, en fonction de l'impédance caractéristique Z_0 choisi, de l'épaisseur du substrat isolant dont l'autre face est entièrement revêtue d'une couche conductrice constituant un plan de masse et de sa constante diélectrique relative ϵ_R .

Les sorties 7 et 8 du coupleur 10 sont respectivement réunies aux bornes d'un montage 11 comprenant deux diodes, de SCHOTTKY par exemple, en série. La connexion entre la cathode de l'une et l'anode de l'autre diode constituant la sortie du mélangeur équilibré équipé du coupleur 10 est réunie à l'entrée d'un filtre passe-bande 12 accordé à la fréquence intermédiaire et, éventuellement, par l'intermédiaire d'une bobine de choc 13 constituant à cette fréquence intermédiaire une réactance très élevée, à la masse 14. L'une des bornes d'entrée/sortie 15 du filtre 12 est également reliée à la masse 14, tandis que sa sortie 16 alimente l'entrée 17 d'un amplificateur de fréquence intermédiaire classique (non représenté).

La figure 2 représente une coupe en élévation selon AA' du coupleur 10 de la figure 1 permettant de mieux illustrer le perfectionnement objet de l'invention.

Sur la figure 2, on a illustré en coupe les bandes conductrices de largeur WS et d'épaisseur TS constituant les deux branches série 3 et 5 du coupleur 10 qui adhèrent à l'une des faces 18 du substrat diélectrique 19 d'épaisseur TD, dont l'autre face 20 est entièrement revêtue d'une autre couche conductrice 21 d'épaisseur TG, qui forme le plan de masse des lignes de type asymétrique du genre "micro-strip".

Dans l'arrière-plan de la figure 2, on peut voir la face latérale avant de la seconde branche transversale 6 et le boîtier cylindrique contenant le montage 11 en série des deux diodes hyperfréquence.

5 Suivant l'invention, on obtient une bande passante notablement élargie du coupleur 10, qui sans cette modification ne dépasserait pas 10 pour cent de la fréquence centrale F_C pour laquelle les longueurs physiques ou les entr'axes de branches parallèles correspondent à $\lambda_g/4$, en mettant en contact avec la face supérieure des bandes conductrices 3 à 6 et en la fixant au moyen d'une colle en
10 résine ou en ciment isolant à la face supérieure 18 de la plaque de substrat diélectrique 19, une plaquette rectangulaire 9 rigide, réalisée en une substance ferritique isolante. Sur la figure 1, les contours de cette plaquette en ferrite 9 ont été indiqués par des tirets. Ces contours y représentent les dimensions extérieures de la plaquette 9, qui sont respectivement au moins égales à la longueur des entr'axes
15 (= LS) des branches transversales 4, 6 et à celles (= LP) des branches série 3, 5, de sorte que dans sa dimension minimale en plan, la plaquette 9 recouvre la moitié des bandes conductrices du coupleur 10 en microstrip.

20 L'épaisseur TF de la plaquette en ferrite 9 est choisie, d'une part, en fonction de la puissance des signaux appliqués aux entrées 1 et 2 du coupleur 10 afin que la masse soit suffisante pour éviter la saturation magnétique (où la perméabilité μ du matériau devient constante). Dans son application à un mélangeur où la puissance
25 dominante fournie par l'oscillateur local (OL) alimentant l'entrée 1 n'est que d'une dizaine de milliwatts au plus, l'épaisseur TF minimale pourrait ne pas dépasser un dixième de millimètre.

Toutefois, comme le substrat diélectrique portant également d'autres circuits électroniques et électriques (amplificateurs, filtres
30 passe-bande, selfs de choc, résistances et condensateurs dont certains sont susceptibles d'être à réglage manuel ou automatique) présente une certaine élasticité, et il est destiné à être manipulé lors des montages, des soudures par vagues ou par fer (réparations), ou des réglages (sur banc d'essais, par exemple), l'épaisseur TF de la

plaquette en ferrite 9 est choisie, d'autre part, pour lui donner une rigidité mécanique suffisante pour qu'il puisse résister aux efforts qu'impliquent ces manipulations. A cette fin, cette épaisseur est choisie de l'ordre du millimètre ou plus.

5 Les autres dimensions de la plaquette 9, c'est-à-dire sa largeur et sa longueur peuvent être supérieures à la dimension minimale définie plus, c'est-à-dire de recouvrir, par exemple, la totalité du coupleur 10, ou même de dépasser sa circonférence.

10 Il est à remarquer ici que la présence ou l'absence de la partie centrale de la plaquette 9 n'a pas d'importance primordiale, on pourrait donc la réaliser sous la forme d'un cadre rectangulaire fermé dont les bras recouvriraient, notamment, et au moins sur leurs moitiés intérieures (ou extérieures), les branches 3 à 6 constitutifs du coupleur 10.

15 Pour sa réalisation, on choisit un matériau ferritique dont la perméabilité (relative) est de l'ordre de 8 à 15, par exemple, tel qu'un mélange appelé "fer-carbonyl" dans le commerce. D'autres matériaux ferritiques, leurs propriétés et leurs applications dans le domaine des hyperfréquences (isolation, atténuation déphasage et
20 circulateurs) avec des guides d'onde et des câbles coaxiaux, ont été décrits au chapitre 8 de l'ouvrage précité de HARVEY, notamment aux pages 350 à 363 et 373 à 386. D'autres matériaux ferritiques connus, de préférence, de perméabilité comparable et de faible remanence et hystérésis (pour réduire les pertes) peuvent être
25 utilisés pour réaliser la plaquette 9.

La figure 3 est un diagramme explicatif pour faciliter la compréhension de l'effet de l'adjonction, suivant l'invention, de la plaquette de ferrite 9 au coupleur 10 comme indiqué sur les figures 2 et 1.

30 Deux fonctions différentes de la fréquence F des signaux SE ou ondes OL appliqués à l'une au moins des entrées 1 ou 2 du coupleur ont été représentées sur cette figure 3. La première, illustrée par la ligne A, est la variation de la réactance inductive X_L d'une ligne de

longueur prédéterminée en fonction de la fréquence F en l'absence de ferrite, c'est-à-dire $X_L = A(F)$. Du fait que $X_L = 2\pi FL$, où L est l'inductance constante de la ligne (c'est-à-dire l'inductance par unité de longueur multipliée par la longueur), la réactance X_L , sans la
 5 présence de la ferrite, croît linéairement avec la fréquence F . La seconde fonction, illustrée par la courbe B, est la variation de la perméabilité μ du matériau ferritique en fonction de la fréquence F , c'est-à-dire $\mu = B(F)$, qui si l'on choisit un matériau présentant des pics de résonance ferromagnétique situés à l'extérieur de la
 10 bande de fréquences d'utilisation (de F_1 à F_2) du coupleur, ou si l'on néglige ces résonances dues au "spin", présente une courbe généralement décroissante avec la fréquence F .

Du fait que l'inductance L d'une bobine ou par unité de longueur d'une ligne de transmission est sensiblement proportionnelle à la perméabilité du milieu environnant qui a un effet multiplicateur sur le nombre des lignes de flux magnétique dans
 15 celui-ci, le résultat global de l'adjonction de la plaquette de ferrite 9 aux tronçons de ligne ou branches constitutifs 3 à 6 du coupleur 10 aura un effet stabilisateur sur les impédance caractéristiques Z_0 et $Z_0/\sqrt{2}$ dans une large bande et de ce fait élargit la bande passante dans laquelle le couplage est à 3 dB et l'isolement, la directivité,
 20 ainsi que les relations de phase restent sensiblement constantes.

L'expérience a montrée qu'en utilisant une plaquette de ferrite 9 d'épaisseur TF d'un millimètre environ et de dimensions égales à
 25 $\lambda_g/4$ (environ 2 cm), on a obtenu un coupleur hybride 10 qui fonctionne correctement entre $F_1 = 1,2$ et $F_2 = 2,3$ GHz autour de $F_C = 1,75$ GHz, ce qui représente une bande passante de 60 pour cent environ (qui représente presque une octave entière par rapport à F_1).

30 Dans un mélangeur hyperfréquence transposeur vers le haut, où les sorties 7 et 8 du coupleur 10 dont l'impédance caractéristique était notablement supérieures à Z_0 , étaient réunis ensemble à l'aide d'un montage série de deux diodes de SCHOTTKY, et où la jonction entre ces diodes alimentait un analyseur de spectre, on a constaté

que, lorsque l'oscillateur local était à sa fréquence centrale F_C et lorsque l'entrée de signal 2 recevait simultanément deux ondes respectivement de fréquences F_1 et F_2 de fréquences VHF distinctes, de même amplitude, les niveaux des signaux de sortie résultant de l'intermodulation (c'est-à-dire de fréquences $2F_1 - F_2$ et $2F_2 - F_1$) de ces deux ondes étaient de l'ordre de - 20 dB par rapport aux porteuses transposées à la fréquence intermédiaire, sans la ferrite 9, et inférieures à - 45 dB en sa présence (pour un signal VHF d'entrée de 60 mV_{eff} et une onde de l'oscillateur loc de 300 mV_{eff}). Il en résulte que l'adjonction de la plaquette en ferrite 9 présente, outre l'élargissement notable de la bande passante, un effet de linéarisation notable du mélangeur.

Sur la figure 4, on a représenté une vue en plan schématique d'un anneau hybride classique 110 en "microstrip", comportant une partie annulaire 120 et quatre bras 100, 200, 70 et 80 métalliques, sortant radialement de la partie annulaire 120, dont les axes sont situés à 60 degrés l'un de l'autre.

Les impédances caractéristiques des bras 70, 80, 100, et 200 étant de Z_0 , celle de l'anneau 120 doit être égale à $Z_0 / \sqrt{2}$ pour former un coupleur hybride à 3 dB. La distance angulaire de 60 degrés au niveau du rayon central de l'anneau 120 doit être égale à $\lambda g/4$.

De ce fait, la longueur totale du cercle 1 dont le diamètre est le double du rayon central ($l = 2\pi r_c = \pi d_c$), est égale à $3\lambda g/2$ à la fréquence centrale F_C de fonctionnement. Il y a donc respectivement entre les bras 100, 70, 200 et 80 des tronçons en sixièmes de cercle 30, 40 et 50 (de longueur $\lambda g/4$) et entre les bras 100 et 80 un tronçon en demi-cercle 60 (de longueur $3\lambda g/4$). L'élargissement de la bande passante est obtenu ici en fixant ici sur la face supérieure du coupleur 110 en métal, une plaquette de contour circulaire 90 en forme de disque ou de pastille et de diamètre au moins égal au diamètre moyen de l'anneau 120, de manière concentrique avec celui-ci.

Les considérations précédentes concernant la plaquette 9 associée au coupleur 10 sont généralement applicables ici, c'est-à-dire que la pastille 90 peut recouvrir entièrement ou même dépasser légèrement la circonférence extérieure de l'anneau 120, ou encore la
5 plaquette 90 peut être réalisée en forme d'anneau recouvrant tout au moins la moitié de la surface de l'anneau conducteur 120.

L'élimination au moins partielle des bruits de phase et de modulation d'amplitude parasite de l'oscillateur local (OL) peut être obtenu en le couplant à l'entrée 100 et en appliquant le signal
10 d'entrée (SE) à transposer, à l'entrée 200. Les sorties 70 et 80 devront alors être respectivement reliées à l'anode d'une première et à la cathode d'une seconde diode de détection UHF, ou vice versa.

Il est à remarquer ici que l'invention est applicable à tout coupleur directionnel comprenant un circuit réalisé à l'aide de
15 tronçons conducteurs rectilignes formant un ou plusieurs rectangles ou à l'aide de tronçons en arcs de cercle formant un anneau entier, fermés ou comprenant une fente d'inversion de phase (voir l'article précité de DUKES), de manière analogue à celle décrite ci-dessus.

La figure 5 représente schématiquement un mélangeur hyper-
20 fréquence équilibré équipé de deux transistors bipolaires UHF (du type BFT 93 de la division semiconducteur SESCOSEM de la société THOMSON-CSF, par exemple) et d'un coupleur 10 de la figure 1.

Il s'agit ici de transistors 23, 24 bipolaires à jonctions, du type NPN, dont la fréquence de transition f_T est supérieure à la
25 fréquence de fonctionnement maximale du coupleur 10.

Les bases des transistores 23, 24 sont, d'une part, respectivement, couplées aux sorties 77 et 88 du coupleur 10 au moyen de condensateurs de couplage 25, 26 et, d'autre part, réunies à la masse 14 au moyen de résistances de base 28, 29. Leurs émetteurs sont
30 également respectivement réunis à la masse 14 à l'aide de résistances émetteur 31, 32 et leurs collecteurs sont reliés ensemble à l'une des bornes d'une résistance collecteur commune 33 dont l'autre borne est reliée à la borne d'alimentation positive 34. La jonction de ces collecteurs constituant la sortie de l'étage mélangeur, est

couplée au moyen d'un autre condensateur de couplage 35 à l'entrée du filtre FI 12 (figure 1).

Le milieu de la seconde branche transversale 6 du coupleur 10 est, de préférence, couplé à la masse 14 au moyen d'une capacité d'équilibrage 36 qui peut être constituée par un condensateur fixe (de
5 quelques picofarads) ou réglable (entre quelques dixièmes et quelques picofarads).

Dans ce circuit, les transistors 23 et 24 sont automatiquement polarisés pour fonctionner en classe AB, c'est-à-dire avec l'une des
10 alternances de l'onde de l'oscillateur local ébasée.

On notera ici que les transistors peuvent également et avantageusement être montés en base commune ou en collecteur commun.

Les mélangeurs hyperfréquence représentés sur les figures 1 et 5 ou utilisant un coupleur en anneau hybride suivant la figure 4, peuvent être utilisés dans des récepteurs d'ondes hyperfréquence
15 (dans les bandes L et S) en tant que transposeurs vers le bas, soit vers une fréquence intermédiaire unique (de l'ordre de quelques dizaines à 100 MHz), soit, lors d'un double changement de fréquence, vers une première fréquence intermédiaire située dans la bande VHF ou
20 dans la partie inférieure de la bande UHF (respectivement de 30 à 300 MHz ou de 300 à 900 MHz) et supérieure à la seconde fréquence intermédiaire qui elle est située soit à 455 kHz pour la modulation d'amplitude par un signal audio-fréquence, soit à 10,8 MHz pour la modulation de fréquence par ce dernier, soit entre 25 et 50 MHz
25 pour la modulation d'amplitude par un signal vidéo-fréquence.

Les coupleurs hybrides (10, 110) à large bande suivant l'invention et leurs variantes sont, plus particulièrement, adaptés à faire partie d'une tête haute-fréquence unique (universelle) pour récepteur de télévision décrite dans la demande de brevet français
30 n° EN 80 24970 déposée le 25 novembre 1980 par le même demandeur. Cette tête HF permet de recevoir des signaux dans toutes les bandes VHF et UHF allouées à la diffusion de signaux de télévision (qui s'étendent de 41 à 940 MHz environ), sans commutation de réactances au niveau de l'oscillateur local qui, du fait qu'il doit être
35 commandable par tension de manière continue dans une gamme de

900 MHz, est devenu un oscillateur hyperfréquence qui oscille entre 1,2 et 2,3 GHz. Par conséquent, cette tête H.F. est devenue du type à double changement de fréquence dont le premier permet de transposer toutes les bandes VHF et UHF (et même celles de la télévision par câbles) vers le haut, sur une première fréquence intermédiaire située dans la bande L entre la fréquence maximale de la bande V en UHF et la fréquence minimale de l'oscillateur local et dont le second changement de fréquence est une transposition vers le bas, dans la bande F.I. normalisée des récepteurs de télévision classiques.

Ceci signifie que l'oscillateur local doit fournir à l'une des entrées (1 ou 100) du coupleur (10, 110) une onde dont la fréquence varie de manière continue approximativement entre 1,2 et 2,3 GHz. Les longueurs physiques des branches ou tronçons des coupleurs ont été calculées pour représenter des longueurs électriques égales à $\lambda_g/4$ ou $3\lambda_g/4$, par exemple, à la fréquence centrale $F_C = 1,75$ GHz de la gamme de variation de l'oscillateur local.

Pour les signaux d'entrée des bandes I et III (VHF) et même IV (UHF inférieure), les tronçons formant le coupleur représentent pratiquement des court-circuits, de sorte qu'ils apparaissent en phase sur les sorties (7, 70 ou 77 et 8, 80 ou 88) des coupleurs (10 ou 110). C'est donc principalement l'onde de l'oscillateur local qui subira des déphasages différents entre l'entrée (1 ou 100) et les sorties (7, 70 ou 77 et 8, 80, 88), de sorte qu'il y entre ces dernières un déphasage de 90° en ce qui concerne le coupleur hybride à quadrature de phase (10) et de 180° en ce qui concerne l'anneau hybride ou coupleur à inversion de phase (110). Le premier implique une perte de 3 dB par rapport au second, qu'il serait possible d'éliminer en insérant un inverseur de phase dans la première branche série (3 de la figure 1) du coupleur à quadrature de phase (10 de la figure 1).

REVENDEICATIONS

1. Coupleur hybride (10 ou 110) composé de quatre tronçons (3, 4, 5, 6 ou 30, 40, 50, 60) de ligne de transmission asymétrique, assemblés réalisés à l'aide de bandes conductrices (3, 5, 6) adhérant à l'une des faces (18) d'une plaque diélectrique (19) dont l'autre face (20) est sensiblement entièrement revêtue d'une couche conductrice (21) formant un plan de masse, les longueurs de ces tronçons, soit rectilignes, soit en arc de cercle, étant des multiples entiers impairs d'un quart de la longueur d'onde sur la ligne asymétrique et leurs largeurs respectives étant calculées de manière connue, en vue de représenter des impédances caractéristiques prédéterminées, caractérisé en ce que, en vue d'élargir sa bande passante, l'assemblage de tronçons (3, 4, 5, ou 30, 40, 50, 60) formant le coupleur (10 ou 110) est recouvert au moins en partie d'une plaquette (9, 90) en matériau isolant ferromagnétique, dit ferrite, d'épaisseur (TF) et de perméabilité prédéterminées et disposée concentriquement par rapport à cet assemblage.

2. Coupleur suivant la revendication 1, caractérisé en ce que l'assemblage de quatre tronçons (3, 4, 5, 6 ou 30, 40, 50, 60) constitue un rectangle (10) ou un anneau (120) fermé.

3. Coupleur suivant la revendication 1, du type dans lequel tous les tronçons (3 à 6 ou 30 à 60) ont des longueurs électriques de quart d'onde, caractérisé en ce que l'un des tronçons est interrompu par une fente d'inversion de phase.

4. Coupleur suivant l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que les dimensions extérieures de la plaquette en ferrite (9, 90) dans un plan parallèle aux tronçons sont au moins égales aux entr'axes respectives des tronçons parallèles rectilignes (3 à 6) ou au diamètre moyen des tronçons (30, 40, 50, 60) assemblés en un anneau (110).

5. Coupleur suivant l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que les bras de sortie (7, 8 ou 70, 80) du coupleur (10 ou 110) alimentent respectivement un assemblage (11) de deux diodes détectrices en série, l'anode de l'une et la cathode de l'autre étant respectivement connectées aux extrémités de ces deux bras,

la jonction entre ces deux diodes constituant la sortie d'un mélangeur hyperfréquence équilibré comprenant ce coupleur.

5 6. Coupleur suivant l'une des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que les bras de sortie (7, 8 ou 70, 80) du coupleur 10 ou 110) alimentent respectivement les électrodes d'entrée correspondantes de deux transistors (23, 24) dont les électrodes de sortie sont couplées ensemble de façon à constituer la sortie d'un mélangeur hyperfréquence équilibré comprenant ce coupleur.

10 7. Mélangeur hyperfréquence équilibré dont l'une des entrées (2) reçoit le signal haute-fréquence modulé et dont l'autre entrée (1) reçoit l'onde de l'oscillateur local, caractérisé en ce qu'il comporte un coupleur hybride suivant l'une des revendications 1 à 3, dont les sorties alimentent respectivement les électrodes d'entrée de deux éléments détecteurs passifs, tels que des diodes détectrices hyper-
15 fréquence, ou actifs, tels que des transistors, dont les électrodes de sortie sont couplées ensemble à l'entrée d'un filtre passe-bande à fréquence intermédiaire.

2/2

FIG. 4

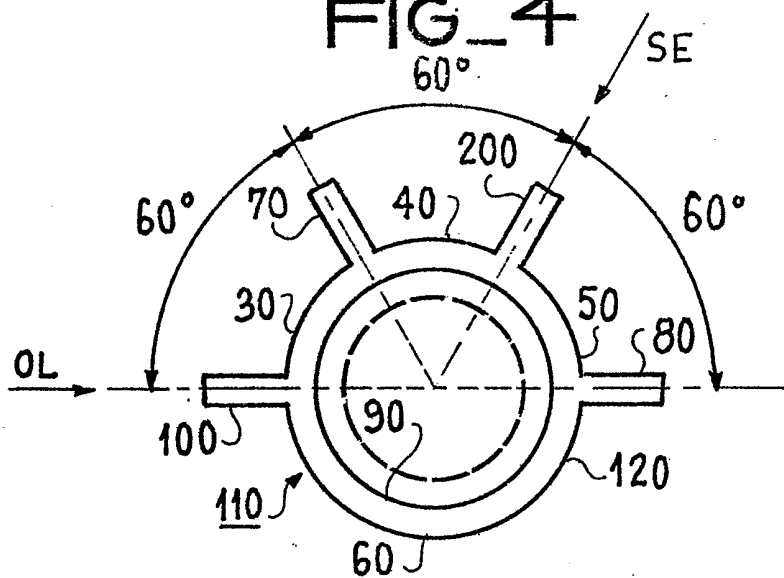


FIG. 5

