

(19)



(11)

**EP 2 184 803 B1**

(12)

**FASCICULE DE BREVET EUROPEEN**

(45) Date de publication et mention de la délivrance du brevet:  
**06.01.2016 Bulletin 2016/01**

(51) Int Cl.:  
**H01P 9/04 (2006.01) H01P 9/00 (2006.01)**  
**H01P 1/203 (2006.01) H01P 3/02 (2006.01)**

(21) Numéro de dépôt: **09175194.1**

(22) Date de dépôt: **06.11.2009**

(54) **Ligne à retard bi-ruban différentielle coplanaire, filtre différentiel d'ordre supérieur et antenne filtrante munis d'une telle ligne**

Coplanare Differenzial-Zweiband-Verzögerungsleitung, Differenzialfilter höherer Ordnung und Filterantenne mit einer solchen Leitung

Coplanar differential bi-strip delay line, higher-order differential filter and filtering antenna furnished with such a line

(84) Etats contractants désignés:  
**AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HR HU IE IS IT LI LT LU LV MC MK MT NL NO PL PT RO SE SI SK SM TR**

(30) Priorité: **07.11.2008 FR 0806220**

(43) Date de publication de la demande:  
**12.05.2010 Bulletin 2010/19**

(73) Titulaire: **Commissariat à l'Énergie Atomique et aux Énergies Alternatives**  
**75015 Paris (FR)**

(72) Inventeur: **Bourtoutian, Raffi**  
**38000, Grenoble (FR)**

(74) Mandataire: **Bonnet, Michel**  
**Cabinet Bonnet**  
**93, rue Réaumur - Boîte 10**  
**75002 Paris (FR)**

(56) Documents cités:  
**WO-A-98/00880 WO-A-2006/088227**  
**FR-A- 2 240 536 JP-A- 2007 074 274**  
**US-A1- 2007 040 627**

- **WEI-DE GUO ET AL: "Comparison between flat spiral and serpentine differential delay lines on TDR and TDT" ELECTRICAL PERFORMANCE OF ELECTRONIC PACKAGING, 2004. IEEE 13TH TOPICAL MEETING ON PORTLAND, OR OCT. 25-27, 2004, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, 25 octobre 2004 (2004-10-25), pages 147-150, XP010780892 ISBN: 978-0-7803-8667-9**

**EP 2 184 803 B1**

Il est rappelé que: Dans un délai de neuf mois à compter de la publication de la mention de la délivrance du brevet européen au Bulletin européen des brevets, toute personne peut faire opposition à ce brevet auprès de l'Office européen des brevets, conformément au règlement d'exécution. L'opposition n'est réputée formée qu'après le paiement de la taxe d'opposition. (Art. 99(1) Convention sur le brevet européen).

## Description

**[0001]** La présente invention concerne une ligne à retard bi-ruban différentielle coplanaire. Elle concerne également un filtre différentiel d'ordre supérieur et une antenne filtrante munis d'une telle ligne à retard bi-ruban.

**[0002]** Les systèmes d'émission/réception radiofréquence alimentés par des signaux électriques différentiels sont très attrayants pour les systèmes de communications sans fil actuels et futurs, notamment pour les concepts d'objets communicants autonomes. Une alimentation différentielle est une alimentation par deux signaux d'égale amplitude en opposition de phase. Elle contribue à réduire, voire à éliminer, le bruit dit « de mode commun » indésirable dans les systèmes d'émission et de réception.

**[0003]** Dans le domaine de la téléphonie mobile par exemple, lorsqu'un système non différentiel est utilisé, une dégradation importante des performances du rayonnement est en effet observée quand l'opérateur tient un combiné muni d'un tel système. Cette dégradation est causée par la variation, due à la main de l'opérateur, de la distribution du courant sur le châssis du combiné utilisé comme plan de masse. L'utilisation d'une alimentation différentielle rend le système symétrique et réduit ainsi la concentration de courant sur le boîtier du combiné : elle rend donc le combiné moins sensible au bruit de mode commun introduit par la main de l'opérateur.

**[0004]** Dans le domaine des antennes, une alimentation non différentielle entraîne le rayonnement d'une composante croisée indésirable due au mode commun circulant sur les câbles d'alimentation non symétriques. L'utilisation d'une alimentation différentielle élimine le rayonnement croisé des câbles de mesure et permet ainsi l'obtention de mesures reproductibles et indépendantes du contexte de mesure ainsi que des diagrammes de rayonnement parfaitement symétriques.

**[0005]** Dans le domaine des composants actifs, les amplificateurs de puissance de type « push-pull » dont la structure est différentielle présentent plusieurs avantages, tels que le dédoublement de la puissance en sortie et l'élimination des harmoniques d'ordres supérieurs. En réception, les amplificateurs différentiels à faible bruit présentent plusieurs perspectives en terme de réduction du facteur de bruit. Aussi, l'utilisation d'une structure différentielle empêche le déclenchement indésirable des oscillateurs par le bruit de mode commun.

**[0006]** Une ligne à retard bi-ruban différentielle telle que celle est décrite dans document WO 2006/088227, peut être utile pour raccorder deux dispositifs différentiels, tels que par exemple deux dispositifs de filtrage, de manière à former un filtre d'ordre supérieur. Dans le cas particulier du raccordement de deux dispositifs de filtrage, la ligne à retard bi-ruban différentielle doit avoir les caractéristiques d'une ligne de déphasage quart d'onde ( $\Pi/2$ ) pour pouvoir être utilisée comme inverseur d'impédance.

**[0007]** Plus généralement, une ligne à retard bi-ruban

différentielle peut être utile dans un grand nombre d'applications nécessitant de raccorder des dispositifs différentiels, y compris en tant que déphaseur. Par exemple, dans une application d'alimentation d'un réseau d'antennes, où plusieurs antennes différentes sont alimentées par une ou plusieurs sources, au moins un déphaseur de ce type peut être avantageusement envisagé.

**[0008]** Or, de plus en plus de dispositifs différentiels tels que des dispositifs de filtrage ou des antennes dipôles sont conçus en technologie CPS différentielle (de l'anglais « CoPlanar Stripline », pour « ligne en bande coplanaire »). En effet, la technologie CPS différentielle permet de profiter des avantages des structures différentielles tout en permettant une intégration coplanaire simple avec des éléments discrets : il n'est pas nécessaire de créer des raccordements de type via pour relier les éléments entre eux. En outre, l'absence de plan de masse permet d'envisager un raccordement simple et moins perturbant avec, par exemple, une antenne différentielle.

**[0009]** Il est donc avantageux d'utiliser aussi cette technologie pour réaliser une ligne à retard bi-ruban différentielle, notamment une ligne quart d'onde. Selon cette technique, une ligne bi-ruban de propagation d'un signal différentiel comporte deux bandes conductrices rectilignes disposées parallèlement sur une même face d'un substrat diélectrique et comprenant chacune une première et une seconde extrémités. Les deux premières extrémités des deux bandes conductrices forment deux conducteurs d'un premier port bi-ruban de connexion à un premier dispositif différentiel externe. Les deux secondes extrémités des deux bandes conductrices forment deux conducteurs d'un second port bi-ruban de connexion à un second dispositif différentiel externe.

**[0010]** Ainsi, une ligne à retard bi-ruban différentielle conçue de cette manière peut se raccorder de façon optimale à des dispositifs externes conçus en technologie CPS différentielle. Le retard qu'elle induit et son impédance sont directement liés à sa longueur, l'écartement entre ses deux bandes conductrices et leur largeur.

**[0011]** Par exemple, le document « Broadband and compact coupled coplanar stripline filters with impedance steps », de Ning Yang et al, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, n° 12, décembre 2007, décrit la réalisation d'un filtre en technologie CPS différentielle, notamment en référence à la figure 12. Cette topologie compacte permet d'atteindre des bandes passantes élevées à forte réjection hors bande pour des filtres d'ordre 2, 3 ou 4. Malheureusement, l'interposition d'une ligne à retard quart d'onde en technologie CPS différentielle entre deux dispositifs de filtrages tels que celui illustré dans le document précité, bien que nécessaire pour obtenir un filtre d'ordre supérieur aux bonnes propriétés de réjection, augmente sensiblement l'encombrement du dispositif complet, principalement à cause de sa longueur.

**[0012]** Il peut ainsi être souhaité de concevoir, en technologie CPS différentielle, une ligne à retard bi-ruban

présentant une meilleure compacité tout en conservant les mêmes performances en termes de déphasage et d'adaptation d'impédance qu'une ligne bi-ruban de propagation à retard de déphasage prédéterminé.

**[0013]** L'invention a donc pour objet une ligne à retard bi-ruban différentielle coplanaire, comportant deux bandes conductrices disposées sur une même face d'un substrat diélectrique et comprenant chacune une première et une seconde extrémités, les deux premières extrémités des deux bandes conductrices formant deux conducteurs d'un premier port bi-ruban de connexion à un premier dispositif différentiel externe, les deux secondes extrémités des deux bandes conductrices formant deux conducteurs d'un second port bi-ruban de connexion à un second dispositif différentiel externe, cette ligne bi-ruban étant en outre conformée sous forme de circuit imprimé pour présenter des discontinuités de structure génératrices d'au moins un saut d'impédance et d'au moins un couplage capacitif à capacité interdigitée entre ses deux bandes conductrices de manière à reproduire un déphasage prédéterminé, la capacité interdigitée étant formée par au moins une paire de doigts conducteurs raccordés respectivement par l'une de leurs extrémités aux deux bandes conductrices.

**[0014]** Le circuit imprimé de type L, C ainsi créé présente, grâce à ses discontinuités (saut d'impédance et couplage capacitif), une inductance L et une capacité C telles qu'il peut reproduire les caractéristiques de déphasage d'une ligne de propagation à retard classique. En effet, le déphasage  $\varphi$  de ce circuit peut s'exprimer en fonction de L et C de la façon suivante :

$$\varphi = 2\pi\sqrt{LC}$$
 . On crée donc un déphasage qui, dans

le cas d'une ligne de propagation, est normalement fonction de sa longueur.

**[0015]** De façon optionnelle, au moins l'une des discontinuités de structure comporte une variation de la distance entre les deux bandes conductrices pour la réalisation d'un saut d'impédance.

**[0016]** De façon optionnelle également, une première discontinuité d'augmentation de la distance entre les deux bandes conductrices et une deuxième discontinuité de réduction de la distance entre les deux bandes conductrices forment une zone du substrat dans laquelle la ligne bi-ruban présente un écartement entre ses bandes conductrices supérieur à l'écartement entre les deux conducteurs de chacun de ses ports bi-ruban de connexion.

**[0017]** De façon optionnelle également, la capacité interdigitée est formée dans la zone du substrat dans laquelle la ligne bi-ruban présente un écartement plus grand entre ses bandes conductrices, la paire de doigts conducteurs s'étendant latéralement vers l'intérieur de cette zone à partir des deux bandes conductrices.

**[0018]** De façon optionnelle également, les discontinuités de structure sont génératrices d'au moins un saut d'impédance et d'au moins un couplage capacitif entre ses deux bandes conductrices de manière à reproduire

un déphasage quart d'onde.

**[0019]** L'invention a également pour objet un filtre différentiel d'ordre supérieur comportant deux dispositifs de filtrage différentiel à résonateurs couplés coplanaires et une ligne bi-ruban de transmission d'un signal différentiel telle que définie précédemment, cette ligne bi-ruban étant raccordée, via son premier port bi-ruban, à l'un des deux dispositifs de filtrage et, via son second port bi-ruban, à l'autre des deux dispositifs de filtrage.

**[0020]** De façon optionnelle, chacun des deux dispositifs de filtrage différentiel à résonateurs couplés coplanaires comporte une paire de résonateurs couplés disposés sur une même face d'un substrat diélectrique, chaque résonateur comportant deux bandes conductrices positionnées de façon symétrique par rapport à un plan perpendiculaire à la face sur laquelle est disposé le résonateur, ces deux bandes conductrices étant raccordées respectivement à deux conducteurs d'un port bi-ruban différentiel du dispositif de filtrage différentiel correspondant, chaque bande conductrice de chaque résonateur étant en outre repliée sur elle-même de manière à former un couplage capacitif entre ses deux extrémités.

**[0021]** Ainsi, le repliement de chaque bande conductrice sur elle-même permet d'envisager une taille de filtre inférieure, pour des raisons géométriques. En outre, le fait que ce repliement soit conçu de manière à former un couplage capacitif entre les deux extrémités de chaque bande conductrice crée au moins un zéro de transmission en fréquence supplémentaire assurant une haute performance en largeur de bande passante et en réjection hors bande du dispositif de filtrage. Enfin, le couplage capacitif par repliement générant aussi un couplage magnétique, la taille de chaque bande conductrice peut encore être réduite tout en assurant une même fonction filtrante de l'ensemble.

**[0022]** Enfin, l'invention a également pour objet une antenne dipôle filtrante différentielle comportant au moins un filtre différentiel d'ordre supérieur tel que défini précédemment.

**[0023]** De façon optionnelle, une antenne dipôle filtrante différentielle selon l'invention peut comporter une structure rayonnante conformée pour intégrer dans ses dimensions extérieures ledit filtre différentiel d'ordre supérieur.

**[0024]** L'invention sera mieux comprise à l'aide de la description qui va suivre, donnée uniquement à titre d'exemple et faite en se référant aux dessins annexés dans lesquels :

- la figure 1 représente schématiquement la structure générale d'une ligne bi-ruban différentielle de l'état de la technique en technologie CPS,
- la figure 2 représente un circuit électrique équivalent de la ligne bi-ruban de la figure 1,
- la figure 3 représente schématiquement la structure générale d'une ligne à retard bi-ruban différentielle selon un mode de réalisation de l'invention,
- la figure 4 représente schématiquement la structure

- générale d'un premier exemple de dispositif de filtrage pour la réalisation d'un filtre d'ordre supérieur selon l'invention,
- la figure 5 représente un schéma électrique équivalent du dispositif de filtrage de la figure 4,
  - la figure 6 illustre la caractéristique d'une réponse fréquentielle en transmission et en réflexion du dispositif de filtrage de la figure 4,
  - la figure 7 représente schématiquement la structure générale d'un deuxième exemple de dispositif de filtrage pour la réalisation d'un filtre d'ordre supérieur selon l'invention,
  - la figure 8 représente schématiquement la structure générale d'un troisième exemple de dispositif de filtrage pour la réalisation d'un filtre d'ordre supérieur selon l'invention,
  - la figure 9 représente schématiquement la structure générale d'un ensemble de filtrage et d'adaptation d'impédances à deux filtres tels que celui de la figure 8, selon un mode de réalisation de l'invention,
  - la figure 10 représente schématiquement la structure générale d'un filtre d'ordre supérieur selon un premier mode de réalisation de l'invention,
  - la figure 11 représente schématiquement la structure générale d'un filtre d'ordre supérieur selon un second mode de réalisation de l'invention,
  - la figure 12 illustre la caractéristique d'une réponse fréquentielle en transmission et en réflexion du filtre de la figure 11,
  - les figures 13, 14 et 15 représentent schématiquement trois modes de réalisation d'antennes filtrantes selon l'invention.

**[0025]** La ligne à retard bi-ruban différentielle coplanaire 10 représentée sur la figure 1 comporte deux bandes conductrices 12 et 14 disposées sur une même face plane 16 d'un substrat diélectrique.

**[0026]** La bande conductrice 12 comprend une première extrémité E1 et une seconde extrémité S1. De même, la seconde bande conductrice 14 comprend une première extrémité E2 et une seconde extrémité S2.

**[0027]** Les deux premières extrémités E1 et E2 des deux bandes conductrices 12 et 14 forment respectivement deux conducteurs d'un premier port bi-ruban 18 de connexion à un premier dispositif différentiel externe (non représenté) et les deux secondes extrémités S1 et S2 des deux bandes conductrices forment respectivement deux conducteurs d'un second port bi-ruban 20 de connexion à un second dispositif différentiel externe (non représenté).

**[0028]** Les deux bandes conductrices 12 et 14 sont rectilignes. Elles sont également parallèles et symétriques par rapport à un plan P perpendiculaire à la face plane 16 et formant un plan de masse électrique virtuel de la ligne bi-ruban différentielle. Elles sont d'une largeur  $w$  et distantes entre elles d'une distance  $s$ , ces deux paramètres  $w$  et  $s$  définissant l'impédance caractéristique de la ligne bi-ruban 10.

**[0029]** Elles sont en outre d'une longueur  $l$ , cette longueur  $l$  définissant le déphasage généré par la ligne bi-ruban sur un signal différentiel qu'elle propage et donc son adaptation d'impédance. C'est pourquoi, pour un déphasage prédéterminé, par exemple un déphasage quart d'onde, une certaine longueur de cette ligne bi-ruban de propagation est nécessaire, ce qui génère un encombrement supplémentaire du dispositif dans lequel la ligne bi-ruban 10 est intégrée.

**[0030]** Un circuit électrique équivalent de cette ligne bi-ruban 10 est représenté sur la figure 2. Ce circuit électrique comporte deux fils conducteurs 22 et 24 entre lesquels une capacité  $C$  est disposée en parallèle. Chaque portion de fil conducteur 22 ou 24, entre l'une des bornes de la capacité  $C$  et l'une des extrémités E1, E2, S1 et S2 du circuit comporte en outre une inductance  $L$ . Ce modèle de circuit électrique réalise une ligne à retard bi-ruban, de déphasage prédéterminé et obtenu par des valeurs données de la capacité  $C$  et des inductances  $L$ .

**[0031]** Le même circuit électrique à éléments discrets  $L$  et  $C$  peut être réalisé à l'aide d'une ligne bi-ruban 30 telle que celle représentée sur la figure 3, conformément à un mode de réalisation de l'invention. Cette ligne bi-ruban 30 peut donc être modélisée par le même circuit électrique que la ligne bi-ruban 10.

**[0032]** Comme la ligne bi-ruban 10, elle comporte deux bandes conductrices 32 et 34 disposées sur une même face plane 36 d'un substrat diélectrique. Mais contrairement à la ligne bi-ruban 10, les deux bandes conductrices 32 et 34 sont conformées sous forme d'un circuit imprimé présentant des discontinuités de structure.

**[0033]** La bande conductrice 32 comprend une première extrémité E'1 et une seconde extrémité S'1. De même, la seconde bande conductrice 34 comprend une première extrémité E'2 et une seconde extrémité S'2.

**[0034]** Les deux premières extrémités E'1 et E'2 des deux bandes conductrices 32 et 34 forment respectivement deux conducteurs d'un premier port bi-ruban 38 de connexion à un premier dispositif différentiel externe (non représenté) et les deux secondes extrémités S'1 et S'2 des deux bandes conductrices forment respectivement deux conducteurs d'un second port bi-ruban 40 de connexion à un second dispositif différentiel externe (non représenté).

**[0035]** Le couplage capacitif et les sauts d'impédance de la ligne bi-ruban 30, lui conférant un déphasage prédéterminé, sont directement générés par des discontinuités de structure elles-mêmes génératrices d'une inductance et d'une capacité. Plus précisément, ces discontinuités de structure comprennent, d'une part, des ruptures de linéarité des bandes conductrices 32 et 34 et, d'autre part, des formations de branches conductrices supplémentaires s'étendant à partir des bandes conductrices 32 et 34.

**[0036]** Les ruptures de linéarité permettent de faire varier la distance entre les deux bandes conductrices pour la réalisation d'au moins un saut d'impédance.

**[0037]** Ainsi, la première bande conductrice 32 présen-

te plusieurs ruptures de linéarités permettant à une portion 32A de cette bande conductrice 32 d'être plus éloignée du plan de symétrie P que les portions E'1 et S'1 formant les extrémités de cette bande conductrice 32, tout en maintenant les portions E'1, S'1 et 32A parallèles au plan de symétrie P. Ces ruptures de linéarité sont réalisées par une portion 32B de la bande conductrice 32, s'étendant latéralement et orthogonalement au plan P d'une extrémité de la portion E'1 vers une extrémité de la portion 32A, et par une portion 32C de la bande conductrice 32, s'étendant latéralement et orthogonalement au plan P de l'autre extrémité de la portion 32A vers une extrémité de la portion S'1.

**[0038]** Par symétrie, la seconde bande conductrice 34 présente plusieurs ruptures de linéarités permettant à une portion 34A de cette bande conductrice 34 d'être plus éloignée du plan de symétrie P que les portions E'2 et S'2 formant les extrémités de cette bande conductrice 34, tout en maintenant les portions E'2, S'2 et 34A parallèles au plan de symétrie P. Ces ruptures de linéarité sont réalisées par une portion 34B de la bande conductrice 34, s'étendant latéralement et orthogonalement au plan P d'une extrémité de la portion E'2 vers une extrémité de la portion 34A, et par une portion 34C de la bande conductrice 34, s'étendant latéralement et orthogonalement au plan P de l'autre extrémité de la portion 34A vers une extrémité de la portion S'2.

**[0039]** Par conséquent, la ligne bi-ruban 30 présente une première discontinuité de structure, d'augmentation de la distance entre ses deux bandes conductrices 32 et 34, réalisée par les portions 32B et 34B, pour la réalisation d'un premier saut d'impédance par augmentation de cette impédance. En effet, l'impédance augmente avec la distance entre les deux bandes conductrices.

**[0040]** Elle présente également une seconde discontinuité de structure, de réduction de la distance entre ses deux bandes conductrices 32 et 34, réalisée par les portions 32C et 34C, pour la réalisation d'un second saut d'impédance par réduction de cette impédance.

**[0041]** Ces deux discontinuités de structure créent une zone rectangulaire, essentiellement délimitée par les portions 32B, 32A, 32C, 34C, 34A et 34B, dans laquelle la ligne bi-ruban 30 présente un écartement entre ses bandes conductrices 32 et 34 supérieur à l'écartement entre les deux conducteurs E'1, E'2 et S'1, S'2 de chacun de ses ports bi-ruban de connexion 38 et 40.

**[0042]** Les formations de branches conductrices supplémentaires s'étendant à partir des bandes conductrices 32 et 34 permettent de créer au moins une capacité interdigitée pour la réalisation du couplage capacitif entre les deux bandes conductrices 32 et 34.

**[0043]** Plus précisément, dans l'exemple de la figure 3, une capacité interdigitée est formée par deux doigts conducteurs 32D et 34D s'étendant parallèlement l'un par rapport à l'autre et orthogonalement au plan P, en vis-à-vis sur au moins une partie de leur longueur. Le doigt conducteur 32D est constitué d'une portion de bande conductrice rectiligne dont une extrémité est solidaire

de la portion 32A de la première bande conductrice 32 et l'autre extrémité reste libre, tandis que le doigt conducteur 34D est constitué d'une portion de bande conductrice rectiligne dont une extrémité est solidaire de la portion 34A de la seconde bande conductrice 34 et l'autre extrémité reste libre.

**[0044]** La paire de doigts conducteurs s'étend donc latéralement vers l'intérieur de la zone rectangulaire définie précédemment à partir des portions 32A et 34A des deux bandes conductrices 32 et 34, ce qui permet de profiter de la zone du substrat dans laquelle la ligne bi-ruban 30 présente un écartement plus grand entre ses bandes conductrices 32 et 34 pour former la capacité interdigitée.

**[0045]** En variante, il est possible de créer plusieurs capacités interdigitées parallèles dans la zone rectangulaire définie précédemment. Cela permet d'augmenter la capacité du circuit imprimé formé par la ligne bi-ruban 30 sans changer son inductance. En d'autres termes, il s'agit d'un paramètre supplémentaire de réglage de l'impédance caractéristique de la ligne bi-ruban 30 à déphasage donné. On notera cependant que l'ajout de capacités interdigitées augmente la longueur et donc l'encombrement de la ligne bi-ruban, ce qui n'est pas toujours souhaitable.

**[0046]** De façon concrète, il est simple pour l'homme du métier de régler les dimensions des différents éléments précités de la ligne bi-ruban 30, de manière à obtenir une ligne à retard de déphasage prédéterminé par réglage, notamment, de son couplage capacitif et de ses sauts d'impédance.

**[0047]** La longueur l' de la ligne bi-ruban 30 ainsi réalisée est nettement inférieure à la longueur l d'une ligne bi-ruban 10 de l'état de la technique à circuit électrique équivalent identique, grâce aux discontinuités de structure. Il en résulte qu'une ligne bi-ruban selon l'invention présente une meilleure compacité tout en conservant les mêmes caractéristiques qu'une ligne bi-ruban de l'état de la technique.

**[0048]** En pratique, il est notamment possible de concevoir une ligne quart d'onde selon l'invention pour relier, avec une meilleure compacité, deux dispositifs de filtrage différentiel à résonateurs couplés coplanaires et réaliser ainsi un filtre d'ordre supérieur en technologie CPS.

**[0049]** Un filtre différentiel d'ordre supérieur selon l'invention comporte donc au moins deux dispositifs de filtrage différentiel à résonateurs couplés coplanaires et au moins une ligne bi-ruban différentielle selon l'invention, par exemple celle décrite en référence à la figure 3, cette ligne bi-ruban étant raccordée, via son premier port bi-ruban 38, à l'un des deux dispositifs de filtrage et, via son second port bi-ruban 40, à l'autre des deux dispositifs de filtrage.

**[0050]** Chacun des deux dispositifs de filtrage peut par exemple être conçu conformément à l'exemple illustré par la figure 12 du document « Broadband and compact coupled coplanar stripline filters with impedance steps », de Ning Yang et al, IEEE Transactions on Microwave

Theory and Techniques, vol. 55, n° 12, décembre 2007.

**[0051]** Cependant, la compacité des dispositifs de filtrage auxquels la ligne bi-ruban différentielle est raccordée pourrait être également avantageusement améliorée. Combinée à la compacité améliorée de la ligne bi-ruban selon l'invention, elle permettrait alors d'envisager un filtre d'ordre supérieur encore plus compact.

**[0052]** On va maintenant décrire de façon détaillée et en référence aux figures 4 à 8 plusieurs exemple de dispositifs de filtrage différentiel à résonateurs couplés à compacité améliorée, particulièrement adaptés à la réalisation de filtres d'ordre supérieur incluant au moins une ligne bi-ruban selon l'invention.

**[0053]** Le dispositif 50 de filtrage différentiel à résonateurs couplés représenté sur la figure 4 comporte au moins une paire de résonateurs 52 et 54, couplés entre eux par couplage capacitif et disposés sur une même face plane 56 d'un substrat diélectrique.

**[0054]** Le premier résonateur 52, constitué d'une portion de ligne bi-ruban, est relié à deux conducteurs E"1 et E"2 d'un port bi-ruban de connexion à une ligne de transmission d'un signal différentiel. Ces deux conducteurs E"1 et E"2 du port bi-ruban sont symétriques par rapport à un plan P' perpendiculaire à la face plane 56 et formant un plan de masse électrique virtuel. Ils sont d'une largeur w et distants entre eux d'une distance s, ces deux paramètres s et w définissant l'impédance du port bi-ruban.

**[0055]** De même, Le second résonateur 54, lui aussi constitué d'une portion de ligne bi-ruban, est relié à deux conducteurs S"1 et S"2 d'un port bi-ruban de connexion à une ligne de transmission d'un signal différentiel. Ces deux conducteurs S"1 et S"2 du port bi-ruban sont également symétriques par rapport au plan de masse électrique virtuel P'.

**[0056]** Les deux résonateurs 52 et 54 sont eux-mêmes symétriques par rapport à un axe normal au plan P' situé sur la face plane 56. Par conséquent, le dispositif de filtrage 50 est symétrique entre son entrée et sa sortie différentielles de sorte que celles-ci peuvent tout à fait être inversées. Ainsi, dans la suite de la description du mode de réalisation représenté sur la figure 4, les deux conducteurs E"1 et E"2 seront choisis par convention comme étant le port bi-ruban d'entrée du dispositif de filtrage 50, pour la réception d'un signal différentiel non filtré. Les deux conducteurs S"1 et S"2 seront choisis par convention comme étant le port bi-ruban de sortie du dispositif de filtrage 50, pour la fourniture du signal différentiel filtré.

**[0057]** Plus précisément, le premier résonateur 52 comporte deux bandes conductrices identifiées par leurs références LE1 et LE2. Ces deux bandes conductrices LE1 et LE2 sont positionnées de façon symétrique par rapport au plan de masse électrique virtuel P'. Elles sont respectivement reliées aux deux conducteurs E"1 et E"2 du port d'entrée. Le second résonateur 54 comporte deux bandes conductrices identifiées par leurs références LS1 et LS2. Ces deux bandes conductrices LS1 et LS2 sont également positionnées de façon symétrique par rapport

au plan de masse électrique virtuel P'. Elles sont respectivement reliées aux deux conducteurs S"1 et S"2 du port de sortie.

**[0058]** Le couplage capacitif des deux résonateurs 52 et 54 est assuré par la disposition en vis-à-vis mais sans contact de leurs paires de bandes conductrices respectives. Ainsi, les bandes conductrices LE1 et LS1, situées d'un même côté par rapport au plan de masse électrique virtuel P', sont disposées en vis-à-vis à une distance e l'une de l'autre. De même, les bandes conductrices LE2 et LS2, situées de l'autre côté par rapport au plan de masse électrique virtuel P', sont disposées en vis-à-vis à la même distance e l'une de l'autre.

**[0059]** Cette distance e entre les deux résonateurs 52 et 54 influence principalement la bande passante du dispositif de filtrage 50 et a un effet secondaire sur son impédance caractéristique. Plus e diminue, c'est-à-dire plus le couplage capacitif est fort entre les deux résonateurs, plus la bande passante est large. Cela a aussi pour effet d'augmenter l'impédance. Plus précisément, la bande passante est élargie par l'apparition de deux zéros de réflexion distincts à l'intérieur de cette bande passante, correspondant à deux fréquences de résonance distinctes, lorsque e est suffisamment petit pour réaliser le couplage capacitif entre les deux résonateurs. Plus la distance e est faible, plus les deux zéros de réflexion créés s'éloignent l'un de l'autre, élargissant ainsi la bande passante. Cependant, s'ils sont trop éloignés, ils peuvent engendrer la séparation de la bande passante élargie en deux bandes passantes distinctes par réapparition d'une réflexion importante entre les deux zéros, ce qui va à l'encontre de l'effet recherché. Par conséquent, la distance e doit être suffisamment petite pour augmenter la bande passante mais aussi suffisamment importante pour ne pas générer de réflexion non souhaitée à l'intérieur de la bande passante.

**[0060]** De façon classique, pour un bon fonctionnement des résonateurs d'un dispositif de filtrage à résonateurs couplés, chaque bande conductrice doit être de longueur  $\lambda/4$ , où  $\lambda$  est la longueur d'onde apparente, pour un substrat considéré, correspondant à la fréquence haute de fonctionnement du dispositif de filtrage. Ainsi, si les bandes conductrices étaient disposés linéairement dans le prolongement des ports d'entrée et sortie du dispositif de filtrage 50, l'ensemble atteindrait une longueur voisine de  $\lambda/2$  : en pratique, pour une fréquence de 3 GHz, on obtiendrait par exemple une longueur proche de 3 cm.

**[0061]** Mais en fait, les bandes conductrices LE1, LE2, LS1 et LS2 sont avantageusement repliées sur elles-mêmes de manière à former localement des couplages capacitifs et magnétiques supplémentaires entre leurs deux extrémités. La taille du dispositif de filtrage 50 est ainsi réduite pour au moins deux raisons : les repliements engendrent géométriquement une réduction de taille de l'ensemble, mais en outre, grâce aux couplages capacitifs et magnétiques, la taille de chaque bande conductrice peut encore être réduite tout en assurant un bon fonctionnement des résonateurs. Ce couplage capacitif et

magnétique génère en outre une rétroaction entre l'entrée et la sortie de chaque bande conductrice, de manière à créer un ou plusieurs zéros de transmission supplémentaires à des fréquences supérieures à la limite supérieure de la bande passante du dispositif de filtrage 50. La réjection en bande haute est ainsi améliorée.

**[0062]** Dans le mode de réalisation illustré sur la figure 4 les quatre bandes conductrices sont de forme générale annulaire, leurs extrémités étant repliées à l'intérieur de cette forme générale annulaire sur une portion de longueur prédéterminée de celles-ci.

**[0063]** Pour un bon fonctionnement du dispositif de filtrage 50, le repliement des extrémités de chaque bande conductrice est situé sur une portion de cette bande conductrice disposée en vis-à-vis de l'autre bande conductrice du même résonateur. Ainsi, les repliements d'extrémités des bandes conductrices LE1 et LE2 sont disposés en vis-à-vis de part et d'autre du plan de symétrie P' et à proximité de celui-ci.

**[0064]** Plus précisément, la bande conductrice LE1 est de forme générale rectangulaire et constituée de segments conducteurs rectilignes. Un premier segment LE1<sub>1</sub> comportant une première extrémité libre de la bande conductrice LE1 s'étend vers l'intérieur du rectangle formé par la bande conductrice sur une longueur L dans une direction orthogonale au plan de masse virtuel P'. Un deuxième segment LE1<sub>2</sub>, raccordé à ce premier segment à angle droit, constitue une partie du côté du rectangle parallèle au plan de masse virtuel P' et proche de celui-ci. Un troisième segment LE1<sub>3</sub>, raccordé à ce deuxième segment à angle droit, constitue le côté du rectangle orthogonal au plan de masse virtuel P' et relié au conducteur E"1 du port d'entrée. Un quatrième segment LE1<sub>4</sub>, raccordé à ce troisième segment à angle droit, constitue le côté du rectangle parallèle au plan de masse virtuel P' et proche d'un bord extérieur du substrat. Un cinquième segment LE1<sub>5</sub>, raccordé à ce quatrième segment à angle droit, constitue le côté du rectangle orthogonal au plan de masse virtuel P' et opposé au côté LE1<sub>3</sub>. Un sixième segment LE1<sub>6</sub>, raccordé à ce cinquième segment à angle droit, constitue comme le deuxième segment LE1<sub>2</sub> une partie du côté du rectangle parallèle au plan de masse virtuel P' et proche de celui-ci. Enfin, un septième segment LE1<sub>7</sub> comportant la deuxième extrémité libre de la bande conductrice LE1, raccordé au sixième segment à angle droit, s'étend vers l'intérieur du rectangle sur la longueur L dans une direction orthogonale au plan de masse virtuel P', c'est-à-dire parallèlement au segment LE1<sub>1</sub> et en vis-à-vis de celui-ci sur toute la longueur L de repliement.

**[0065]** Les segments LE1<sub>1</sub> et LE1<sub>7</sub> sont distants d'une distance constante e<sub>S</sub> sur toute leur longueur ce qui assure leur couplage capacitif.

**[0066]** La bande conductrice LE1 peut aussi être vue comme constituée d'une bande conductrice principale pliée raccordée à l'une de ses extrémités au conducteur E"1, cette bande conductrice principale comportant les segments LE1<sub>1</sub>, LE1<sub>2</sub> et la partie du segment LE1<sub>3</sub> située

entre le segment LE1<sub>2</sub> et le conducteur E"1, et d'une dérivation de type « stub » repliée sur la bande conductrice principale, cette dérivation de type « stub » comportant l'autre partie du segment LE1<sub>3</sub>, et les segments LE1<sub>4</sub> à LE1<sub>7</sub>. La dérivation de type « stub » est alors considérée comme posée à la jonction entre la bande conductrice principale et le conducteur E"1. Elle devrait théoriquement présenter une longueur totale de  $\lambda/4$ , mais les couplages capacitifs et magnétiques engendrés par le repliement de la bande conductrice LE1 sur elle-même permettent de réduire cette longueur, notamment de 10 à 20 % sur la dérivation en « stub ».

**[0067]** Il est en outre intéressant de noter qu'une taille suffisamment réduite du segment LE1<sub>4</sub> permet de rapprocher les segments LE1<sub>3</sub> et LE1<sub>5</sub>, mais aussi les segments LE1<sub>3</sub> et LE1<sub>1</sub>, ou les segments LE1<sub>5</sub> et LE1<sub>7</sub>, de manière à multiplier le nombre de couplages capacitifs et magnétiques engendrés par le repliement de la bande conductrice LE1 sur elle-même. Ces multiples couplages améliorent le fonctionnement du dispositif de filtrage 50.

**[0068]** La longueur L de couplage entre les deux extrémités repliées, i.e. les deux segments LE1<sub>1</sub> et LE1<sub>7</sub>, influence principalement la bande passante du dispositif de filtrage 50, mais a également un effet secondaire sur la réjection en bande haute. Plus elle augmente, plus la bande passante est réduite mais plus la réjection en bande haute est améliorée.

**[0069]** La distance e<sub>S</sub> entre les deux extrémités repliées influence principalement la réjection en bande haute du dispositif de filtrage 50 : plus elle est réduite, plus la réjection en bande haute est améliorée. On notera cependant que cette distance ne peut être inférieure à une limite imposée par la précision de la gravure de la bande conductrice LE1 sur le substrat.

**[0070]** La bande conductrice LE2 est constituée, comme la bande conductrice LE1, de sept segments conducteurs LE2<sub>1</sub> à LE2<sub>7</sub> disposés sur la face plane 56 du substrat de façon symétrique aux sept segments LE1<sub>1</sub> à LE1<sub>7</sub> par rapport au plan de masse virtuel P'. Les deux bandes conductrices LE1 et LE2 sont distantes d'une distance constante e<sub>1</sub>, correspondant à la distance qui sépare les segments LE1<sub>2</sub> et LE1<sub>6</sub>, d'une part, des segments LE2<sub>2</sub> et LE2<sub>6</sub>, d'autre part.

**[0071]** Cette distance e<sub>1</sub> influence principalement l'impédance du premier résonateur 52, c'est-à-dire l'impédance d'entrée du dispositif de filtrage 50, mais a également un effet secondaire sur la bande passante du dispositif de filtrage 50. Plus elle augmente, plus l'impédance augmente et de façon moins marquée, plus la bande passante est réduite.

**[0072]** Les deux résonateurs 52 et 54 étant symétriques par rapport à un axe normal au plan de masse virtuel P' situé sur la face plane 56, les bandes conductrices LS1 et LS2 sont constituées chacune, comme les bandes conductrices LE1 et LE2, de sept segments conducteurs LS1<sub>1</sub> à LS1<sub>7</sub> et LS2<sub>1</sub> à LS2<sub>7</sub> respectivement, imprimés sur la face plane 56 du substrat de façon symétrique aux segments des bandes conductrices LE1 et LE2 par rap-

port à cet axe. Par symétrie également, les deux bandes conductrices LS1 et LS2 sont distantes d'une distance constante  $e_2$  égale à  $e_1$ , correspondant à la distance qui sépare les segments LS1<sub>2</sub> et LS1<sub>6</sub>, d'une part, des segments LS2<sub>2</sub> et LS2<sub>6</sub>, d'autre part.

**[0073]** Cette distance  $e_2$  influence également principalement l'impédance du second résonateur 54, c'est-à-dire l'impédance de sortie du dispositif de filtrage 50, mais a également un effet secondaire sur la bande passante du dispositif de filtrage 50. Plus elle augmente, plus l'impédance augmente et de façon moins marquée, plus la bande passante est réduite.

**[0074]** La distance  $e$  séparant les deux résonateurs 52 et 54 correspond à la distance qui sépare les segments LE1<sub>5</sub> et LE2<sub>5</sub>, d'une part, des segments LS1<sub>5</sub> et LS2<sub>5</sub>, d'autre part. Le couplage capacitif entre les deux résonateurs 52 et 54 est donc établi sur toute la longueur des segments LE1<sub>5</sub> et LE2<sub>5</sub>, d'une part, et des segments LS1<sub>5</sub> et LS2<sub>5</sub>, d'autre part.

**[0075]** Dans une topologie telle que celle illustrée sur la figure 4, où la longueur du rectangle formé par l'une quelconque des bandes conductrices est environ deux fois supérieure à sa largeur et où le repliement de longueur  $L$  se fait sur la moitié de la longueur du rectangle à l'intérieur de celui-ci, on obtient des dimensions du rectangle formé par chaque bande conductrice voisines de  $\lambda/30$  par  $\lambda/60$ , soit des dimensions du dispositif de filtrage 50 voisines de  $\lambda/15$  par  $\lambda/30$ . Ces dimensions permettent d'atteindre une compacité nettement meilleure que celles des dispositifs existants.

**[0076]** La figure 5 présente schématiquement un circuit électrique équivalent du dispositif de filtrage 50 précédemment décrit.

**[0077]** Dans ce circuit, un premier inverseur 60 représente un saut d'impédance, de  $Z_0$  à  $Z_1$ , en entrée du dispositif de filtrage 50. L'impédance  $Z_0$  est déterminée par les paramètres  $s$  et  $w$  des conducteurs E"1 et E"2 du port d'entrée, tandis que l'impédance  $Z_1$  est déterminée notamment par la distance  $e_1$  entre les bandes conductrices LE1 et LE2.

**[0078]** Un second inverseur 62 représente le saut d'impédance correspondant, de  $Z_1$  à  $Z_0$ , en sortie du dispositif de filtrage 50.

**[0079]** Les premier et second résonateurs couplés 52 et 54 sont représentés chacun par un circuit LC à capacité  $C$  et inductance  $L$  en parallèle. Ces deux circuits LC sont reliés, d'une part, respectivement aux premier et second inverseurs 60 et 62 et, d'autre part, à la masse.

**[0080]** Enfin, le repliement des bandes conductrices LE1, LE2, LS1 et LS2 crée des couplages supplémentaires, à l'intérieur de chaque résonateur mais également entre les résonateurs, pouvant être représentés par un circuit LC de rétroaction 64, à capacité  $C1$  et inductance  $L1$  en parallèle, relié, d'une part, à la jonction 66 entre le premier résonateur 52 et le premier inverseur 60 et, d'autre part, à la jonction 68 entre le second résonateur 54 et le second inverseur 62. Ce circuit LC de rétroaction 64 améliore la réjection en bande haute du dispositif de

filtrage 50 par l'ajout d'un ou de plusieurs zéros de transmission dans les fréquences élevées.

**[0081]** Le graphique illustré sur la figure 6 représente la caractéristique d'une réponse fréquentielle en transmission et en réflexion du dispositif de filtrage décrit précédemment.

**[0082]** Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de cette réponse fréquentielle montre une bande passante à -10 dB (définition généralement admise de la bande passante en réflexion) comprise entre environ 3,2 et 4,4 GHz. Comme indiqué précédemment, la bande passante est élargie par la présence de deux zéros de réflexion distincts à l'intérieur de cette bande passante, ces deux zéros étant dus à la présence des deux résonateurs couplés distants de  $e$  dans le dispositif de filtrage 50. Cependant, on voit bien sur la figure 6 que s'ils sont trop éloignés, la portion de courbe  $S_{11}$  située entre ces deux zéros de réflexion peut remonter au dessus de -10 dB, ce qui engendre une séparation de la bande passante élargie en deux bandes passantes distinctes. Par conséquent, la distance  $e$  ne doit pas être trop faible pour ne pas provoquer de réflexion supérieure à -10 dB dans la bande passante élargie.

**[0083]** Le coefficient de transmission  $S_{21}$  de la réponse fréquentielle montre une bande passante à -3 dB (définition généralement admise de la bande passante en transmission), comprise entre environ 2,7 et 4,5 GHz, ainsi que deux zéros de transmission à environ 5,1 et 6,9 GHz.

**[0084]** L'un de ces deux zéros de transmission hors bande est dû au couplage entre les deux résonateurs du dispositif de filtrage 50 sur toute la longueur de leurs portions LE1<sub>5</sub>, LE2<sub>5</sub> d'une part et LS1<sub>5</sub>, LS2<sub>5</sub> d'autre part. L'autre de ces deux zéros de transmission est dû aux couplages intra-résonateurs supplémentaires créés par le repliement des bandes conductrices sur elles-mêmes. Ces deux zéros de transmission entraînent une forte réjection du filtre en bande haute et une asymétrie de la réponse fréquentielle du fait de la réjection moyenne en bande basse. Mais cette asymétrie peut s'avérer avantageuse, notamment pour une application d'intégration directe du dispositif de filtrage 50 dans une antenne différentielle. En effet, de telles antennes présentent généralement de fortes résonances à basse fréquence et équivalent par conséquent à des filtres passe-haut, ce qui compense l'asymétrie du dispositif de filtrage 50 en améliorant sa réjection en bande basse.

**[0085]** Un deuxième exemple de dispositif de filtrage différentiel à compacité améliorée est représenté schématiquement sur la figure 7. Ce dispositif 50' comporte une paire de résonateurs 52' et 54', couplés entre eux par couplage capacitif et disposés sur une même face plane 56 d'un substrat diélectrique. Ces deux résonateurs sont similaires à ceux, 52 et 54, du dispositif de la figure 4.

**[0086]** En revanche, dans ce deuxième exemple, les deux résonateurs 52' et 54' ne sont pas symétriques par rapport à un axe normal au plan P' situé sur la face plane

56. En effet, la distance  $e_1$  séparant les deux bandes conductrices LE1 et LE2 du premier résonateur 52' est distincte de la distance  $e_2$  séparant les deux bandes conductrices LS1 et LS2 du second résonateur 52'. Dans l'exemple illustré, la distance  $e_2$  est supérieure à la distance  $e_1$ .

**[0087]** Cependant, le couplage capacitif entre les deux résonateurs 52' et 54' n'est pas rompu pour autant. En effet, du fait du repliement des bandes conductrices sur elles-mêmes, celles-ci restent en vis-à-vis sur au moins une portion de leur longueur, plus précisément sur au moins une portion des longueurs LE1<sub>5</sub> et LS1<sub>5</sub>, d'une part, et des longueurs LE2<sub>5</sub> et LS2<sub>5</sub>, d'autre part. En comparaison avec l'existant, il ne serait par exemple pas possible de concevoir une telle différence entre les distances  $e_1$  et  $e_2$  dans le dispositif de filtrage décrit en référence à la figure 12 du document « Broadband and compact coupled coplanar stripline filters with impedance steps » précité, parce que dans ce document, ce sont les extrémités libres des bandes conductrices qui sont disposées en vis-à-vis de sorte qu'un décalage, même léger, entre elles romprait le couplage capacitif entre les deux résonateurs.

**[0088]** Puisque ces distances  $e_1$  et  $e_2$  permettent de régler respectivement les impédances d'entrée et de sortie du dispositif de filtrage 50', il est ainsi possible de concevoir un dispositif de filtrage passe bande qui remplisse en outre une fonction d'adaptation d'impédances entre les circuits auxquels il est destiné à être connecté. Dans l'exemple illustré sur la figure 7, la distance  $e_1$  engendre ainsi une impédance d'entrée  $Z_1$  inférieure à l'impédance de sortie  $Z_2$  engendrée par la distance  $e_2$ .

**[0089]** Ce deuxième exemple permet l'intégration directe d'un dispositif de filtrage selon l'invention avec des antennes différentielles et des circuits actifs différentiels d'impédances différentes. On notera cependant qu'une telle intégration directe avec un seul dispositif filtrant fonctionne d'autant mieux que la différence entre les impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  est faible.

**[0090]** De façon alternative, un ensemble de plusieurs dispositifs de filtrage selon le deuxième exemple de l'invention ajoutés en série peut être utilisé de manière à faciliter l'adaptation d'impédance entre des circuits à impédances très différentes.

**[0091]** Un tel ensemble à deux dispositifs de filtrage est par exemple représenté schématiquement sur la figure 8.

**[0092]** Dans cet ensemble, un amplificateur 70 est raccordé à l'entrée d'un premier dispositif de filtrage 72, via le port d'entrée 74 de ce premier dispositif de filtrage. L'impédance de l'amplificateur 70 ayant une valeur  $Z_1$ , le premier dispositif de filtrage 72 est conçu, par réglage de la distance entre les bandes conductrices repliées de son premier résonateur, pour présenter une impédance d'entrée de valeur conjuguée  $Z_1^*$  assurant ainsi un transfert de puissance maximal entre le premier dispositif de filtrage 72 et l'amplificateur 70.

**[0093]** Une antenne 76 est raccordée à la sortie d'un

second dispositif de filtrage 78, via le port de sortie 80 de ce second dispositif de filtrage. L'impédance de l'antenne 76 ayant une valeur  $Z_2$ , le second dispositif de filtrage 78 est conçu, par réglage de la distance entre les bandes conductrices repliées de son second résonateur, pour présenter une impédance de sortie de valeur conjuguée  $Z_2^*$  assurant ainsi un transfert de puissance maximal entre le second dispositif de filtrage 78 et l'antenne 76.

**[0094]** Enfin, les deux dispositifs de filtrage 72 et 78 sont avantageusement raccordés entre eux via une ligne quart d'onde 82 selon l'invention remplissant une fonction d'inverseur, la sortie du premier dispositif de filtrage 72 et l'entrée du second dispositif de filtrage 78 étant conçues, par réglage de la distance entre les bandes conductrices repliées du second résonateur du premier dispositif de filtrage 72 et de la distance entre les bandes conductrices repliées du premier résonateur du second dispositif de filtrage 78, pour présenter une même impédance  $Z_0$ . Cette même impédance  $Z_0$  assure l'adaptation d'impédances et peut être choisie de façon à assurer la meilleure réjection possible.

**[0095]** Ainsi, l'adaptation des impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  qui peuvent être très différentes se fait en passant par une impédance intermédiaire  $Z_0$  grâce à l'ensemble comportant les deux dispositifs de filtrage asymétriques 72 et 78 et la ligne quart d'onde 82.

**[0096]** La présence de la ligne quart d'onde 82 entre les deux dispositifs de filtrage 72 et 78 permet en outre d'améliorer globalement les performances du filtre d'ordre supérieur ainsi constitué, en termes de bande passante.

**[0097]** Un troisième exemple de dispositif de filtrage différentiel à compacité améliorée est représenté schématiquement sur la figure 9. Ce dispositif de filtrage 50" comporte une paire de résonateurs 52" et 54", couplés entre eux par couplage capacitif et disposés sur une même face plane 56 d'un substrat diélectrique.

**[0098]** Dans ce troisième exemple, les deux résonateurs 52" et 54" sont symétriques par rapport à un axe normal au plan P' situé sur la face plane 56. Par conséquent, la distance  $e_1$  séparant les deux bandes conductrices LE1 et LE2 du premier résonateur 52" est égale à la distance  $e_2$  séparant les deux bandes conductrices LS1 et LS2 du second résonateur 54". En variante, ces deux distances pourraient être différentes, comme dans le deuxième exemple, pour que le dispositif de filtrage remplisse en outre une fonction d'adaptation d'impédances.

**[0099]** En revanche, ce troisième exemple se distingue des premier et deuxième exemples par la forme générale des bandes conductrices repliées.

**[0100]** En effet, dans cet exemple, les quatre bandes conductrices sont de forme générale annulaire, leurs extrémités étant repliées à l'intérieur de cette forme générale annulaire sur une portion de longueur prédéterminée de celles-ci, mais elles sont plus précisément de forme générale carrée. En outre, chacune d'entre elles com-

porte des repliement supplémentaires sur au moins une partie des côtés de la forme générale carrée.

**[0101]** Par exemple, la bande conductrice LE1 comporte trois repliements supplémentaires LE1<sub>8</sub>, LE1<sub>9</sub> et LE1<sub>10</sub> dans les trois côtés de la forme générale carrée ne comportant pas le repliement de ses deux extrémités. Pour améliorer la compacité de l'ensemble, les trois repliements supplémentaires sont dirigés vers l'intérieur de la forme générale carrée. Ils sont par exemple en forme de créneau. Par symétrie, les bandes conductrices LE2, LS1 et LS2 comportent les mêmes repliements supplémentaires, référencés LE2<sub>8</sub>, LE2<sub>9</sub> et LE2<sub>10</sub> pour la bande conductrice LE2 ; LS1<sub>8</sub>, LS1<sub>9</sub> et LS1<sub>10</sub> pour la bande conductrice LS1 ; LS2<sub>8</sub>, LS2<sub>9</sub> et LS2<sub>10</sub> pour la bande conductrice LS2.

**[0102]** Dans cet exemple, la forme générale carrée de chaque bande conductrice LE1, LE2, LS1 et LS2 implique une forme générale carrée du dispositif de filtrage 50". La compacité de ce dernier est donc optimale.

**[0103]** De plus, les repliements supplémentaires créent des couplages capacitifs et magnétiques supplémentaires susceptibles d'améliorer davantage les performances du dispositif de filtrage 50".

**[0104]** Comme indiqué précédemment, la longueur L du repliement des deux extrémités de chaque bande conductrice à l'intérieur de sa forme générale carrée peut être réglée de manière à régler la largeur de bande du dispositif de filtrage 50".

**[0105]** Dans cette topologie carrée, on obtient par exemple des dimensions du dispositif de filtrage 50" voisines de  $\lambda/20$  par côté.

**[0106]** On notera qu'un dispositif de filtrage à compacité améliorée n'est pas limité aux exemples décrits ci-dessus. D'autres formes géométriques sont envisageables pour un tel dispositif de filtrage, à partir du moment où elles prévoient un repliement de chaque bande conductrice de chaque résonateur sur elle-même de manière à former un couplage capacitif entre ses deux extrémités.

**[0107]** Ce dispositif de filtrage à compacité améliorée est particulièrement adapté pour la conception, avec une ligne bi-ruban selon l'invention, d'un filtre d'ordre supérieur de taille réduite.

**[0108]** Par exemple, comme illustré sur la figure 10, un filtre différentiel d'ordre supérieur 90 gravé sur un substrat 92 comporte deux dispositifs de filtrage différentiel à résonateurs couplés coplanaires 94 et 96 conformes au premier exemple illustré sur la figure 4. Il comporte en outre une ligne bi-ruban différentielle 98 conforme à celle représentée sur la figure 3 raccordée, via l'un de ses deux ports bi-ruban, à l'un des deux dispositifs de filtrage différentiel et, via son autre port bi-ruban, à l'autre des deux dispositifs de filtrage différentiel.

**[0109]** Par exemple également, comme illustré sur la figure 11, un filtre différentiel d'ordre supérieur 100 gravé sur un substrat 102 comporte deux dispositifs de filtrage différentiel à résonateurs couplés coplanaires 104 et 106 conformes au troisième exemple illustré sur la figure 9. Il comporte en outre une ligne bi-ruban différentielle 108

conforme à celle représentée sur la figure 3 raccordée, via l'un de ses deux ports bi-ruban, à l'un des deux dispositifs de filtrage différentiel et, via son autre port bi-ruban, à l'autre des deux dispositifs de filtrage différentiel.

**[0110]** Concrètement, ce filtre d'ordre supérieur est par exemple dimensionné pour fonctionner dans une bande de fréquence haute allouée aux communications à Ultra Large Bande, selon le standard ULB Européen, voire entre 6 et 9 GHz. Le substrat 102 est par exemple un substrat à forte permittivité ( $\epsilon_r = 10$ ). Les dimensions de ce filtre d'ordre supérieur 100 à compacité améliorée sont alors de 6 mm de longueur par 3,5 mm de largeur.

**[0111]** Le graphique illustré sur la figure 12 représente la caractéristique d'une réponse fréquentielle en transmission et en réflexion du filtre d'ordre supérieur illustré sur la figure 11.

**[0112]** Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de cette réponse fréquentielle montre une bande passante à -10 dB (définition généralement admise de la bande passante en réflexion) comprise entre environ 6 et 9 GHz et présente quatre zéros de réflexion dans la bande passante.

**[0113]** Le coefficient de transmission  $S_{21}$  de cette réponse fréquentielle montre une bande passante à -3 dB (définition généralement admise de la bande passante en transmission), comprise également entre environ 6 et 9 GHz, ainsi qu'un zéro de transmission à environ 9,8 GHz.

**[0114]** Ce zéro de transmission entraîne une forte réjection du filtre en bande haute et une asymétrie de la réponse fréquentielle du fait de la réjection moyenne en bande basse. Des réjections de l'ordre de 50 dB en bande haute et de 30 dB en bande basse sont obtenues. Mais, comme indiqué précédemment, cette asymétrie peut s'avérer avantageuse, notamment pour une application d'intégration directe de ce filtre 100 dans une antenne différentielle.

**[0115]** Les figures 13 à 15 illustrent schématiquement trois exemples d'antennes dipôles filtrantes différentielles intégrant chacune avantageusement un filtre différentiel d'ordre supérieur à compacité améliorée tel que celui illustré sur la figure 11.

**[0116]** L'antenne dipôle filtrante 110 représentée sur la figure 13 comporte d'une part un dipôle électrique rayonnant 112 et d'autre part un filtre différentiel d'ordre supérieur 100 tel que celui décrit en référence à la figure 11. Le dipôle électrique 112 est plus précisément un dipôle épais coplanaire gravé sur un substrat et dont la structure rayonnante est de forme elliptique. Ce type de dipôle est à très large bande passante. La bande passante relative définie par la relation  $\Delta f/f_0$ , où  $\Delta f$  est la largeur de la bande passante et  $f_0$  la fréquence centrale de fonctionnement de l'antenne, peut dépasser 100 %.

**[0117]** Les deux bras du dipôle 112 sont directement connectés aux deux conducteurs du port de sortie du filtre 100. Les deux conducteurs du port d'entrée du filtre 100 sont quant à eux destinés à être alimentés en signal différentiel.

**[0118]** L'antenne dipôle filtrante 120 représentée sur

la figure 14 comporte d'une part un dipôle électrique rayonnant 122 et d'autre part un filtre différentiel d'ordre supérieur 100 tel que celui décrit en référence à la figure 11. Le dipôle électrique 122 est plus précisément un dipôle épais coplanaire gravé sur un substrat et dont la structure rayonnante est de forme « papillon ». Plus précisément, la structure rayonnante du dipôle présente une partie fine, dans une zone centrale de l'antenne comportant la connexion au filtre 100, qui s'élargit vers l'extérieur de l'antenne des deux côtés du dipôle. Ce type de dipôle rayonnant est à bande passante moyenne. Sa bande passante relative  $\Delta f/f_0$  est de l'ordre de 20 %.

**[0119]** Comme précédemment, les deux bras du dipôle 122 sont directement connectés aux deux conducteurs du port de sortie du filtre 100. Les deux conducteurs du port d'entrée du filtre 100 sont quant à eux destinés à être alimentés en signal différentiel.

**[0120]** Enfin, l'antenne dipôle filtrante 130 représentée sur la figure 15 comporte d'une part un dipôle électrique rayonnant 132 et d'autre part un filtre différentiel d'ordre supérieur 100 tel que celui décrit en référence à la figure 11. Le dipôle électrique 132 est plus précisément un dipôle épais coplanaire gravé sur un substrat et dont la structure rayonnante est de forme « papillon ». Il diffère cependant du dipôle électrique 122 notamment en ce que les deux extrémités larges de sa structure rayonnante, orientées vers l'extérieur de l'antenne, sont conformées pour intégrer dans leurs dimensions extérieures (i. e. plus grande longueur et plus grande largeur) le filtre 100. Il en résulte un gain supplémentaire en compacité de l'antenne filtrante 130 par rapport à l'antenne filtrante 120.

**[0121]** Par ailleurs, comme précédemment, les deux bras du dipôle 132 sont directement connectés aux deux conducteurs du port de sortie du filtre 100. Les deux conducteurs du port d'entrée du filtre 100 sont quant à eux destinés à être alimentés en signal différentiel.

**[0122]** A nombre de dispositifs de filtrage constant, une antenne dipôle filtrante différentielle selon l'invention est plus petite qu'une antenne correspondante classique, notamment grâce à la meilleure compacité de la ligne bi-ruban différentielle utilisée. De façon alternative, à taille globale constante, une antenne dipôle filtrante différentielle selon l'invention est plus performante parce qu'elle peut comporter un plus grand nombre de dispositifs de filtrage permettant de réaliser un filtrage d'ordre encore plus élevé, donc plus performant en terme de bande passante.

**[0123]** Il apparaît clairement qu'une ligne à retard bi-ruban différentielle telle que celle décrite précédemment en référence à la figure 3 peut atteindre une compacité bien meilleure que celle des lignes bi-ruban différentielles connues réalisées en technologie CPS, tout en conservant leurs caractéristiques.

**[0124]** Compte tenu des bandes de fréquences dans lesquelles elle peut fonctionner lorsqu'elle est associée à des dispositifs de filtrage réalisés en technologie CPS, elle est particulièrement adaptée aux nouveaux proto-

les de radiocommunication qui requièrent des bandes passantes très larges. Sa compacité la rend en outre avantageuse pour des objets miniatures communicants.

**[0125]** La structure coplanaire de cette ligne à retard bi-ruban différentielle facilite en outre sa réalisation en technologie hybride et son intégration en technologie monolithique avec des structures comportant des éléments discrets montés en surface. Notamment, il est simple de la concevoir comme élément d'un filtre d'ordre supérieur en intégration avec une antenne dipôle différentielle à structure rayonnante coplanaire large bande, comme cela a été illustré par plusieurs exemples, par gravure chimique ou mécanique sur des substrats à faible ou haute permittivité selon les applications et performances voulues.

**[0126]** Un filtre d'ordre supérieur selon l'invention peut aussi trouver des applications dans la bande des fréquences millimétriques où sa faible taille et ses fortes performances lui permettent d'être intégré en technologie monolithique avec des antennes et des circuits actifs.

**[0127]** Enfin, on notera que d'autres applications que celles présentées ci-dessus sont également envisageables pour une ligne bi-ruban selon l'invention. Notamment, une ligne bi-ruban selon l'invention peut être utilisée comme déphaseur, par exemple dans une application d'alimentation d'un réseau d'antennes où plusieurs antennes différentes à déphasages différents sont alimentées par une même source. Dans ce cas, les antennes peuvent être reliées les unes aux autres par des lignes bi-ruban selon l'invention.

## Revendications

1. Ligne à retard bi-ruban différentielle coplanaire (30), comportant deux bandes conductrices (32, 34) disposées sur une même face (36) d'un substrat diélectrique et comprenant chacune une première et une seconde extrémités (E'1, E'2, S'1, S'2), les deux premières extrémités (E'1, E'2) des deux bandes conductrices formant deux conducteurs d'un premier port bi-ruban (38) de connexion, pouvant être connecté à un premier dispositif différentiel externe, les deux secondes extrémités (S'1, S'2) des deux bandes conductrices formant deux conducteurs d'un second port bi-ruban (40) de connexion, pouvant être connecté à un second dispositif différentiel externe, la ligne à retard étant conformée sous forme de circuit imprimé pour présenter des discontinuités de structure (32B, 32C, 32D, 34B, 34C, 34D), où les discontinuités de structure sont génératrices d'au moins un saut d'impédance entre ses deux bandes conductrices (32, 34) de manière à reproduire un déphasage prédéterminé et comportent au moins :

- une première discontinuité (32B, 34B) d'augmentation de la distance entre les deux bandes conductrices (32, 34), pour la réalisation d'au

- moins un saut d'impédance, et une deuxième discontinuité (32C, 34C) de réduction de la distance entre les deux bandes conductrices (32, 34), pour la réalisation d'au moins un saut d'impédance, formant une zone du substrat dans laquelle la ligne bi-ruban présente un écartement entre ses bandes conductrices supérieur à l'écartement entre les deux conducteurs (E'1, E'2, S'1, S'2) de chacun de ses ports bi-ruban de connexion (38, 40), et **caractérisée en ce que** la ligne à retard bi-ruban différentielle coplanaire comporte au moins
- une capacité interdigitée formée, par au moins une paire de doigts conducteurs (32D, 34D) raccordés respectivement par l'une de leurs extrémités aux deux bandes conductrices, dans la zone du substrat dans laquelle la ligne bi-ruban présente un écartement plus grand entre ses bandes conductrices (32, 34), la paire de doigts conducteurs (32D, 34D) s'étendant latéralement vers l'intérieur de cette zone à partir des deux bandes conductrices.
2. Ligne à retard bi-ruban différentielle coplanaire (30) selon la revendication 1, dans laquelle les discontinuités de structure (32B, 32C, 32D, 34B, 34C, 34D) sont génératrices d'au moins un saut d'impédance et d'au moins un couplage capacitif entre ses deux bandes conductrices (32, 34) de manière à reproduire un déphasage quart d'onde.
  3. Filtre différentiel d'ordre supérieur (90 ; 100) comportant deux dispositifs (94, 96 ; 104, 106) de filtrage différentiel à résonateurs couplés coplanaires et une ligne à retard bi-ruban différentielle coplanaire (98 ; 108) selon la revendication 1 ou 2, cette ligne bi-ruban étant raccordée, via son premier port bi-ruban, à l'un des deux dispositifs de filtrage et, via son second port bi-ruban, à l'autre des deux dispositifs de filtrage.
  4. Filtre différentiel d'ordre supérieur (90; 100) selon la revendication 3, dans lequel chacun des deux dispositifs (94, 96 ; 104, 106) de filtrage différentiel à résonateurs couplés coplanaires comporte une paire de résonateurs couplés (52, 54 ; 52', 54') disposés sur une même face (56) d'un substrat diélectrique, chaque résonateur comportant deux bandes conductrices (LE1, LE2, LS1, LS2) positionnées de façon symétrique par rapport à un plan perpendiculaire à la face (56) sur laquelle est disposé le résonateur (52, 54 ; 52', 54'), ces deux bandes conductrices (LE1, LE2, LS1, LS2) étant raccordées respectivement à deux conducteurs (E"1, E"2, S"1, S"2) d'un port bi-ruban différentiel du dispositif de filtrage différentiel correspondant, chaque bande conductrice (LE1, LE2, LS1, LS2) de chaque résonateur (52, 54 ; 52', 54') étant en outre repliée sur elle-même de ma-

nière à former un couplage capacitif entre ses deux extrémités.

5. Antenne dipôle filtrante différentielle (110; 120; 130) comportant au moins un filtre différentiel d'ordre supérieur (90 ; 100) selon la revendications 3 ou 4.
6. Antenne dipôle filtrante différentielle (130) selon la revendication 5, comportant une structure rayonnante (132) conformée pour intégrer dans ses dimensions extérieures ledit filtre différentiel d'ordre supérieur (90 ; 100).

#### 15 Patentansprüche

1. Coplanare Differenzial-Zweiband-Verzögerungsleitung (30), umfassend zwei leitfähige Bänder (32, 34), die auf einer gleichen Seite (36) eines dielektrischen Substrats angeordnet sind und jeweils ein erstes und ein zweites Ende (E'1, E'2, S'1, S'2) umfassen, wobei die zwei ersten Enden (E'1, E'2) der zwei leitfähigen Bänder, die zwei Leiter eines ersten Zweiband-Verbindungsanschlusses (38) bilden, mit einer ersten externen Differenzialvorrichtung verbunden werden können, wobei die zwei zweiten Enden (S'1, S'2) der zwei leitfähigen Bänder, die zwei Leiter eines zweiten Zweiband-Verbindungsanschlusses (40) bilden, mit einer zweiten externen Differenzialvorrichtung verbunden werden können, wobei die Verzögerungsleitung in Form einer Leiterplatte gebildet ist, um Diskontinuitäten der Struktur (32B, 32C, 32D, 34B, 34C, 34D), aufzuweisen, wobei die Diskontinuitäten der Struktur mindestens einen Impedanzsprung zwischen ihren zwei leitfähigen Bändern (32, 34) erzeugen, um eine vorbestimmte Phasendifferenz zu reproduzieren, und mindestens Folgendes umfassen:
  - eine erste Diskontinuität (32B, 34B) der Erhöhung der Distanz zwischen den zwei leitfähigen Bändern (32, 34) zur Durchführung von mindestens einem Impedanzsprung, und eine zweite Diskontinuität (32C, 34C) der Reduzierung der Distanz zwischen den zwei leitfähigen Bändern (32, 34) zur Durchführung von mindestens einem Impedanzsprung, wodurch ein Bereich des Substrats gebildet wird, in dem die Zweiband-Leitung eine Entfernung zwischen ihren leitfähigen Bändern aufweist, die größer als die Entfernung zwischen den zwei Leitern (E'1, E'2, S'1, S'2) jedes seiner Zweiband-Verbindungsanschlüsse (38, 40) ist, und **dadurch gekennzeichnet, dass** die coplanare Differential-Zweiband-Verzögerungsleitung mindestens Folgendes umfasst:
    - eine interdigitale Kapazität, die aus mindestens einem Paar von leitenden Fingern (32D,

- 34D), die jeweils durch eines ihrer Enden an die zwei leitfähigen Bänder verbunden sind, im Bereich des Substrats gebildet wird, in dem die Zweiband-Leitung eine größere Entfernung zwischen ihren leitfähigen Bändern (32, 34) aufweist, wobei sich das Paar von leitenden Fingern (32D, 34D) seitlich hin zum Inneren dieses Bereichs ausgehend von des zwei leitfähigen Bändern erstreckt.
2. Coplanare Differenzial-Zweiband-Verzögerungsleitung (30) nach Anspruch 1, wobei die Diskontinuitäten der Struktur (32B, 32C, 32D, 34B, 34C, 34D) mindestens einen Impedanzsprung und mindestens eine kapazitive Kopplung zwischen ihren zwei leitfähigen Bändern (32; 34) erzeugen, um eine Viertelwellen-Phasendifferenz zu reproduzieren.
  3. Differenzialfilter höherer Ordnung (90; 100), umfassend zwei Differential-Filtervorrichtungen (94, 96; 104, 106) mit coplanaren gekoppelten Resonatoren und eine coplanare Differential-Zweiband-Verzögerungsleitung (98, 108) nach Anspruch 1 oder 2, wobei diese Zweiband-Leitung über ihren ersten Zweibandanschluss mit der einen der zwei Filtervorrichtungen und, über ihren zweiten Zweibandanschluss, mit der anderen der zwei Filtervorrichtungen verbunden ist.
  4. Differenzialfilter höherer Ordnung (90; 100) nach Anspruch 3, wobei jede der zwei Differential-Filtervorrichtungen (94, 96; 104, 106) mit coplanaren gekoppelten Resonatoren ein Paar gekoppelter Resonatoren (52, 54 ; 52', 54') umfasst, die auf einer gleichen Seite (56) eines dielektrischen Substrats angeordnet sind, wobei jeder Resonator zwei leitfähige Bänder (LE1, LE2, LS1, LS2) umfasst, die auf symmetrische Weise mit Bezug auf eine senkrechte Ebene zur Seite (56) positioniert sind, auf der der Resonator (52, 54 ; 52', 54') angeordnet ist, wobei diese zwei leitfähigen Bänder (LE1, LE2, LS1, LS2) jeweils mit zwei Leitern (E"1, E"2, S"1, S"2) eines Zweiband-Verbindungsanschlusses der entsprechenden Differential-Filtervorrichtung verbunden sind, wobei jedes leitende Band (LE1, LE2, LS1, LS2) jedes Resonators (52, 54; 52', 54') außerdem auf sich selbst gefaltet ist, um eine kapazitive Kopplung zwischen seinen zwei Enden zu bilden.
  5. Differenzial-Filter-Dipolantenne (110; 120; 130), umfassend mindestens einen Differenzialfilter höherer Ordnung (90; 100) nach Anspruch 3 oder 4.
  6. Differenzial-Filter-Dipolantenne (130) nach Anspruch 5, umfassend eine konforme Strahlungsstruktur (132), um in ihre Außenabmessungen den Differentialfilter höherer Ordnung (90; 100) zu integrieren.

## Claims

1. Coplanar differential bi-strip delay line (30), comprising two conducting strips (32, 34) disposed on one and the same face (36) of a dielectric substrate and each comprising a first and a second end (E'1, E'2, S'1, S'2), the two first ends (E'1, E'2) of the two conducting strips forming two conductors of a first bi-strip connecting port (38) that can be connected to a first external differential device, the two second ends (S'1, S'2) of the two conducting strips forming two conductors of a second bi-strip connecting port (40) that can be connected to a second external differential device, said delay line being devised in the form of a printed circuit so as to exhibit structural discontinuities (32B, 32C, 32D, 34B, 34C, 34D), where the structural discontinuities generate at least one impedance jump between its two conducting strips (32, 34) so as to reproduce a predetermined phase shift and include at least:
  - a first discontinuity (32B, 34B) of increase in the distance between the two conducting strips (32, 34), for producing at least one impedance jump, and a second discontinuity (32C, 34C) of reduction in the distance between the two conducting strips (32, 34), for producing at least one impedance jump, forming a zone of the substrate in which the bi-strip line exhibits a separation between its conducting strips which is greater than the separation between the two conductors (E'1, E'2, S'1, S'2) of each of its bi-strip connecting ports (38, 40), **characterized in that** the coplanar differential bi-strip delay line includes at least:
    - an interdigitated capacitance formed, by at least one pair of conducting fingers (32D, 34D) joined respectively by one of their ends to the two conducting strips, in the zone of the substrate in which the bi-strip line exhibits a greater separation between its conducting strips (32, 34), wherein the pair of conducting fingers (32D, 34D) extends laterally toward the interior of this zone from the two conducting strips.
2. Coplanar differential bi-strip delay line (30) according to claim 1, in which the structural discontinuities (32B, 32C, 32D, 34B, 34C, 34D) generate at least one impedance jump and at least one capacitive coupling between its two conducting strips (32, 34) so as to reproduce a quarter-wave phase shift.
3. Higher-order differential filter (90; 100) comprising two differential filtering devices (94, 96; 104, 106) with coplanar coupled resonators and a coplanar differential bi-strip delay line (98; 108) according to claim 1 or 2, this bi-strip line being joined, via its first bi-strip port, to one of the two filtering devices and,

via its second bi-strip port, to the other of the two filtering devices.

4. Higher-order differential filter (90; 100) according to claim 3, wherein each of the two differential filtering devices (94, 96; 104, 106) with coplanar coupled resonators comprises a pair of coupled resonators (52, 54; 52', 54') disposed on one and the same face (56) of a dielectric substrate, each resonator comprising two conducting strips (LE1, LE2, LS1, LS2) positioned in a symmetric manner with respect to a plane perpendicular to the face (56) on which the resonator (52, 54; 52', 54') is disposed, these two conducting strips (LE1, LE2, LS1, LS2) being joined respectively to two conductors (E"1, E"2, S"1, S"2) of a differential bi-strip port of the corresponding differential filtering device, each conducting strip (LE1, LE2, LS1, LS2) of each resonator (52, 54; 52', 54') being furthermore folded back on itself so as to form a capacitive coupling between its two ends.
5. Differential filtering dipole antenna (110; 120; 130) comprising at least one higher-order differential filter (90; 100) according to claim 3 or 4.
6. Differential filtering dipole antenna (130) according to claim 5, comprising a radiating structure (132) devised so as to integrate in its exterior dimensions said higher-order differential filter (90; 100).

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

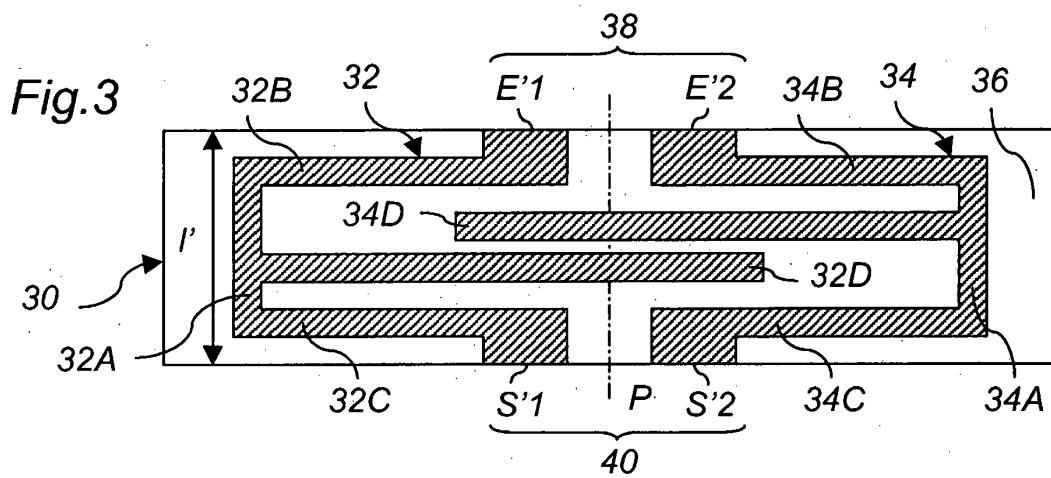
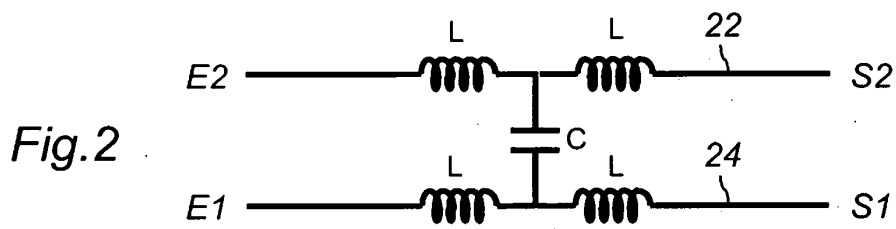
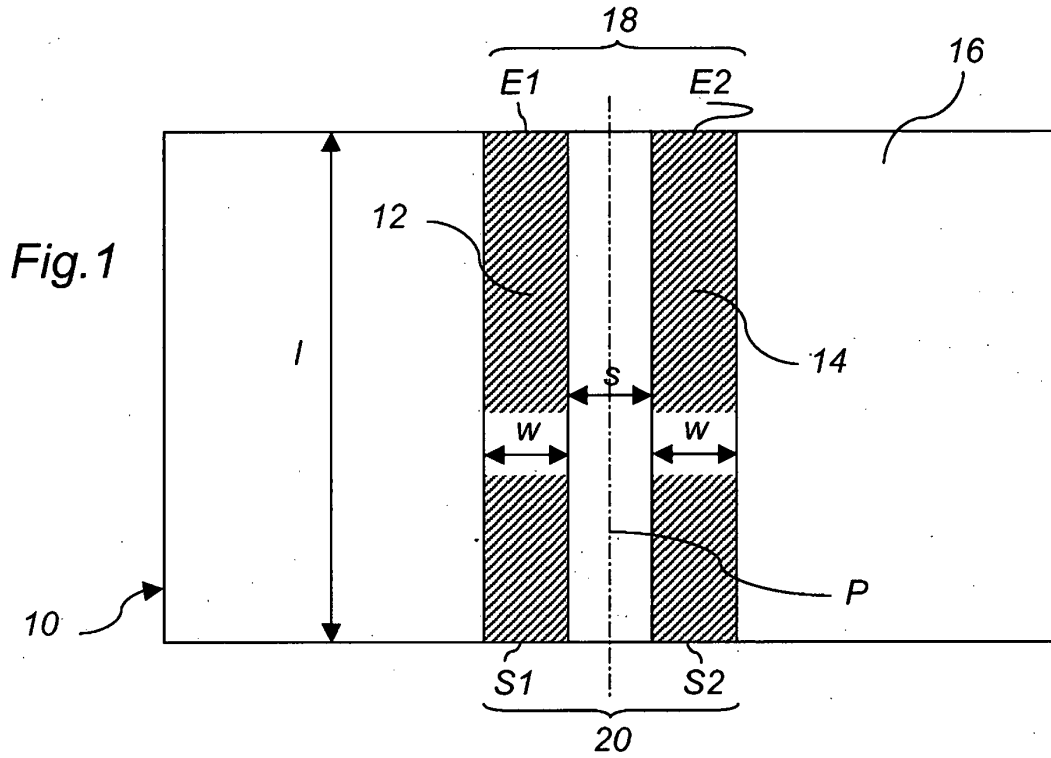


Fig.4

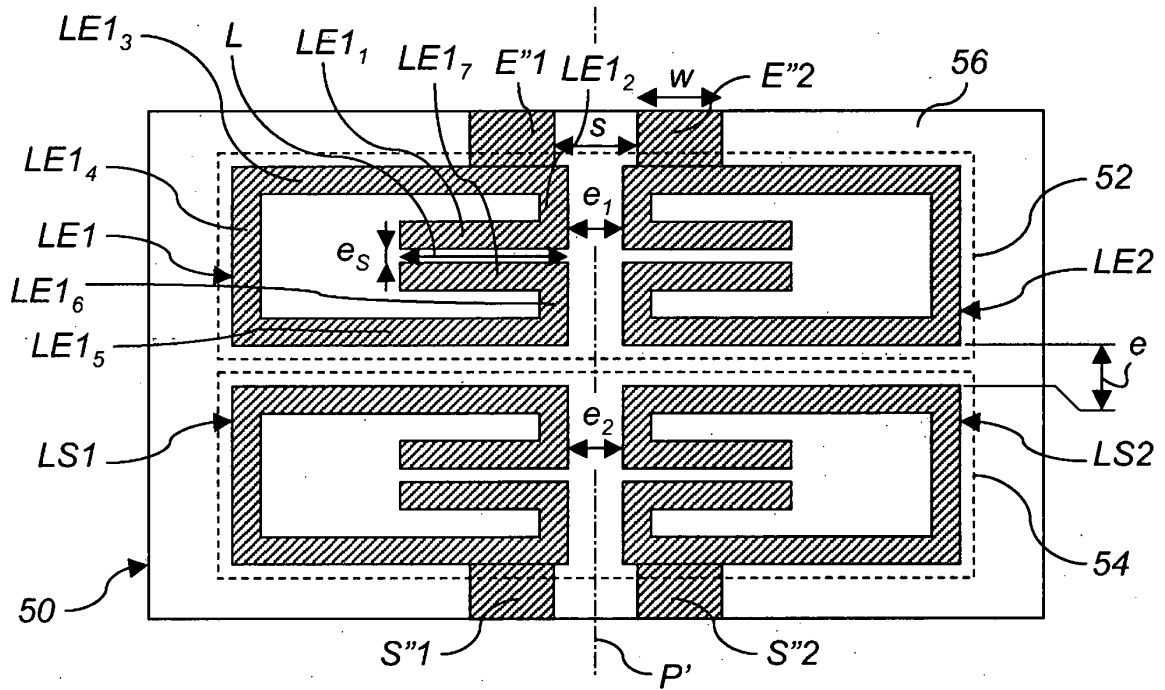
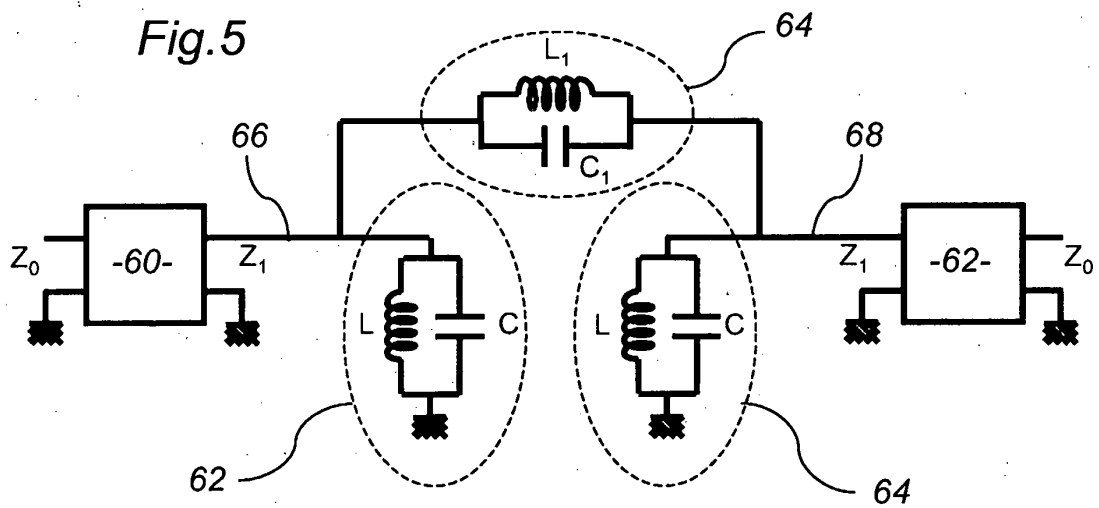


Fig.5



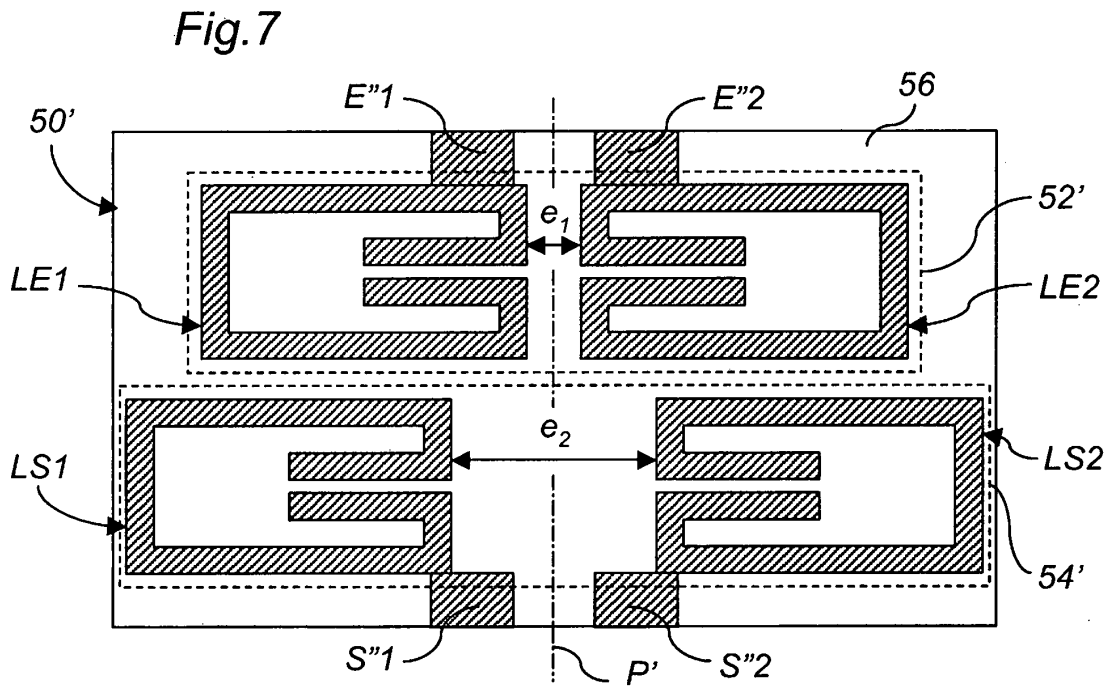
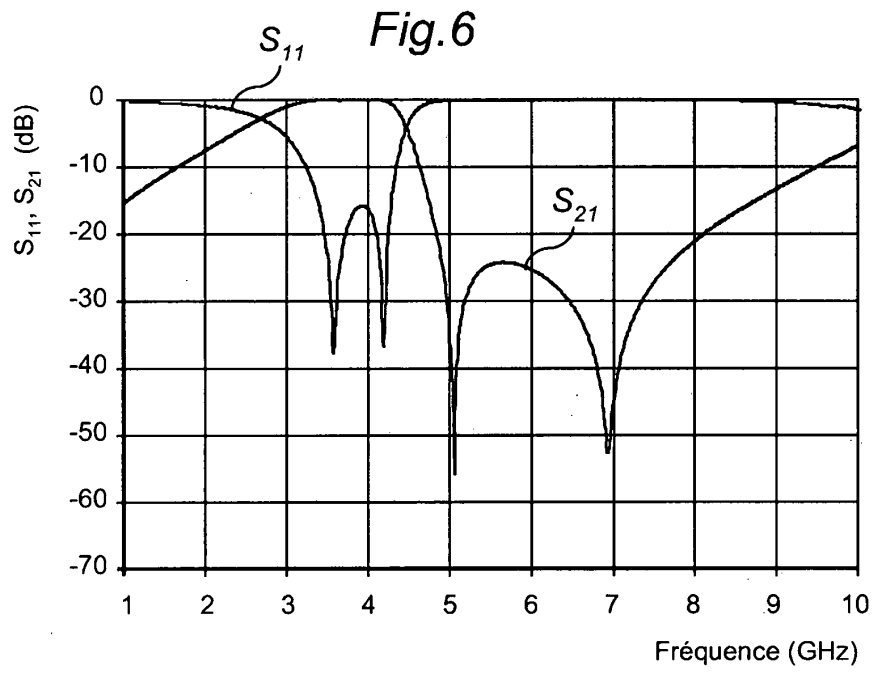


Fig.8

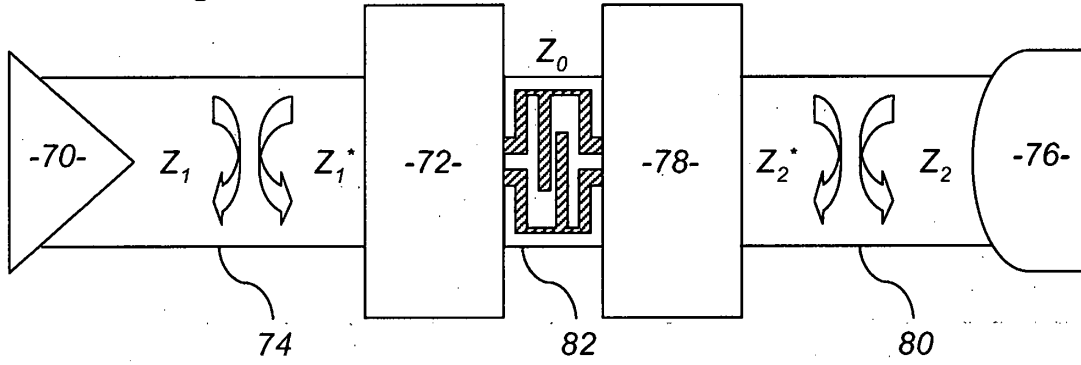


Fig.9

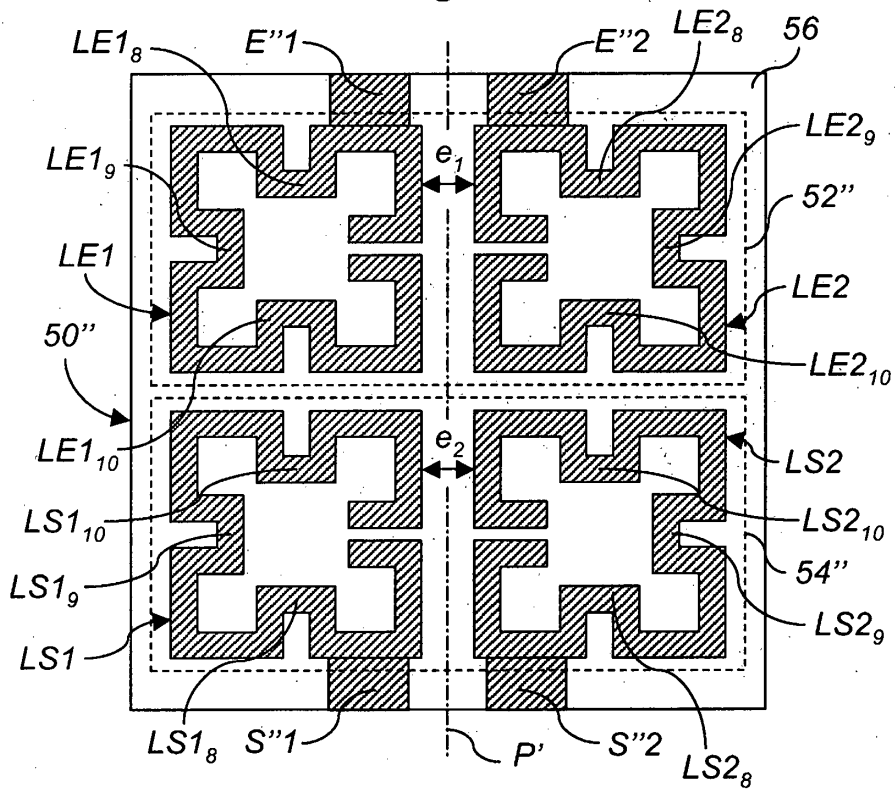


Fig. 10

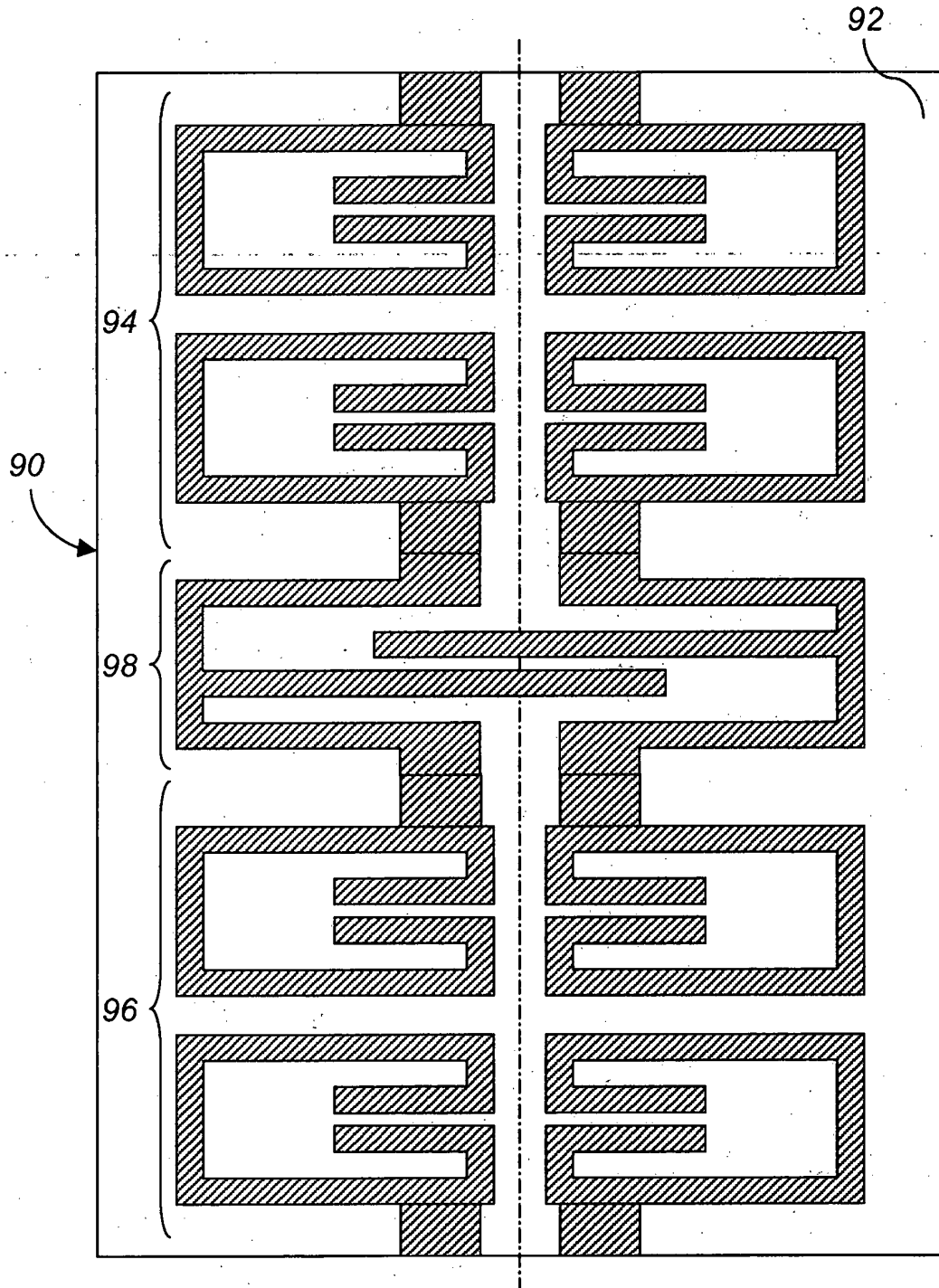


Fig. 11

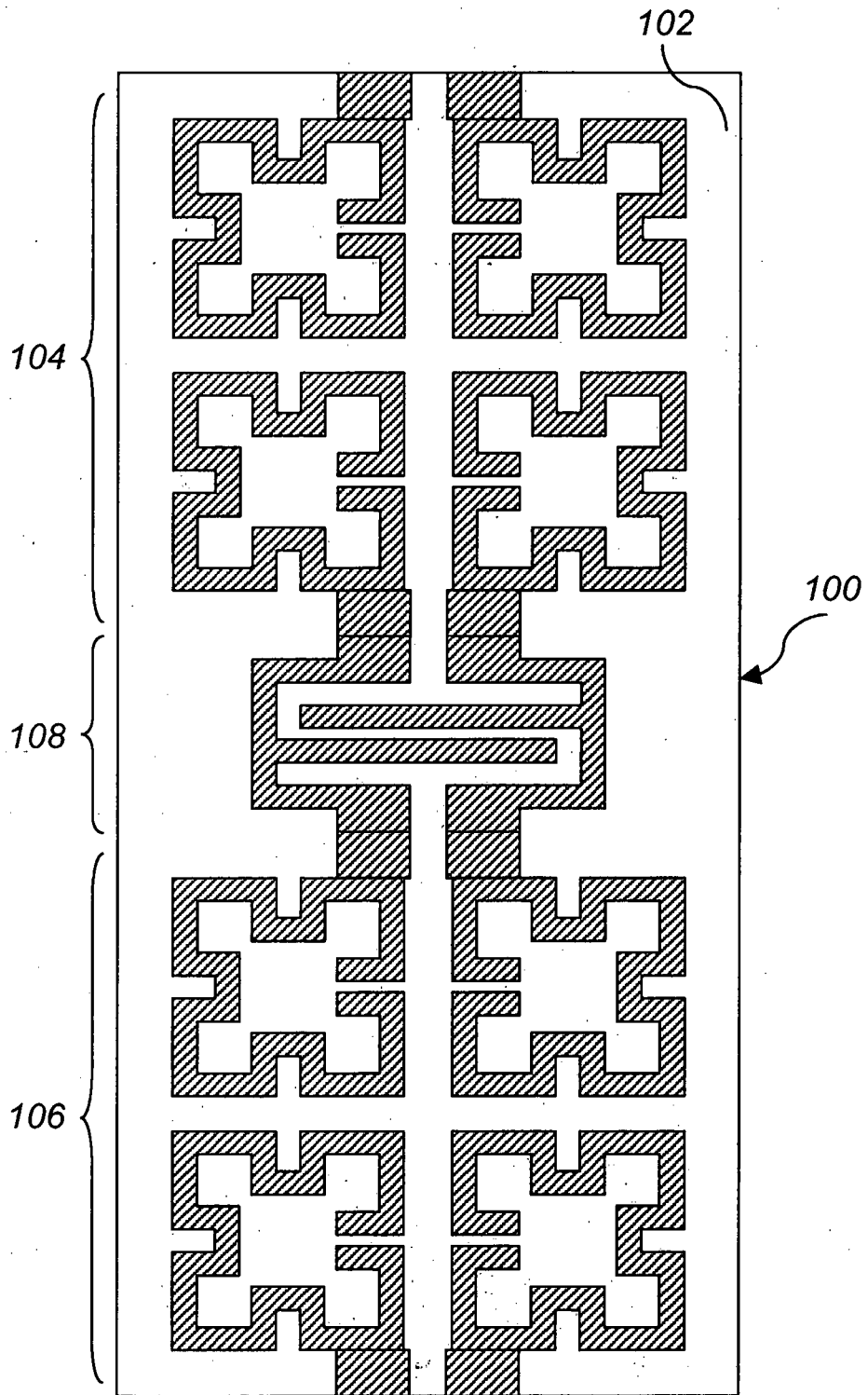


Fig.12

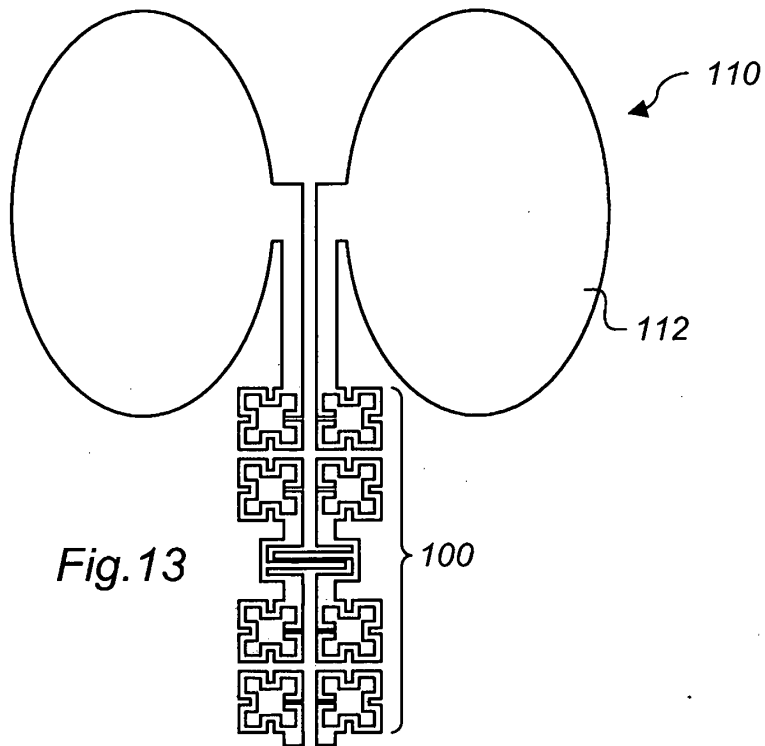
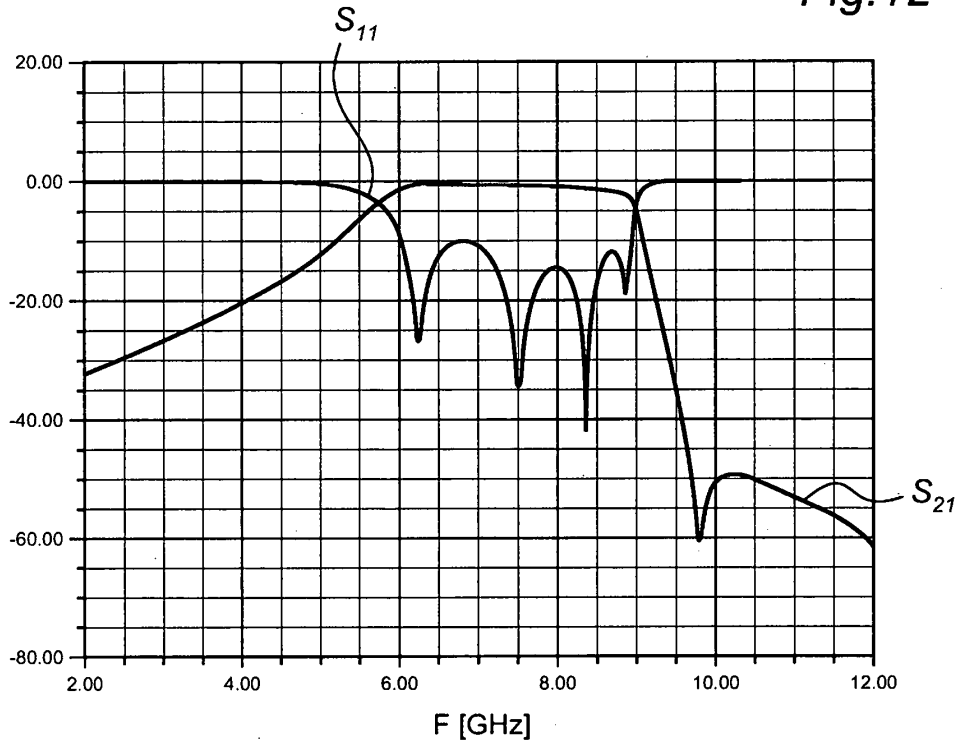


Fig.14

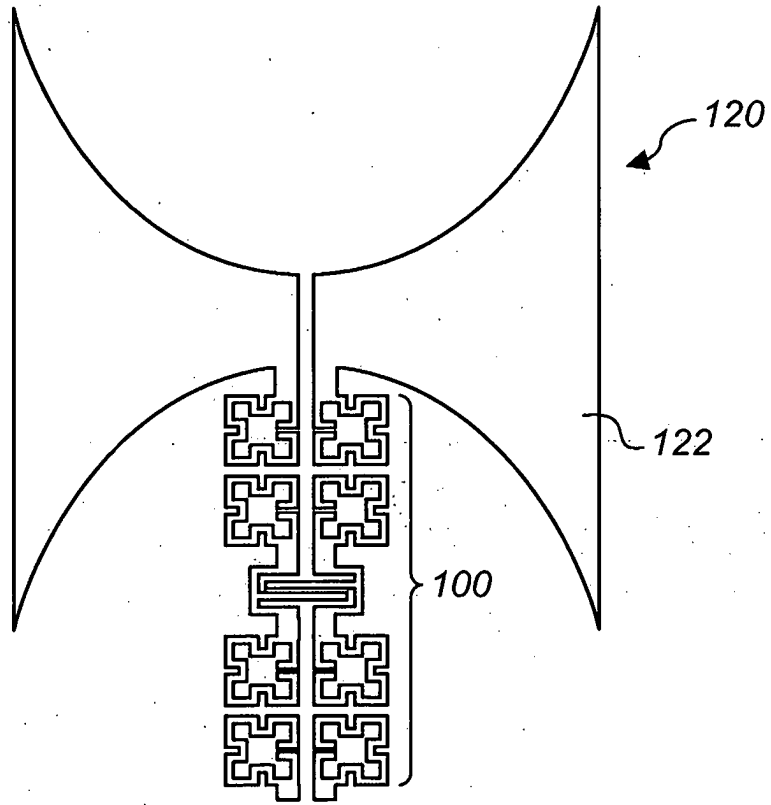
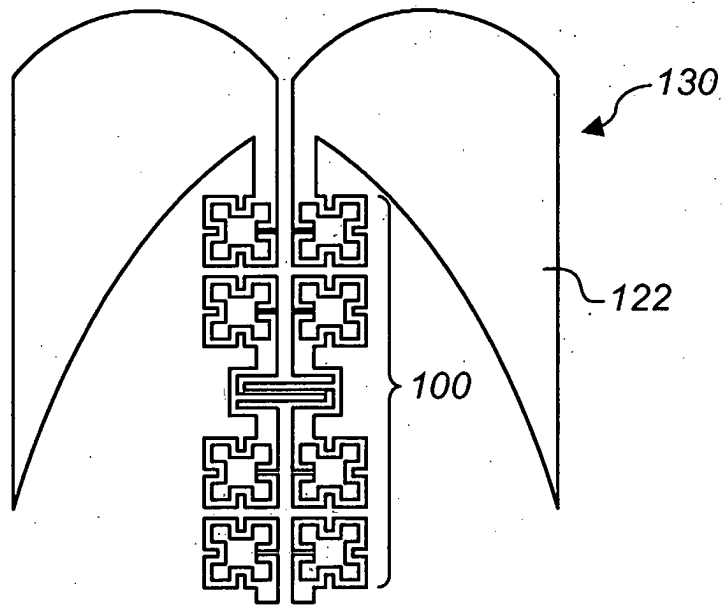


Fig.15



**RÉFÉRENCES CITÉES DANS LA DESCRIPTION**

*Cette liste de références citées par le demandeur vise uniquement à aider le lecteur et ne fait pas partie du document de brevet européen. Même si le plus grand soin a été accordé à sa conception, des erreurs ou des omissions ne peuvent être exclues et l'OEB décline toute responsabilité à cet égard.*

**Documents brevets cités dans la description**

- WO 2006088227 A [0006]

**Littérature non-brevet citée dans la description**

- **DE NING YANG et al.** Broadband and compact coupled coplanar stripline filters with impedance steps. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Décembre 2007, vol. 55 (12 [0011] [0050])