

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle
Bureau international



(43) Date de la publication internationale
14 mai 2010 (14.05.2010)

PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 2010/052377 A1

- (51) Classification internationale des brevets :
H01Q 9/28 (2006.01) H01P 1/203 (2006.01)
- (21) Numéro de la demande internationale :
PCT/FR2008/001573
- (22) Date de dépôt international :
7 novembre 2008 (07.11.2008)
- (25) Langue de dépôt : français
- (26) Langue de publication : français
- (71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US) :
COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE ET
AUX ENERGIES ALTERNATIVES [FR/FR]; 25, rue
LeBlanc, Bâtiment "Le Ponant D", F-75015 Paris (FR).
- (72) Inventeurs; et
- (75) Inventeurs/Déposants (pour US seulement) :
BOURTOULIAN, Raffi [LI/FR]; c/o CEA, SAPri/BPI,
17, rue des Martyrs, F-38054 Grenoble Cedex 9 (FR).
DELAVEAUD, Christophe [FR/FR]; 279, rue de la
Manche, F-38430 Saint Jean de Moirans (FR).
- (74) Mandataire : BONNET, Michel; Cabinet Bonnet, 93,
rue Réaumur, Boîte N°10, F-75002 Paris (FR).
- (81) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre
de protection nationale disponible) : AE, AG, AL, AM,

AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ,
CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ,
EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN,
HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR,
KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME,
MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO,
NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG,
SK, SL, SM, ST, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA,
UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

- (84) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre
de protection régionale disponible) : ARIPO (BW, GH,
GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM,
ZW), eurasienn (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ,
TM), européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE,
ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV,
MC, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI
(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR,
NE, SN, TD, TG).

Déclarations en vertu de la règle 4.17 :

— relative à la qualité d'inventeur (règle 4.17.iv)

Publiée :

— avec rapport de recherche internationale (Art. 21(3))

(54) Title : DIFFERENTIAL DIPOLE ANTENNA SYSTEM WITH A COPLANAR RADIATING STRUCTURE AND TRANSCIEVER DEVICE

(54) Titre : SYSTEME D'ANTENNE DIPOLE DIFFERENTIELLE A STRUCTURE RAYONNANTE COPLANAIRES ET DISPOSITIF D'EMISSION/RECEPTION

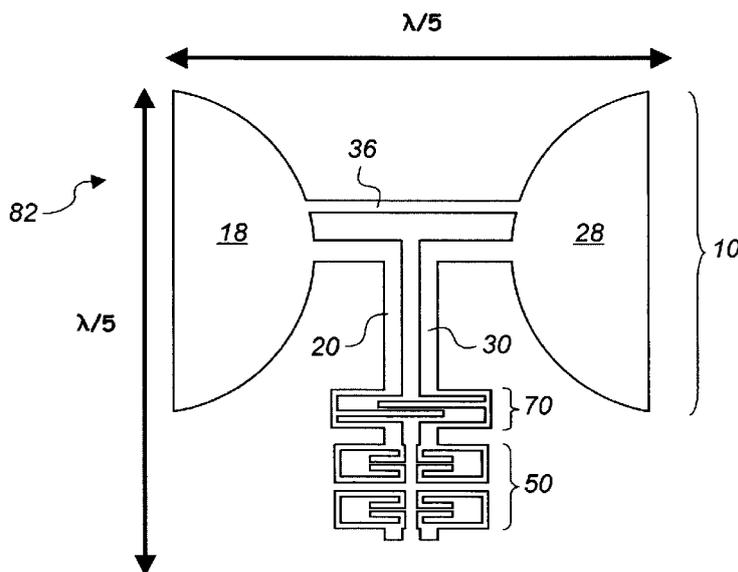


Fig.9

(57) Abstract : The invention relates to a differential dipole antenna system (82) that comprises, on the same surface of a dielectric substrate, a first half (18) of a thick radiating dipole, a first conducting strip (20) of a dual-band line for supplying a differential signal, the first conducting strip (20) being connected to the first half (18) of the thick radiating dipole, a second half (28) of a thick radiating dipole and a second conducting strip (30) of the dual-band supply line, said second conducting strip (30) being connected to the second half (28) of the thick radiating dipole. The system further includes, on said same surface, an additional conducting strip (36) defining a short-circuit connecting the first half (18) and the second half (28) of the thick dipole, and a differential resonating filtering device (50) having a bandwidth adapted so as to be combined with the resonance generated by the short circuit (36) so as to generate an antenna impedance adaptation.

(57) Abrégé :

[Suite sur la page suivante]

WO 2010/052377 A1

Ce système d'antenne dipôle différentielle (82) comporte, sur une même face d'un substrat diélectrique, une première moitié (18) de dipôle rayonnant épais, une première bande conductrice (20) d'une ligne bi-ruban d'alimentation en signal différentiel, cette première bande conductrice (20) étant raccordée à la première moitié (18) de dipôle rayonnant épais, une seconde moitié (28) de dipôle rayonnant épais et une seconde bande conductrice (30) de la ligne bi-ruban d'alimentation, cette seconde bande conductrice (30) étant raccordée à la seconde moitié (28) de dipôle rayonnant épais. En outre, il comporte sur ladite même face une bande conductrice supplémentaire (36) formant court-circuit reliant la première moitié (18) et la seconde moitié (28) du dipôle épais, et un dispositif (50) de filtrage différentiel résonant dont la bande passante est conçue pour se combiner avec la résonance engendrée par le court-circuit (36) de manière à produire une adaptation d'impédance de l'antenne

SYSTEME D'ANTENNE DIPOLE DIFFERENTIELLE A STRUCTURE RAYONNANTE COPLANAIRE ET DISPOSITIF D'EMISSION/RECEPTION

La présente invention concerne un système d'antenne dipôle différentielle
5 adapté pour des applications d'émission/réception de signaux différentiels à large
bande passante. Elle concerne également un dispositif d'émission et/ou réception
correspondant.

Les systèmes d'émission/réception radiofréquence alimentés par des signaux
électriques différentiels sont très attrayants pour les systèmes de communications
10 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.

15 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.
20 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.

Dans le domaine des antennes, une alimentation non différentielle entraîne le
rayonnement d'une composante croisée indésirable due au mode commun circulant
25 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.

Dans le domaine des composants actifs, les amplificateurs de puissance de
30 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
35 oscillateurs par le bruit de mode commun.

L'antenne dipôle électrique est l'antenne différentielle la plus naturellement envisageable. C'est une antenne constituée par deux bras identiques et symétriques, alimentés par deux signaux d'égale amplitude et en opposition de phase. Récemment, les dipôles épais connus pour leurs larges bandes passantes ont été
5 pleinement utilisés pour les communications à haut débit, conformément aux différents standards de communication UWB (de l'anglais « Ultra Wide Band ») visant des communications à larges bandes passantes. Lorsqu'elles sont utilisées dans des dispositifs non symétriques ces antennes montrent des problèmes de bruit de mode commun dont l'alimentation différentielle permet de s'affranchir.

10 Pour des raisons d'optimisation de leur encombrement, ces antennes sont en outre avantageusement réalisées en technologie coplanaire, notamment en technologie CPS différentielle (de l'anglais « CoPlanar Stripline », pour « ligne en bande coplanaire »). Par ailleurs, la technologie CPS différentielle permet de profiter des avantages des structures différentielles tout en permettant une intégration
15 coplanaire simple avec des éléments discrets : il n'est pas nécessaire de créer des raccordements de type via pour relier les éléments entre eux. L'absence de plan de masse permet aussi d'envisager un raccordement simple et moins perturbant avec d'autres éléments différentiels coplanaires. Par conséquent, de plus en plus de dispositifs différentiels sont conçus selon cette technologie.

20 L'invention concerne donc plus précisément une antenne comportant, sur une même face d'un substrat diélectrique, une première moitié de dipôle rayonnant épais, une première bande conductrice d'une ligne bi-ruban d'alimentation en signal différentiel, cette première bande conductrice étant raccordée à la première moitié de dipôle rayonnant épais, une seconde moitié de dipôle rayonnant épais et une
25 seconde bande conductrice de la ligne bi-ruban d'alimentation, cette seconde bande conductrice étant raccordée à la seconde moitié de dipôle rayonnant épais.

Une telle antenne dipôle différentielle est par exemple décrite dans le document « Differential and single ended elliptical antennas for 3.1-10.6 GHz ultra wideband communication », de Powell et al, IEEE Antennas and Propagation Society
30 International Symposium Proceedings, vol. 3, pages 2935-2938 (2004). Dans ce document, le dipôle épais comporte deux moitiés rayonnantes de forme elliptique alimentées par une ligne bi-ruban différentielle. Il assure un fonctionnement dans un domaine de fréquences allant de 3,1 à 10,6 GHz pour des applications de type UWB. En particulier, le standard WiMedia UWB alloue une bande passante comprise entre
35 4,2 et 4,8 GHz en Europe, pour assurer une compatibilité avec les standards

Américains. Une antenne dipôle différentielle elliptique de ce type est également décrite dans le document « Planar elliptical element ultra-wideband dipole antenna », de Schantz, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Proceedings, vol. 3, pages 44-47 (2002).

5 Dans le document « A novel CPS-fed balanced wideband dipole for ultra-wideband applications », de Chan et al, Proceedings of the european conference on antennas and propagation, EuCAP 2006, pages 235.1 (2006), le dipôle épais comporte deux moitiés rayonnantes en forme de demi disque alimentées par deux bandes conductrices d'une ligne bi-ruban différentielle.

10 Plus généralement, on entend par « dipôle épais », tout dipôle dont les moitiés rayonnantes occupent une surface géométrique compacte, telle qu'un polygone (en particulier un triangle), une ellipse, un disque, une demi ellipse ou un demi disque.

On remarque aussi que plus une antenne dipôle est épaisse et à transition
15 lente des lignes de champs entre ses bras, plus elle présente une bande passante importante. Plusieurs formes géométriques permettent d'atteindre des bandes passantes plus ou moins importantes. Par exemple, une antenne de type « papillon », dont les bras sont de forme triangulaire présente une bande passante relative, définie par la relation $\Delta f/f_0$ où Δf est la largeur de la bande passante et f_0 la
20 fréquence centrale de fonctionnement de l'antenne, de l'ordre de 20 %. Une antenne elliptique peut, dans certains cas, présenter une bande passante relative dépassant 100 %.

Les antennes précitées sont assez compactes et à large bande passante
25 mais elles ont généralement la dimension d'une demi onde à la fréquence basse de fonctionnement, soit 30 à 40 mm à 4 GHz. Dans de nombreuses applications où une très forte miniaturisation est requise, elles restent cependant trop volumineuses. Notamment, des applications généralement visées sont celles utilisant des protocoles de communication de type USB sans fil, sur des cartes USB de très petites tailles pour lesquelles les dimensions précitées ne conviennent pas.

30 Malheureusement, la plupart des techniques classiques de miniaturisation connues ne sont pas valides pour des structures symétriques différentielles coplanaires. D'autre part, les lois de la physique et de l'électromagnétisme prévoient une diminution de la bande passante avec la diminution de la taille des antennes ce qui n'est pas souhaité notamment dans les applications précitées.

Par ailleurs, une antenne doit généralement être connectée à un dispositif de filtrage passe-bande. En effet, une antenne est un dispositif qui émet et reçoit de la puissance électromagnétique. Un filtre passe-bande est alors utilisé pour limiter la bande fréquentielle dans laquelle l'antenne va émettre ou recevoir des signaux électromagnétiques. Ceci permet de réduire le bruit capté hors bande et d'empêcher l'interférence des signaux émis ou reçus par l'antenne avec les signaux émis par d'autres systèmes de communications fonctionnant sur d'autres bandes de fréquences parfois voisines.

De façon classique, des filtres fabriqués indépendamment sont connectés aux antennes. Ceci requiert la plupart des fois l'utilisation de circuits d'adaptation ou bien de longues transitions, coûteuses en termes de taille et de pertes ajoutées au système global.

Pour réduire les dimensions d'un système d'antenne filtrante et améliorer son rendement, la demande de brevet Européen publiée sous le numéro EP 1 548 872 prévoit de réaliser une antenne filtrante en technologie multicouche. Dans ce document, l'élément rayonnant de l'antenne est placé sur une couche supérieure et un filtre à résonateurs couplés est réalisé sur une multiplicité de couches inférieures de la structure entre la structure rayonnante et un plan de masse. Cependant, bien que compacte, cette antenne filtrante présente une bande passante étroite à cause de l'utilisation d'une antenne de type patch. De plus, sa réalisation demande la maîtrise d'une technologie multicouche assez coûteuse et difficile à mettre en place.

En fait, peu de travaux ont abordé l'intégration d'une antenne et d'un filtre en technologie différentielle. Pourtant, la réalisation d'un ensemble intégré d'antenne filtrante en technologie différentielle permet de le connecter directement aux circuits actifs, généralement réalisés également en technologie différentielle, et ainsi de s'affranchir des circuits symétriseurs (ou baluns) qui augmentent le coût et l'encombrement d'un système d'émission/réception et réduisent son rendement.

Une telle antenne filtrante différentielle large bande est néanmoins décrite dans le document "Co-designed CPS UWB filter-antenna system" de Yang et al, IEEE Antennas Propagation International Symposium Proceedings, juin 2007, pages 1433-1436. Cette antenne filtrante est réalisée en technologie CPS différentielle. En plus, le dispositif de filtrage de cette antenne assure l'adaptation d'impédance de l'antenne boucle à haute impédance utilisée. Cette antenne filtrante différentielle présente donc plusieurs avantages comme l'élimination de circuits d'adaptation d'impédance et la suppression de baluns.

Cependant, en dehors du fait que le dispositif de filtrage de cette antenne assure l'adaptation d'impédance et la symétrisation de l'antenne boucle, il n'y a pas réellement de conception conjointe de ces deux éléments puisque, ni l'antenne qui est une antenne boucle ordinaire, ni le filtre qui est réalisé par des bandes conductrices rectilignes à saut d'impédance, ne sont optimisés en taille. En effet, l'ensemble d'antenne filtrante réalisé dans ce document occupe une taille importante, de l'ordre d'une longueur d'onde guidée, ce qui le rend difficilement intégrable dans les systèmes portables de télécommunications actuels.

Au vu de l'état de la technique précité, il existe un besoin d'intégration de filtres passe-bande avec des antennes miniatures pour réduire les dimensions d'un système d'antenne filtrant. Cette stratégie visant à concentrer au sein d'un même composant plusieurs fonctionnalités, en l'occurrence rayonnement et filtrage, pose plusieurs difficultés, surtout pour les nouvelles applications demandant des structures à signaux différentiels très larges bandes. Ainsi, selon cette stratégie, chaque élément du même composant doit être conçu pour assurer le fonctionnement optimal des autres éléments du composant tout en limitant les interconnexions qui réduisent ses performances globales en ajoutant des pertes supplémentaires. Il convient aussi de chercher à supprimer dans ce type de composant certains éléments encombrants tels que des symétriseurs.

Il peut ainsi être souhaité de prévoir un système d'antenne dipôle différentielle répondant à ce besoin d'intégration.

Selon un aspect, l'invention vise à remédier à au moins une partie des problèmes et contraintes précités en fournissant un système d'antenne différentielle de taille optimisée en technologie coplanaire.

L'invention a donc pour objet un système d'antenne dipôle différentielle, comportant, sur une même face d'un substrat diélectrique, une première moitié de dipôle rayonnant épais, une première bande conductrice d'une ligne bi-ruban d'alimentation en signal différentiel, cette première bande conductrice étant raccordée à la première moitié de dipôle rayonnant épais, une seconde moitié de dipôle rayonnant épais et une seconde bande conductrice de la ligne bi-ruban d'alimentation, cette seconde bande conductrice étant raccordée à la seconde moitié de dipôle rayonnant épais, le système d'antenne comportant en outre sur ladite même face une bande conductrice supplémentaire formant court-circuit reliant la première moitié et la seconde moitié du dipôle épais, et un dispositif de filtrage différentiel résonant dont la bande passante est conçue pour se combiner avec la

résonance engendrée par le court-circuit de manière à produire une adaptation d'impédance de l'antenne.

Il apparaît en premier lieu que l'ajout d'un court-circuit entre les deux moitiés de dipôle rayonnant épais du système d'antenne dipôle différentielle coplanaire permet d'obtenir une réduction significative de sa surface totale. En effet, le court-circuit se comporte comme un réseau d'adaptation d'impédance et assure une résonance à une fréquence plus basse que la fréquence naturelle de résonance de l'antenne. Ainsi, à taille constante, les longueurs d'onde de fonctionnement augmentent. Autrement dit, pour une longueur d'onde haute de fonctionnement donnée, la taille du système d'antenne est significativement réduite à des dimensions inférieures à la demi longueur d'onde apparente.

Mais l'utilisation d'une antenne court-circuitée dans des applications UWB peut sembler au premier abord inenvisageable dans la mesure où du fait de sa résonance élevée elle présente une bande passante moins large autour de la fréquence de résonance.

Ainsi, cette conception conjointe d'une antenne court-circuitée et d'un dispositif de filtrage résonant permet astucieusement au dispositif de filtrage d'élargir la bande passante de l'antenne, et à l'antenne d'améliorer les propriétés de réjection hors bande du dispositif de filtrage.

De façon optionnelle, la bande conductrice supplémentaire est rectiligne et disposée dans une direction orthogonale à la direction principale de la ligne d'alimentation.

De façon optionnelle également, la bande conductrice supplémentaire est disposée à une distance prédéterminée d'un point d'alimentation des deux moitiés du dipôle rayonnant par la ligne bi-ruban d'alimentation, cette distance étant choisie suffisamment faible pour décaler vers les basses fréquences une résonance engendrée par le court-circuit sur le dipôle rayonnant.

De façon optionnelle également, les première et seconde moitiés de dipôle rayonnant épais sont de forme semi elliptique, elliptique ou triangulaire.

De façon optionnelle également, le dispositif de filtrage résonant comporte une paire de résonateurs couplés disposés sur ladite même face, chaque résonateur comportant deux bandes conductrices positionnées de façon symétrique par rapport à un axe de ladite même face, ces deux bandes conductrices étant raccordées respectivement à deux conducteurs d'un port bi-ruban de connexion à une ligne bi-ruban de transmission d'un signal différentiel.

De façon optionnelle également, chaque bande conductrice de chaque résonateur est repliée sur elle-même de manière à former un couplage capacitif entre ses deux extrémités.

Ainsi, le repliement de chaque bande conductrice sur elle-même permet
5 d'envisager une taille de filtre inférieure, notamment une longueur de filtre inférieure à la demi longueur d'onde apparente, 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
10 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.

Enfin, de façon optionnelle également, un système d'antenne dipôle
15 différentielle selon l'invention peut comporter en outre une ligne quart d'onde à deux bandes conductrices coplanaires disposée de manière à raccorder, en adaptation d'impédance, la ligne bi-ruban d'alimentation de l'antenne au dispositif de filtrage, cette ligne quart d'onde étant conformée sous forme de circuit imprimé pour présenter des discontinuités de structure génératrices d'au moins un saut
20 d'impédance et d'au moins un couplage capacitif entre ses deux bandes conductrices de manière à reproduire un déphasage quart d'onde.

L'invention a également pour objet un dispositif d'émission et/ou réception d'un signal à large bande passante, comprenant un système d'antenne tel que défini précédemment.

25 Par signal à large bande passante, on entend un signal émis ou reçu pour une communication à haut débit, conformément à l'un des différents standards de communication UWB visant des communications à larges bandes passantes.

Enfin, l'invention a également pour objet une antenne dipôle différentielle, comportant, sur une même face d'un substrat diélectrique, une première moitié de
30 dipôle rayonnant épais, une première bande conductrice d'une ligne bi-ruban d'alimentation en signal différentiel, cette première bande conductrice étant raccordée à la première moitié de dipôle rayonnant épais, une seconde moitié de dipôle rayonnant épais et une seconde bande conductrice de la ligne bi-ruban d'alimentation, cette seconde bande conductrice étant raccordée à la seconde moitié
35 de dipôle rayonnant épais, l'antenne comportant en outre sur ladite même face une

bande conductrice supplémentaire formant court-circuit reliant la première moitié et la seconde moitié du dipôle épais, et étant apte à être reliée à un dispositif de filtrage différentiel résonant pour former un système d'antenne tel que défini précédemment.

L'invention sera mieux comprise à l'aide de la description qui va suivre,
5 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 antenne dipôle différentielle selon un mode de réalisation de l'invention,
- la figure 2 illustre la caractéristique d'une réponse fréquentielle en réflexion
10 de l'antenne dipôle différentielle de la figure 1,
- la figure 3 illustre la caractéristique d'une réponse fréquentielle en transmission de l'antenne dipôle différentielle de la figure 1,
- la figure 4 représente un schéma électrique équivalent de l'antenne dipôle différentielle de la figure 1,
- 15 - la figure 5 représente schématiquement la structure générale d'un exemple de dispositif de filtrage pour la réalisation d'un système d'antenne dipôle différentielle selon l'invention,
- la figure 6 illustre la caractéristique d'une réponse fréquentielle en transmission et en réflexion du dispositif de filtrage de la figure 5,
- 20 - la figure 7 représente un schéma électrique équivalent d'un système d'antenne dipôle différentielle selon l'invention,
- la figure 8 représente schématiquement la structure générale d'un exemple de ligne bi-ruban différentielle quart d'onde pour la réalisation d'un système d'antenne dipôle différentielle selon l'invention,
- 25 - la figure 9 représente schématiquement la structure générale d'un système d'antenne dipôle différentielle selon un premier mode de réalisation de l'invention,
- la figure 10 illustre la caractéristique d'une réponse fréquentielle en réflexion du système d'antenne dipôle différentielle de la figure 9,
- 30 - la figure 11 illustre la caractéristique d'une réponse fréquentielle en transmission du système d'antenne dipôle différentielle de la figure 9,
- les figures 12 et 13 représente schématiquement la structure générale d'un système d'antenne dipôle différentielle selon des deuxième et troisième modes de réalisation de l'invention.

L'antenne dipôle différentielle 10 illustrée sur la figure 1 comporte, sur une même face 12 d'un substrat diélectrique, un premier bras d'antenne 14 et un second bras d'antenne 16, disposés de façon symétrique par rapport à un axe D.

Le premier bras d'antenne 14 comporte une première moitié 18 de dipôle rayonnant épais et une première bande conductrice 20 d'une ligne bi-ruban d'alimentation en signal différentiel.

La première moitié 18 de dipôle rayonnant épais est plus précisément, dans l'exemple illustré sur cette figure, une demi ellipse dont le grand axe est parallèle à l'axe D et constitutif d'un des bords latéraux de la face 12 du substrat diélectrique sur lequel est imprimée l'antenne 10 : dans le référentiel de la figure 1, il s'agit plus précisément du bord latéral gauche.

La première bande conductrice 20 est de forme rectiligne et s'étend parallèlement à et à proximité de l'axe D, du côté de la première moitié 18 de dipôle rayonnant épais. L'une 22 de ses extrémités forme un premier conducteur d'un port bi-ruban 24 de connexion à un dispositif différentiel externe (non représenté). L'autre 26 de ses extrémités comporte une coudée vers la gauche pour raccorder la première bande conductrice 20 à la partie convexe de la première moitié 18 de dipôle rayonnant épais, au niveau du petit axe de la demi ellipse.

De façon symétrique, le second bras d'antenne 16 comporte une seconde moitié 28 de dipôle rayonnant épais et une seconde bande conductrice 30 de la ligne bi-ruban d'alimentation en signal différentiel.

La seconde moitié 28 de dipôle rayonnant épais est plus précisément, dans l'exemple illustré sur cette figure, une demi ellipse dont le grand axe est parallèle à l'axe D et constitutif du bord latéral droit de la face 12 du substrat diélectrique sur lequel est imprimée l'antenne 10.

La seconde bande conductrice 30 est de forme rectiligne et s'étend parallèlement à et à proximité de l'axe D, du côté de la seconde moitié 28 de dipôle rayonnant épais. L'une 32 de ses extrémités forme le second conducteur du port bi-ruban 24 de connexion à un dispositif différentiel externe. L'autre 34 de ses extrémités comporte une coudée vers la droite pour raccorder la seconde bande conductrice 30 à la partie convexe de la seconde moitié 28 de dipôle rayonnant épais, au niveau du petit axe de la demi ellipse.

On définit un point P d'alimentation de l'antenne dipôle différentielle 10 comme étant l'intersection entre l'axe D et l'axe des bords supérieurs des deux coudées 26 et 34 dont la direction est orthogonale à l'axe D.

L'antenne dipôle différentielle 10 est de forme générale carrée. Si elle était simplement constituée des deux bras précédemment décrits, chaque côté de cette forme carrée serait de l'ordre d'une demi longueur d'onde apparente.

5 Mais en fait, selon un premier aspect de l'invention, l'antenne dipôle 10 comporte en outre, sur la même face 12 du substrat diélectrique, une bande conductrice supplémentaire 36 reliant la première moitié 18 et la seconde moitié 28 du dipôle épais. De la sorte, la bande conductrice supplémentaire 36 forme un court-circuit entre les première 18 et seconde 28 moitiés du dipôle épais. Elle est d'épaisseur w de forme rectiligne et de direction principale orthogonale à l'axe D, 10 c'est-à-dire orthogonale à la direction principale des deux bandes conductrices de la ligne bi-ruban d'alimentation différentielle, ou parallèle à la direction des bords supérieurs des deux coudées 26 et 34. Elle est située à une distance d du point d'alimentation P.

Ce court-circuit permet d'obtenir une réduction significative de la surface 15 totale de l'antenne. En effet, il se comporte comme un réseau d'adaptation d'impédance et assure une résonance à une fréquence plus basse que la fréquence naturelle de résonance de l'antenne 10 si celle-ci était simplement constituée des deux bras d'antenne 14 et 16. Ainsi, à taille constante de l'antenne, les longueurs d'onde de fonctionnement augmentent. Autrement dit, pour une longueur d'onde 20 haute de fonctionnement donnée, la taille de l'antenne est significativement réduite. De façon plus précise, il est ainsi possible de gagner 60 % dans chaque dimension, c'est-à-dire de concevoir une antenne de forme générale carrée dont chaque côté est de l'ordre d'un cinquième de longueur d'onde apparente.

Le graphique illustré sur la figure 2 représente la caractéristique d'une 25 réponse fréquentielle en réflexion de l'antenne dipôle différentielle 10 décrite précédemment pour des fréquences de fonctionnement voisines de 5 GHz.

On remarque sur ce graphique que la présence du court-circuit engendre une résonance. Cette résonance varie en fonction de la distance d entre le court-circuit 36 et le point d'alimentation P. Pour une première distance $d = d_1$, par exemple 5 30 mm, le coefficient de réflexion S_{11} de la réponse fréquentielle présente une résonance à 5,6 GHz. Pour une deuxième distance $d = d_2$ inférieure à d_1 , par exemple 2 mm, le coefficient de réflexion S_{11} de la réponse fréquentielle présente une résonance plus accentuée à 5,2 GHz. Pour une troisième distance $d = d_3$ inférieure à d_2 , par exemple 0,5 mm, le coefficient de réflexion S_{11} de la réponse 35 fréquentielle présente une résonance encore plus accentuée à 4,6 GHz. On conclut

de ces observations que plus la distance d est faible entre le court-circuit 36 et le point d'alimentation P, plus l'antenne 10 peut être miniaturisée par un phénomène de diminution de sa fréquence de résonance. En revanche, on observe aussi que plus la distance d est faible, plus la bande passante de l'antenne 10 est réduite par
5 accentuation de cette résonance.

Par conséquent, la distance d entre la bande conductrice supplémentaire formant court-circuit 36 et le point d'alimentation P doit être choisie suffisamment faible pour décaler vers les basses fréquences la résonance engendrée par le court-circuit sur le dipôle rayonnant et atteindre une miniaturisation souhaitée, mais
10 suffisamment importante pour conserver une bande passante acceptable en fonction de l'utilisation souhaitée de l'antenne 10.

A titre purement illustratif, l'antenne dipôle est par exemple alimentée par une ligne bi-ruban de 100Ω (optimisée pour présenter une impédance d'entrée de 100Ω) et réalisée sur un substrat aux caractéristiques suivantes : $\epsilon_r = 3,38$, $\text{tg}(\delta) = 0,003$ et
15 épaisseur = 0,5 mm. Les bandes conductrices de la ligne d'alimentation sont choisies de largeur 1,5 mm et espacées entre elles de 0,25 mm. Les demi ellipses des deux moitiés de dipôle ont un grand axe de 8,5 mm et un petit axe de 7 mm. La largeur w du court-circuit 36 est choisie à 0,5 mm et la distance d est réglable pour faire varier la résonance engendrée par le court-circuit selon l'application ou la réduction
20 souhaitée. Pour une distance d égale à 0,5 mm, on obtient ainsi une antenne dipôle différentielle présentant une surface de 17 x 17,85 mm. Cette taille permet d'envisager d'intégrer l'antenne dans des dispositifs communicants petits eux aussi. A ces dimensions, on notera aussi que l'antenne présente une adaptation d'impédance entre à $|S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$ (bande passante généralement admise pour les
25 antennes) comprise entre 4 et 5 GHz.

Le graphique illustré sur la figure 3 représente la caractéristique d'une réponse fréquentielle en transmission de l'antenne dipôle différentielle 10 décrite précédemment pour des fréquences de fonctionnement voisines de 5 GHz.

Le coefficient de transmission S_{21} de cette réponse fréquentielle présente une
30 pente de rejection importante en bande basse, notamment bien plus importante qu'en bande haute. L'antenne dipôle différentielle 10 peut alors être assimilée à un filtre passe haut du premier ordre. Par suite cette antenne à réponse fréquentielle filtrante est toute indiquée pour être intégrée avec un filtre passe-bande, puisque la réponse fréquentielle de l'antenne peut contribuer à améliorer la rejection en bande
35 basse d'un tel filtre. Mais ce filtre doit aussi être choisi de façon à pouvoir adapter

l'impédance de l'antenne qui se trouve réduite par l'ajout du court-circuit fortement résonant.

L'antenne court-circuitée peut être modélisée par un circuit électrique équivalent 40 illustré sur la figure 4. L'ajout du court-circuit 36 à l'antenne initialement
5 non court-circuitée crée en fait un résonateur de type L, C ajouté en parallèle à l'impédance d'entrée Z de l'antenne initialement non court-circuitée.

Ce circuit électrique 40 modélisant l'antenne court-circuitée comporte donc deux fils conducteurs 42 et 44 entre lesquels est disposé un circuit LC parallèle 46 modélisant le résonateur de type L, C. Ces deux fils conducteurs sont raccordés à
10 l'une de leurs extrémités à la charge d'impédance Z de l'antenne 10 considérée sans son court-circuit. Les deux autres extrémités libres sont destinées à être raccordées à un dipôle externe non représenté. Le fil conducteur 44 est, par convention, représenté comme étant en outre relié à la masse.

Comme cela a été indiqué précédemment, au vu de l'état de la technique cité
15 et au vu de la figure 3, il existe un besoin d'intégration de filtres passe-bande avec des antennes miniatures telles que celle décrite précédemment, pour réduire les dimensions d'un ensemble formant antenne filtrante. Comme cela a été indiqué également, cette stratégie visant à concentrer au sein d'un même composant plusieurs fonctionnalités, en l'occurrence rayonnement et filtrage, pose plusieurs
20 difficultés, surtout pour les nouvelles applications demandant des structures à signaux différentiels très larges bandes. Ainsi, selon cette stratégie, chaque élément du même composant doit être conçu pour assurer le fonctionnement optimal des autres éléments du composant tout en limitant les interconnexions qui réduisent ses performances globales en ajoutant des pertes supplémentaires. Il convient aussi de
25 chercher à supprimer dans ce type de composant certains éléments encombrants tels que des symétriseurs. Ceci peut être obtenu par le choix d'une architecture différentielle par ailleurs bien adaptée aux architectures des circuits intégrés actifs.

Selon un deuxième aspect de l'invention, une antenne dipôle différentielle telle que celle qui a été décrite précédemment comporte donc avantageusement un
30 dispositif de filtrage différentiel résonant dont la bande passante est conçue pour se combiner avec la résonance engendrée par le court-circuit de manière à produire une adaptation d'impédance de l'antenne.

Ainsi, un système d'antenne dipôle différentielle filtrante selon le deuxième aspect de l'invention tire profit, d'une part, de la forte résonance introduite par le
35 court-circuit de l'antenne pour renforcer le filtrage en bande basse du dispositif de

filtrage passe-bande différentiel directement connecté à l'antenne et, d'autre part, de la bande passante du dispositif de filtrage pour mieux adapter l'antenne et élargir sa bande passante.

En outre, en rapprochant le court-circuit du point d'alimentation de l'antenne
5 filtrante, on améliore le filtrage réalisé ainsi que l'adaptation d'impédance.

Pour une meilleure intégration du dispositif de filtrage dans l'antenne dipôle différentielle décrite précédemment, celui-ci est avantageusement conçu en technologie coplanaire. Ainsi, il peut comporter une paire de résonateurs couplés disposés sur une même face d'un substrat diélectrique, chaque résonateur
10 comportant deux bandes conductrices positionnées de façon symétrique par rapport à un plan perpendiculaire à ladite même face, ces deux bandes conductrices étant raccordées respectivement à deux conducteurs d'un port bi-ruban de connexion à une ligne bi-ruban de transmission d'un signal différentiel.

Ce dispositif de filtrage peut par exemple être conçu conformément à
15 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.

Cependant, la compacité de ce dispositif de filtrage pourrait être également avantageusement améliorée. Combinée à la compacité améliorée de l'antenne court-circuitée précédemment décrite, elle permettrait alors d'envisager une antenne dipôle
20 différentielle filtrante encore plus compacte.

Dans un mode de réalisation préféré, le dispositif de filtrage est donc amélioré en compacité en repliant chaque bande conductrice de chaque résonateur du dispositif de filtrage sur elle-même de manière à former un couplage capacitif entre
25 ses deux extrémités. Ceci permet d'obtenir au final une antenne filtrante ultra miniature pouvant être alimentée par des signaux larges bandes différentiels.

Un tel dispositif de filtrage à compacité améliorée va maintenant être détaillé en référence à la figure 5.

Le dispositif 50 de filtrage différentiel à résonateurs couplés représenté sur la
30 figure 5 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.

Le premier résonateur 52, constitué d'une portion de ligne bi-ruban, est relié à deux conducteurs E1 et E2 d'un port bi-ruban de connexion à une ligne de
35 transmission d'un signal différentiel. Ces deux conducteurs E1 et E2 du port bi-ruban

sont symétriques par rapport à un axe D' par lequel passe un plan 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.

5 De même, Le second résonateur 54, lui aussi constitué d'une portion de ligne bi-ruban, est relié à deux conducteurs S1 et S2 d'un port bi-ruban de connexion à une ligne de transmission d'un signal différentiel. Ces deux conducteurs S1 et S2 du port bi-ruban sont également symétriques par rapport à l'axe D' .

10 Les deux résonateurs 52 et 54 sont eux-mêmes symétriques par rapport à un axe perpendiculaire à l'axe D' . 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 5, les deux conducteurs E1 et E2 seront choisis par convention comme étant le port bi-ruban d'entrée du dispositif de filtrage 50, pour la
15 réception d'un signal différentiel non filtré. Les deux conducteurs S1 et S2 seront choisis par convention comme étant le port bi-ruban de sortie du dispositif de filtrage 50, pour la fourniture du signal différentiel filtré.

Plus précisément, le premier résonateur 52 comporte deux bandes conductrices identifiées par leurs références LE1 et LE2. Ces deux bandes
20 conductrices LE1 et LE2 sont positionnées de façon symétrique par rapport à l'axe D' . Elles sont respectivement reliées aux deux conducteurs E1 et E2 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 à l'axe D' . Elles sont respectivement
25 reliées aux deux conducteurs S1 et S2 du port de sortie.

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 à l'axe D' , sont disposées en vis-à-vis à une distance e l'une de l'autre. De
30 même, les bandes conductrices LE2 et LS2, situées de l'autre côté par rapport à l'axe D' , sont disposées en vis-à-vis à la même distance e l'une de l'autre.

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
35 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.

5 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
10 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.

De façon classique, pour un bon fonctionnement des résonateurs d'un dispositif de filtrage à résonateurs couplés, chaque bande conductrice doit être de
15 longueur $\lambda/4$, où λ 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
20 exemple une longueur proche de 3 cm.

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
25 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
30 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.

Dans le mode de réalisation illustré sur la figure 5 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.

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 de l'axe D' et à proximité de celui-ci.

Plus précisément, la bande conductrice LE1 est de forme générale rectangulaire et constituée de segments conducteurs rectilignes. Un premier segment LE1₁, 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 à l'axe D'. Un deuxième segment LE1₂, raccordé à ce premier segment à angle droit, constitue une partie du côté du rectangle parallèle à l'axe D' et proche de celui-ci. Un troisième segment LE1₃, raccordé à ce deuxième segment à angle droit, constitue le côté du rectangle orthogonal à l'axe D' et relié au conducteur E1 du port d'entrée. Un quatrième segment LE1₄, raccordé à ce troisième segment à angle droit, constitue le côté du rectangle parallèle à l'axe D' et proche d'un bord extérieur du substrat. Un cinquième segment LE1₅, raccordé à ce quatrième segment à angle droit, constitue le côté du rectangle orthogonal à l'axe D' et opposé au côté LE1₃. Un sixième segment LE1₆, raccordé à ce cinquième segment à angle droit, constitue comme le deuxième segment LE1₂ une partie du côté du rectangle parallèle à l'axe D' et proche de celui-ci. Enfin, un septième segment LE1₇ 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 à l'axe D', c'est-à-dire parallèlement au segment LE1₁ et en vis-à-vis de celui-ci sur toute la longueur L de repliement.

Les segments LE1₁ et LE1₇ sont distants d'une distance constante e_s sur toute leur longueur ce qui assure leur couplage capacitif.

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 E1, cette bande conductrice principale comportant les segments LE1₁, LE1₂ et la partie du segment LE1₃ située entre le segment LE1₂ et le conducteur E1, et d'une dérivation de type « stub » repliée sur la bande conductrice principale, cette dérivation de type « stub » comportant l'autre partie du segment LE1₃, et les segments LE1₄ à LE1₇. La dérivation de type « stub » est alors considérée comme

posée à la jonction entre la bande conductrice principale et le conducteur E1. 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
5 dérivation en « stub ».

Il est en outre intéressant de noter qu'une taille suffisamment réduite du segment LE1₄ permet de rapprocher les segments LE1₃ et LE1₅, mais aussi les segments LE1₃ et LE1₁, ou les segments LE1₅ et LE1₇, de manière à multiplier le nombre de couplages capacitifs et magnétiques engendrés par le repliement de la
10 bande conductrice LE1 sur elle-même. Ces multiples couplages améliorent le fonctionnement du dispositif de filtrage 50.

La longueur L de couplage entre les deux extrémités repliées, i.e. les deux segments LE1₁ et LE1₇, influence principalement la bande passante du dispositif de filtrage 50, mais a également un effet secondaire sur la réjection en bande haute.
15 Plus elle augmente, plus la bande passante est réduite mais plus la réjection en bande haute est améliorée.

La distance e_s 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
20 peut être inférieure à une limite imposée par la précision de la gravure de la bande conductrice LE1 sur le substrat.

La bande conductrice LE2 est constituée, comme la bande conductrice LE1, de sept segments conducteurs LE2₁ à LE2₇ disposés sur la face plane 56 du substrat de façon symétrique aux sept segments LE1₁ à LE1₇ par rapport à l'axe D'. Les deux
25 bandes conductrices LE1 et LE2 sont distantes d'une distance constante e_1 , correspondant à la distance qui sépare les segments LE1₂ et LE1₆, d'une part, des segments LE2₂ et LE2₆, d'autre part.

Cette distance e_1 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
30 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.

Les deux résonateurs 52 et 54 étant symétriques par rapport à un axe perpendiculaire à l'axe D', les bandes conductrices LS1 et LS2 sont constituées
35 chacune, comme les bandes conductrices LE1 et LE2, de sept segments

conducteurs LS1₁ à LS1₇ et LS2₁ à LS2₇ respectivement, imprimés sur la face plane 56 du substrat de façon symétrique aux segments des bandes conductrices LE1 et LE2 par rapport 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 LS1₂ et LS1₆, d'une part, des segments LS2₂ et LS2₆, d'autre part.

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.

La distance e séparant les deux résonateurs 52 et 54 correspond à la distance qui sépare les segments LE1₅ et LE2₅, d'une part, des segments LS1₅ et LS2₅, d'autre part. Le couplage capacitif entre les deux résonateurs 52 et 54 est donc établi sur toute la longueur des segments LE1₅ et LE2₅, d'une part, et des segments LS1₅ et LS2₅, d'autre part.

Dans une topologie telle que celle illustrée sur la figure 5, 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 de filtrage existants.

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.

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.

Le coefficient de transmission S_{21} de la réponse fréquentielle montre une
5 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.

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
10 portions $LE1_5$, $LE2_5$ d'une part et $LS1_5$, $LS2_5$ 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
15 cette asymétrie s'avère avantageuse pour une application d'intégration directe du dispositif de filtrage 50 dans l'antenne dipôle différentielle 10 précédemment décrite pour fournir une antenne dipôle différentielle filtrante, conformément au deuxième aspect de l'invention. En effet, la réponse fréquentielle de cette antenne présente de fortes résonances à basse fréquence et équivaut par conséquent à un filtre passe-
20 haut, ce qui compense l'asymétrie du dispositif de filtrage 50 en améliorant sa réjection en bande basse.

La figure 7 présente schématiquement un circuit électrique équivalent d'une antenne dipôle différentielle filtrante conforme au deuxième aspect de l'invention.

Dans ce circuit, un premier inverseur 60 représente un saut d'impédance, de
25 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 E1 et E2 du port d'entrée du dispositif de filtrage 50, tandis que l'impédance Z_1 est déterminée notamment par la distance e_1 entre les bandes conductrices LE1 et LE2.

Un second inverseur 62 représente le saut d'impédance correspondant, de Z_1
30 à Z_0 , en sortie du dispositif de filtrage 50.

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.

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.

La jonction de l'antenne rayonnante 10 et du dispositif de filtrage 50 est modélisée dans ce circuit par le raccordement de l'inverseur 62 aux extrémités libres des deux fils conducteurs 42 et 44 du circuit électrique 40, via la masse en ce qui concerne le fil conducteur 44

L'ajout du court circuit dans la structure de l'antenne crée un résonateur résonant en basse fréquence : le circuit LC parallèle 46. L'ajout de ce résonateur au dispositif de filtrage 50 augmente son ordre et améliore ainsi ses performances. En effet, il crée dans la bande passante du dispositif de filtrage un zéro de réflexion supplémentaire qui contribue à l'élargissement de la bande passante de l'ensemble et à une amélioration de l'adaptation d'impédance dans la bande passante. En plus, la résonance du court circuit se faisant à basse fréquence elle contribue à améliorer la rejection du dispositif de filtrage qui présente une rejection modérée dans sa bande inférieure.

Selon le deuxième aspect de l'invention, de façon optionnelle, une antenne dipôle différentielle filtrante à compacité améliorée peut en outre comporter une ligne quart d'onde destinée à améliorer l'adaptation d'impédance entre le dispositif de filtrage et la partie rayonnante de l'antenne. Avantageusement, cette ligne quart d'onde est elle-même à compacité améliorée. Elle est disposée entre le dispositif de filtrage et la partie rayonnante de l'antenne de manière à raccorder, en adaptation d'impédance, la ligne bi-ruban d'alimentation de l'antenne à l'un des ports bi-rubans du dispositif de filtrage.

Une telle ligne quart d'onde à compacité améliorée et apte à transmettre un signal différentiel est représentée sur la figure 8. Elle est conformée en circuit imprimé pour présenter des discontinuités de structure génératrices d'au moins un saut d'impédance et d'au moins un couplage capacitif entre ses deux bandes conductrices réalisant ainsi les mêmes fonctions qu'une ligne quart d'onde classique.

Sur cette figure, une ligne bi-ruban quart d'onde 70 comporte deux bandes conductrices 72 et 74 disposées sur une même face plane 76 d'un substrat diélectrique.

La bande conductrice 72 comprend une première extrémité E'1 et une
5 seconde extrémité S'1. De même, la seconde bande conductrice 74 comprend une première extrémité E'2 et une seconde extrémité S'2.

Les deux premières extrémités E'1 et E'2 des deux bandes conductrices 72 et 74 forment respectivement deux conducteurs d'un premier port bi-ruban 78 de connexion à un premier dispositif différentiel externe (non représenté sur cette figure)
10 et les deux secondes extrémités S'1 et S'2 des deux bandes conductrices forment respectivement deux conducteurs d'un second port bi-ruban 80 de connexion à un second dispositif différentiel externe (non représenté sur cette figure). Les extrémités E'1 et E'2, d'une part, et S'1 et S'2, d'autre part, sont symétriques par rapport à un axe D'' de la face plane 76.

Le couplage capacitif et les sauts d'impédance de la ligne bi-ruban 70, lui conférant un déphasage de ligne quart d'onde, 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 72 et 74 et, d'autre part, des
20 formations de branches conductrices supplémentaires s'étendant à partir des bandes conductrices 72 et 74.

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.

Ainsi, la première bande conductrice 72 présente plusieurs ruptures de
25 linéarités permettant à une portion 72A de cette bande conductrice 72 d'être plus éloignée de l'axe D'' que les portions E'1 et S'1 formant les extrémités de cette bande conductrice 72, tout en maintenant les portions E'1, S'1 et 72A parallèles à l'axe D''. Ces ruptures de linéarité sont réalisées par une portion 72B de la bande conductrice 72, s'étendant latéralement et orthogonalement à l'axe D'' d'une extrémité de la
30 portion E'1 vers une extrémité de la portion 72A, et par une portion 72C de la bande conductrice 72, s'étendant latéralement et orthogonalement à l'axe D'' de l'autre extrémité de la portion 72A vers une extrémité de la portion S'1.

Par symétrie, la seconde bande conductrice 74 présente plusieurs ruptures de linéarités permettant à une portion 74A de cette bande conductrice 74 d'être plus
35 éloignée de l'axe D'' que les portions E'2 et S'2 formant les extrémités de cette bande

conductrice 74, tout en maintenant les portions E'2, S'2 et 74A parallèles à l'axe D". Ces ruptures de linéarité sont réalisées par une portion 74B de la bande conductrice 74, s'étendant latéralement et orthogonalement à l'axe D" d'une extrémité de la portion E'2 vers une extrémité de la portion 74A, et par une portion 74C de la bande conductrice 74, s'étendant latéralement et orthogonalement à l'axe D" de l'autre

5 extrémité de la portion 74A vers une extrémité de la portion S'2.

Par conséquent, la ligne bi-ruban 70 présente une première discontinuité de structure, d'augmentation de la distance entre ses deux bandes conductrices 72 et 74, réalisée par les portions 72B et 74B, pour la réalisation d'un premier saut

10 d'impédance par augmentation de cette impédance. En effet, l'impédance augmente avec la distance entre les deux bandes conductrices.

Elle présente également une seconde discontinuité de structure, de réduction de la distance entre ses deux bandes conductrices 72 et 74, réalisée par les portions 72C et 74C, pour la réalisation d'un second saut d'impédance par réduction de cette

15 impédance.

Ces deux discontinuités de structure créent une zone rectangulaire, essentiellement délimitée par les portions 72B, 72A, 72C, 74C, 74A et 74B, dans laquelle la ligne bi-ruban 70 présente un écartement entre ses bandes conductrices 72 et 74 supérieur à l'écartement entre les deux conducteurs E'1, E'2 et S'1, S'2 de

20 chacun de ses ports bi-ruban de connexion 78 et 80.

Les formations de branches conductrices supplémentaires s'étendant à partir des bandes conductrices 72 et 74 permettent de créer au moins une capacité interdigitée pour la réalisation du couplage capacitif entre les deux bandes conductrices 72 et 74.

Plus précisément, dans l'exemple de la figure 8, une capacité interdigitée est formée par deux doigts conducteurs 72D et 74D s'étendant parallèlement l'un par rapport à l'autre et orthogonalement à l'axe D", en vis-à-vis sur au moins une partie de leur longueur. Le doigt conducteur 72D est constitué d'une portion de bande conductrice rectiligne dont une extrémité est solidaire de la portion 72A de la

25 première bande conductrice 72 et l'autre extrémité reste libre, tandis que le doigt conducteur 74D est constitué d'une portion de bande conductrice rectiligne dont une extrémité est solidaire de la portion 74A de la seconde bande conductrice 74 et l'autre extrémité reste libre.

30

La paire de doigts conducteurs s'étend donc latéralement vers l'intérieur de la zone rectangulaire définie précédemment à partir des portions 72A et 74A des deux

35

bandes conductrices 72 et 74, ce qui permet de profiter de la zone du substrat dans laquelle la ligne bi-ruban 70 présente un écartement plus grand entre ses bandes conductrices 72 et 74 pour former la capacité interdigitée.

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 70 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 70 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.

De façon concrète, il est simple pour l'homme du métier de régler les dimensions des différents éléments précités de la ligne bi-ruban 70, de manière à obtenir une ligne quart d'onde par réglage, notamment, de son couplage capacitif et de ses sauts d'impédance.

La longueur l de la ligne bi-ruban 70 ainsi réalisée est nettement inférieure à la longueur d'une ligne bi-ruban quart d'onde de l'état de la technique qui serait constituée de deux bandes conductrices rectilignes et parallèles, grâce aux discontinuités de structure. Il en résulte que la ligne bi-ruban 70 présente une meilleure compacité tout en conservant les mêmes caractéristiques qu'une ligne bi-ruban quart d'onde de l'état de la technique.

Une antenne dipôle différentielle filtrante 82 à compacité améliorée, résultant d'une réalisation conjointe de l'antenne rayonnante 10 représentée sur la figure 1, du dispositif de filtrage 50 représenté sur la figure 5 et de la ligne quart d'onde 70 représentée sur la figure 8, est représentée sur la figure 9.

L'un des deux ports bi-ruban du dispositif de filtrage 50 est raccordé à l'un des deux ports bi-ruban de la ligne quart d'onde 70 qui remplit une fonction d'inverseur d'impédance. L'autre des deux ports bi-ruban de la ligne quart d'onde 70 est quant à lui raccordé au port bi-ruban 24 de l'antenne dipôle 10.

L'exemple présenté sur cette figure est conçu pour fonctionner dans la bande de fréquences 4,2-5 GHz allouée aux communications à haut débit UWB en Europe. Cette antenne convient tout particulièrement aux communications à l'aide de dispositifs de type USB. Elle est gravée sur un substrat à haute permittivité ($\epsilon_r = 10$) pour augmenter encore plus sa miniaturisation.

L'encombrement global de l'antenne filtrante 82 carrée ainsi réalisée est d'environ un cinquième de longueur d'onde apparente pour chaque côté. On notera

que ces dimensions sont pratiquement celles de l'antenne court-circuitée seule illustrée sur la figure 1, le dispositif de filtrage 50 contribuant à la miniaturisation de l'antenne en assurant son adaptation d'impédance en basse fréquence.

Le graphique illustré sur la figure 10 représente les caractéristiques comparées d'une réponse fréquentielle en réflexion de l'antenne rayonnante 10, du dispositif de filtrage 50 et de l'antenne filtrante 82.

On y voit que le coefficient de réflexion S_{11} de la réponse fréquentielle de l'antenne filtrante 82 présente une bande passante à -10 dB nettement plus large que celle du dispositif de filtrage 50 seul ou de l'antenne rayonnante 10 seule. Le coefficient de réflexion S_{11} de la réponse fréquentielle de l'antenne rayonnante 10 seule n'est pas adapté à l'application UWB souhaitée, mais à une bande plus étroite comprise entre 4,45 et 5,05 GHz. Le dispositif de filtrage seul est quant à lui adapté entre 4,25 et 4,9 GHz. En revanche, la combinaison de l'antenne rayonnante et du dispositif de filtrage, par un effet d'adaptation d'impédance de l'antenne rayonnante, est adaptée entre 4,15 et 5 GHz, la bande de fréquences voulue.

En outre les réjections en bandes basse et haute sont également améliorées et rééquilibrées. Enfin, l'ordre du filtrage est augmenté.

Le graphique illustré sur la figure 11 représente les caractéristiques comparées d'une réponse fréquentielle en transmission de l'antenne rayonnante 10, du dispositif de filtrage 50 et de l'antenne filtrante 82.

On y voit que le coefficient de transmission S_{21} de la réponse fréquentielle de l'antenne filtrante 82 présente une bande passante à -3 dB nettement plus sélective que celle du dispositif de filtrage 50 seul. En outre les réjections en bandes basse et haute sont également améliorées et rééquilibrées par la combinaison de l'effet filtrant passe-haut du premier ordre de l'antenne court-circuitée et du filtrage asymétrique initial du dispositif de filtrage 50.

Il apparaît donc clairement que le court-circuit a un premier effet sur l'antenne rayonnante elle-même en permettant sa miniaturisation, mais également un deuxième effet sur l'antenne filtrante en agissant sur la bande passante du filtrage pour améliorer les réjections en bandes basse et haute et permettre l'émission/réception de signaux différentiels large bande.

L'effet double précité du court-circuit sur l'antenne filtrante précédemment décrite ne se limite pas à cette forme d'antenne dipôle. D'autres formes de dipôles épais rayonnants conviennent aussi, qu'ils soient à bande passante faible, moyenne ou large.

Ainsi, la figure 12 représente une antenne dipôle différentielle filtrante 82' résultant d'une réalisation conjointe d'une antenne rayonnante court-circuitée 10' de type papillon, du dispositif de filtrage 50 représenté sur la figure 5 et de la ligne quart d'onde 70 représentée sur la figure 8. Ses deux moitiés de dipôle sont de forme triangulaire et raccordées à la ligne d'alimentation bi-ruban de l'antenne par l'un de leurs sommets, pour une bande passante relativement faible.

La figure 13 représente une antenne dipôle différentielle filtrante 82'' résultant d'une réalisation conjointe d'une antenne rayonnante court-circuitée 10'' de type elliptique, du dispositif de filtrage 50 représenté sur la figure 5 et de la ligne quart d'onde 70 représentée sur la figure 8. Ses deux moitiés de dipôle sont de forme elliptique et raccordées à la ligne d'alimentation bi-ruban de l'antenne par une extrémité de leur petit axe, pour une bande passante élevée.

Le dispositif de filtrage 50 décrit précédemment constitue une bonne solution pour être intégré dans ces différents types d'antennes, grâce à sa réponse fréquentielle asymétrique particulièrement adaptée pour une conception avec des antennes court-circuitées, mais aussi parce qu'il permet d'atteindre une large gamme de bandes passantes relatives allant de 15 % à 70 %. Ceci dit, d'autres filtres présentant une réponse fréquentielle asymétrique semblable conviennent aussi.

Il apparaît clairement qu'une antenne dipôle différentielle telle que l'une de celles décrites précédemment peut atteindre une compacité bien meilleure et une taille bien plus petite que les antennes dipôles différentielles connues réalisées en technologie CPS différentielle, tout en conservant la possibilité de pouvoir émettre et recevoir des signaux différentiels à large bande, conformément aux exigences des applications de communication UWB.

Sa compacité et ses hautes performances la rendent en outre avantageuse pour des objets miniatures communicants, notamment des dispositifs portables de type USB sans fil.

La structure coplanaire de cette antenne dipôle différentielle facilite par ailleurs 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 en intégration avec un dispositif de filtrage passe-bande réalisé en technologie coplanaire, 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.

Cette antenne pourrait notamment être fabriquée sur un substrat à faible coût, mais dans ce cas les pertes engendrées pourraient réduire ses performances. Cependant, cette solution peut rester valable pour certaines applications destinées au grand public.

5 Cette antenne peut aussi trouver des applications dans la bande des fréquences millimétriques où sa faible taille et ses fortes performances lui permettent d'être intégrée à faibles coûts en technologie monolithique avec des circuits actifs d'émission ou de réception.

10 Il apparaît clairement également que lorsqu'elle intègre un dispositif de filtrage passe-bande, son court-circuit a pour effet de pouvoir améliorer la rejection du filtre en bande basse et d'élargir sa bande passante.

L'antenne filtrante ainsi réalisée possède alors des caractéristiques optimales en termes de taille, de bande passante, de rayonnement, de consommation et de rejection des bruits et signaux interférents.

15

REVENDICATIONS

1. Système d'antenne dipôle différentielle (10 ; 82 ; 82' ; 82''), comportant, sur une même face (12) d'un substrat diélectrique, une première moitié (18) de dipôle rayonnant épais, une première bande conductrice (20) d'une ligne bi-ruban d'alimentation en signal différentiel, cette première bande conductrice (20) étant
5 raccordée à la première moitié (18) de dipôle rayonnant épais, une seconde moitié (28) de dipôle rayonnant épais et une seconde bande conductrice (30) de la ligne bi-ruban d'alimentation, cette seconde bande conductrice (30) étant raccordée à la
10 seconde moitié (28) de dipôle rayonnant épais, caractérisé en ce qu'il comporte :
- sur ladite même face (12) une bande conductrice supplémentaire (36) formant court-circuit reliant la première moitié (18) et la seconde moitié (28) du dipôle épais, et
 - un dispositif (50) de filtrage différentiel résonant dont la bande
15 passante est conçue pour se combiner avec la résonance engendrée par le court-circuit de manière à produire une adaptation d'impédance de l'antenne.
2. Système d'antenne dipôle différentielle (10 ; 82 ; 82' ; 82'') selon la revendication 1, dans lequel la bande conductrice supplémentaire (36) est rectiligne
20 et disposée dans une direction orthogonale à la direction principale de la ligne d'alimentation (20, 30).
3. Système d'antenne dipôle différentielle (10 ; 82 ; 82' ; 82'') selon la revendication 1 ou 2, dans lequel la bande conductrice supplémentaire (36) est disposée à une distance (d) prédéterminée d'un point d'alimentation (P) des deux
25 moitiés (18, 28) du dipôle rayonnant par la ligne bi-ruban d'alimentation (20, 30), cette distance (d) étant choisie suffisamment faible pour décaler vers les basses fréquences une résonance engendrée par le court-circuit sur le dipôle rayonnant.
4. Système d'antenne dipôle différentielle (10 ; 82 ; 82' ; 82'') selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, dans lequel les première (18) et seconde
30 moitiés (28) de dipôle rayonnant épais sont de forme elliptique ou semi elliptique.
5. Système d'antenne dipôle différentielle (10 ; 82 ; 82' ; 82'') selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, dans lequel les première (18) et seconde moitiés (28) de dipôle rayonnant épais sont de forme triangulaire.
6. Système d'antenne dipôle différentielle (10 ; 82 ; 82' ; 82'') selon l'une
35 quelconque des revendications 1 à 5, dans lequel le dispositif (50) de filtrage

différentiel résonant comporte une paire de résonateurs (52, 54) couplés disposés sur ladite même face (56), chaque résonateur (52, 54) comportant deux bandes conductrices (LE1, LE2, LS1, LS2) positionnées de façon symétrique par rapport à un axe de ladite même face (56), ces deux bandes conductrices (LE1, LE2, LS1, LS2) étant raccordées respectivement à deux conducteurs (E1, E2, S1, S2) d'un port bi-ruban de connexion à une ligne bi-ruban de transmission d'un signal différentiel.

7. Système d'antenne dipôle différentielle (10 ; 82 ; 82' ; 82'') selon la revendication 6, dans lequel chaque bande conductrice (LE1, LE2, LS1, LS2) de chaque résonateur (52, 54) est repliée sur elle-même de manière à former un couplage capacitif entre ses deux extrémités.

8. Système d'antenne dipôle différentielle (10 ; 82 ; 82' ; 82'') selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, comportant une ligne quart d'onde (70) à deux bandes conductrices coplanaires (72, 74) disposée de manière à raccorder, en adaptation d'impédance, la ligne bi-ruban (20, 30) d'alimentation de l'antenne au dispositif de filtrage (50), cette ligne quart d'onde étant conformée sous forme de circuit imprimé pour présenter des discontinuités de structure (72B, 72C, 72D, 74B, 74C, 74D) génératrices d'au moins un saut d'impédance et d'au moins un couplage capacitif entre ses deux bandes conductrices (72, 74) de manière à reproduire un déphasage quart d'onde.

9. Dispositif d'émission et/ou réception d'un signal à large bande passante, comprenant un système d'antenne selon l'une quelconque des revendications 1 à 8.

10. Antenne dipôle différentielle (10), comportant, sur une même face (12) d'un substrat diélectrique, une première moitié (18) de dipôle rayonnant épais, une première bande conductrice (20) d'une ligne bi-ruban d'alimentation en signal différentiel, cette première bande conductrice (20) étant raccordée à la première moitié (18) de dipôle rayonnant épais, une seconde moitié (28) de dipôle rayonnant épais et une seconde bande conductrice (30) de la ligne bi-ruban d'alimentation, cette seconde bande conductrice (30) étant raccordée à la seconde moitié (28) de dipôle rayonnant épais, caractérisée en ce qu'elle comporte sur ladite même face (12) une bande conductrice supplémentaire (36) formant court-circuit reliant la première moitié (18) et la seconde moitié (28) du dipôle épais, et en ce qu'elle est apte à être reliée à un dispositif (50) de filtrage différentiel résonant pour former un système d'antenne selon l'une quelconque des revendications 1 à 8.

Fig.1

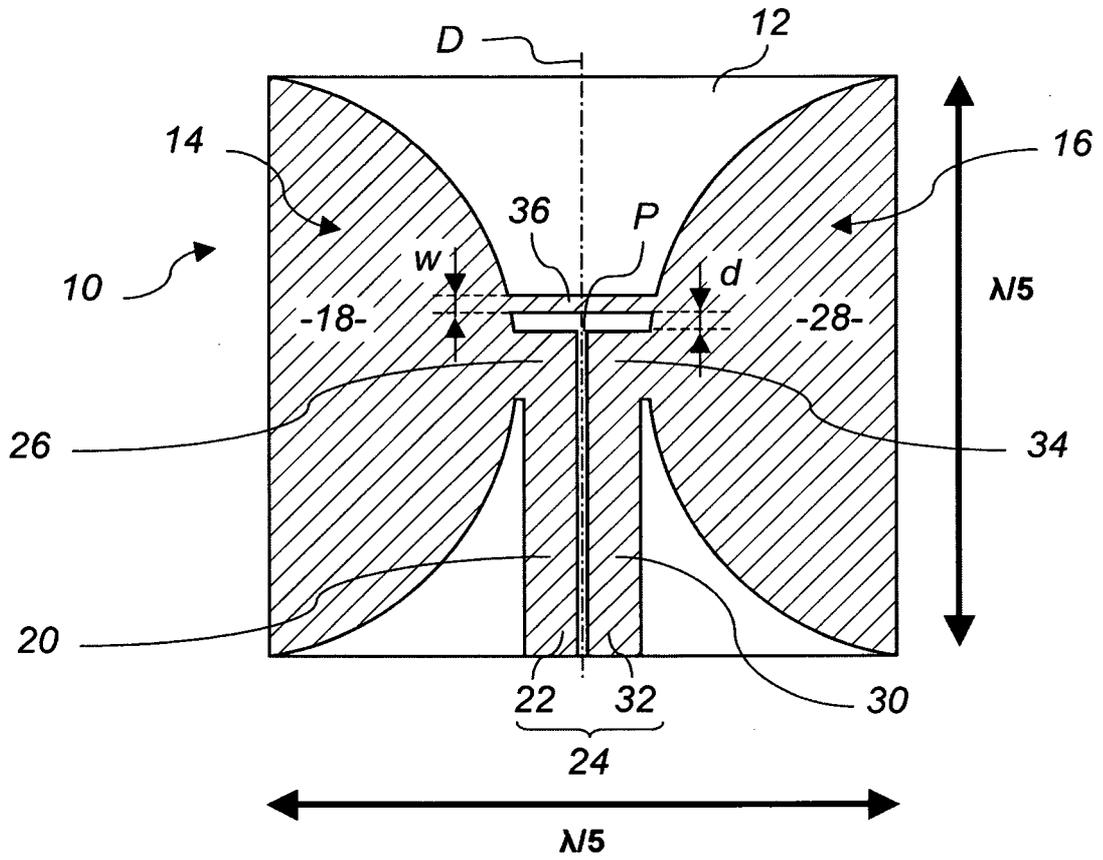


Fig.4

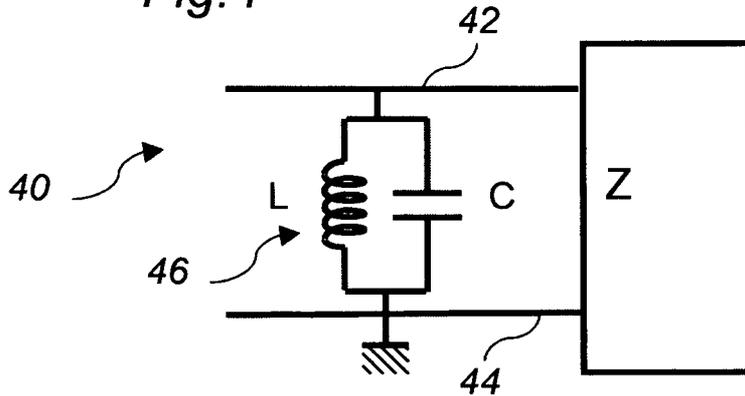


Fig.2

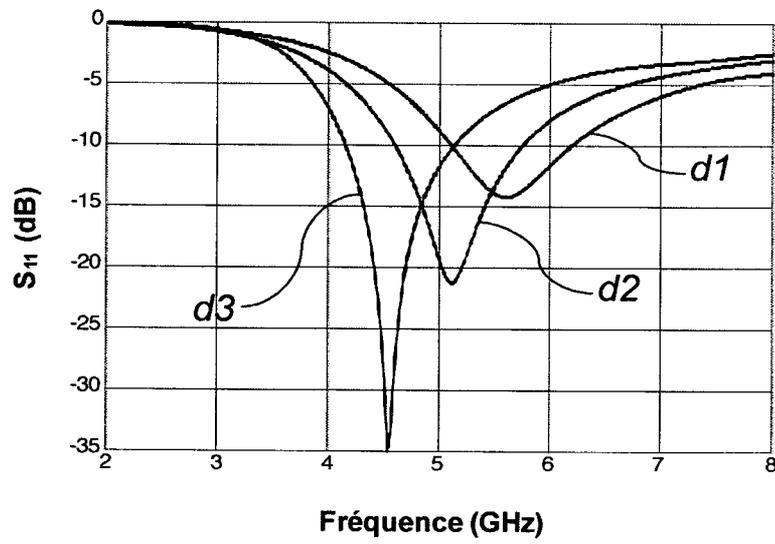


Fig.3

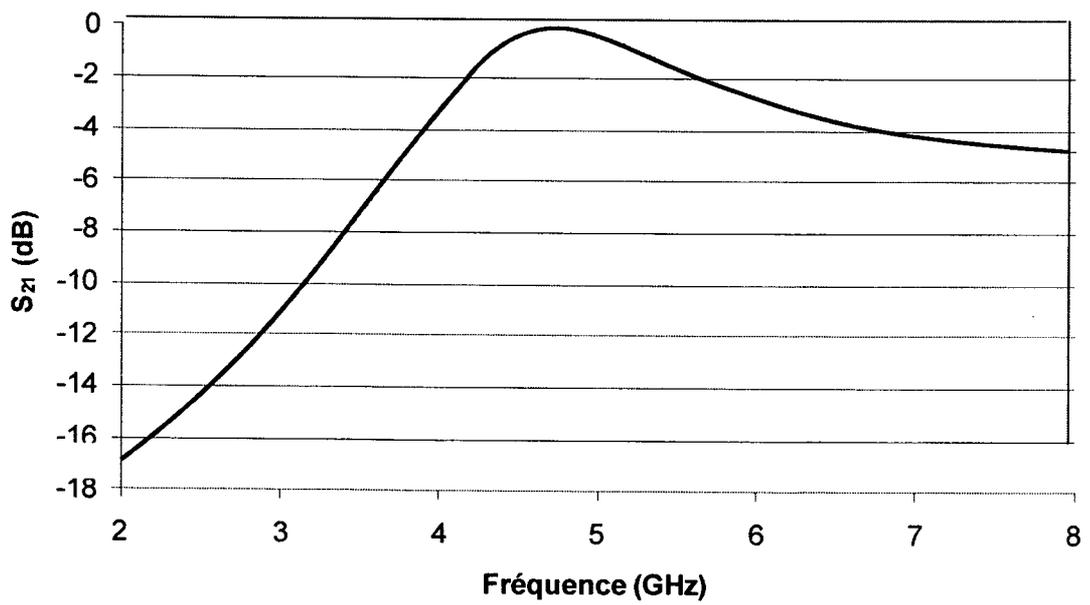


Fig.5

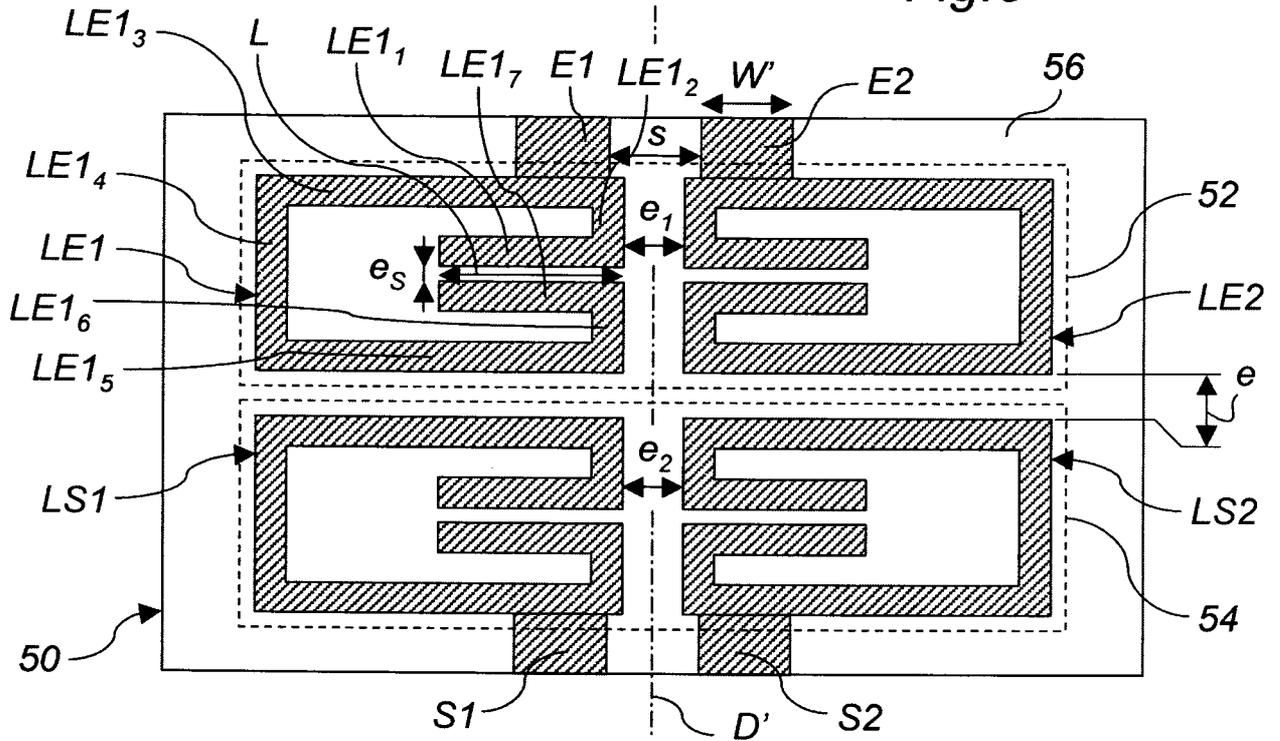


Fig.6

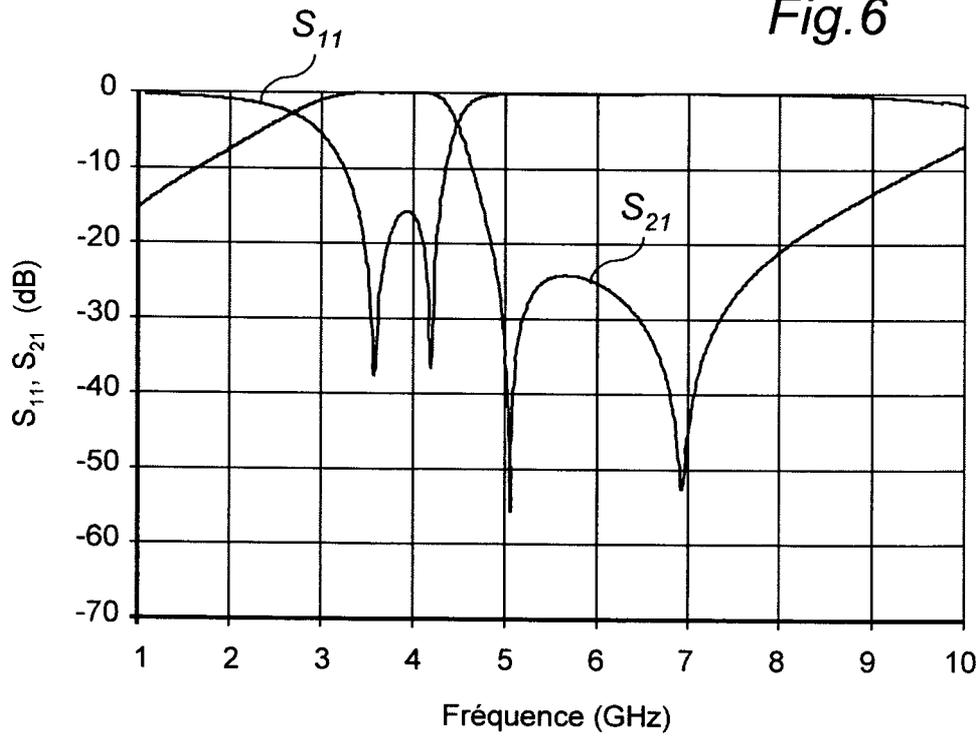


Fig.7

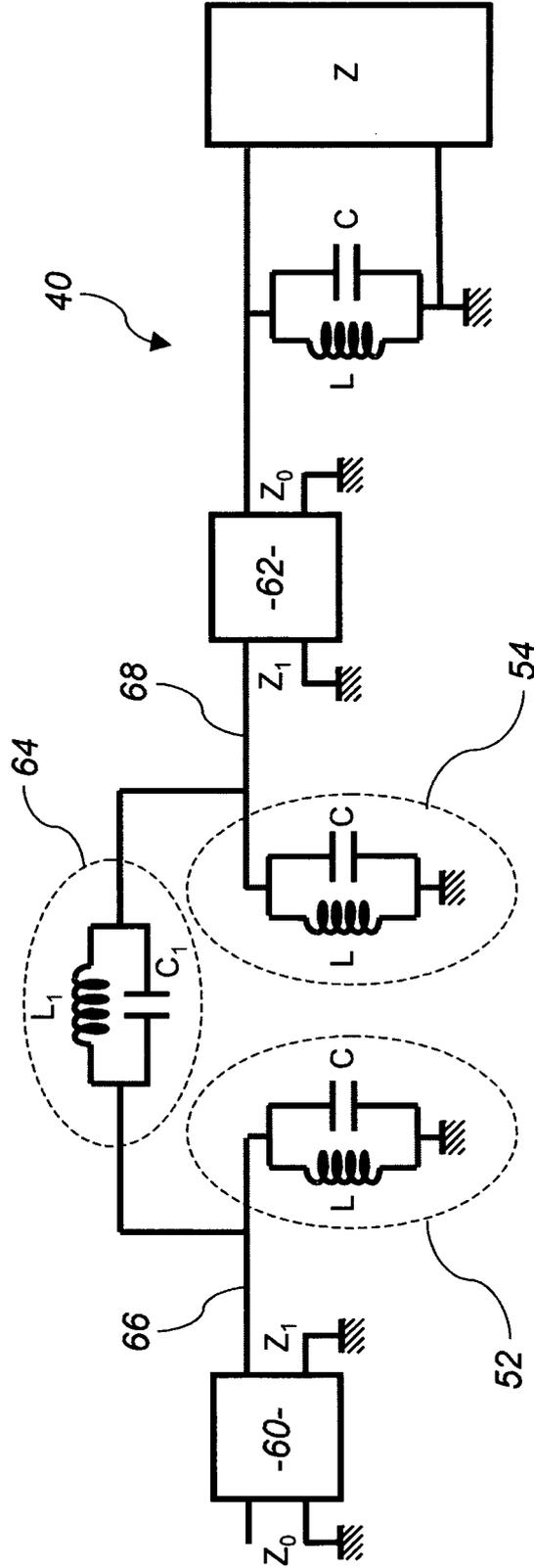


Fig.8

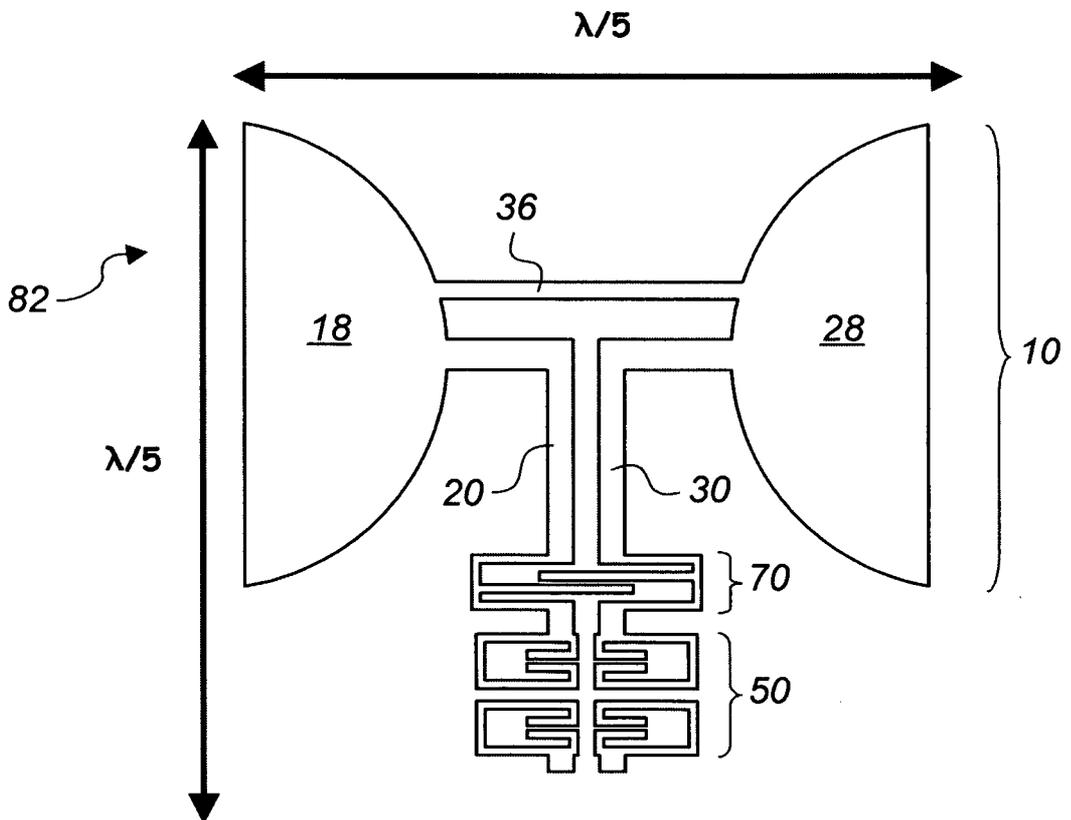
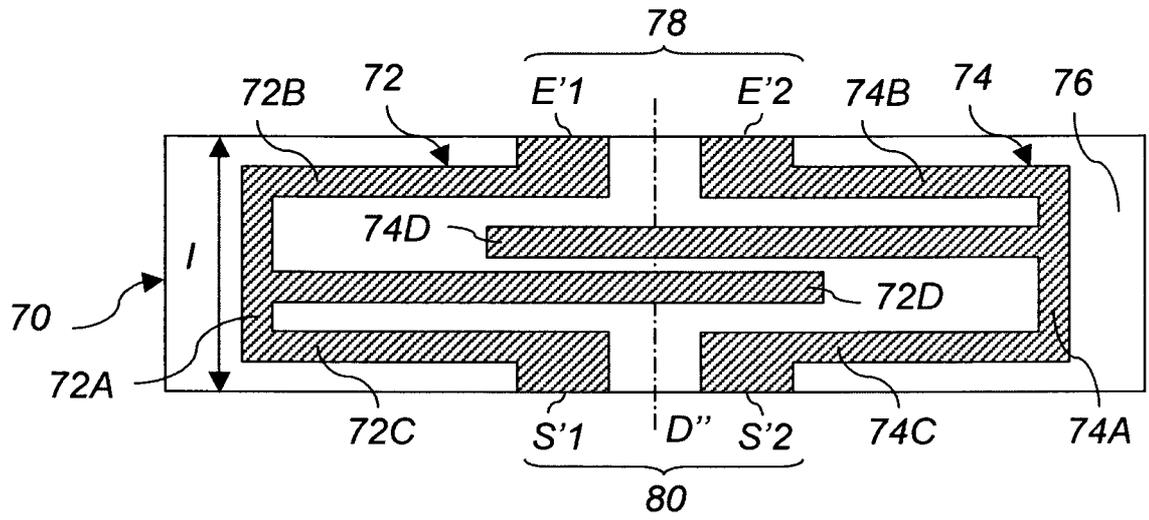


Fig.9

Fig.10

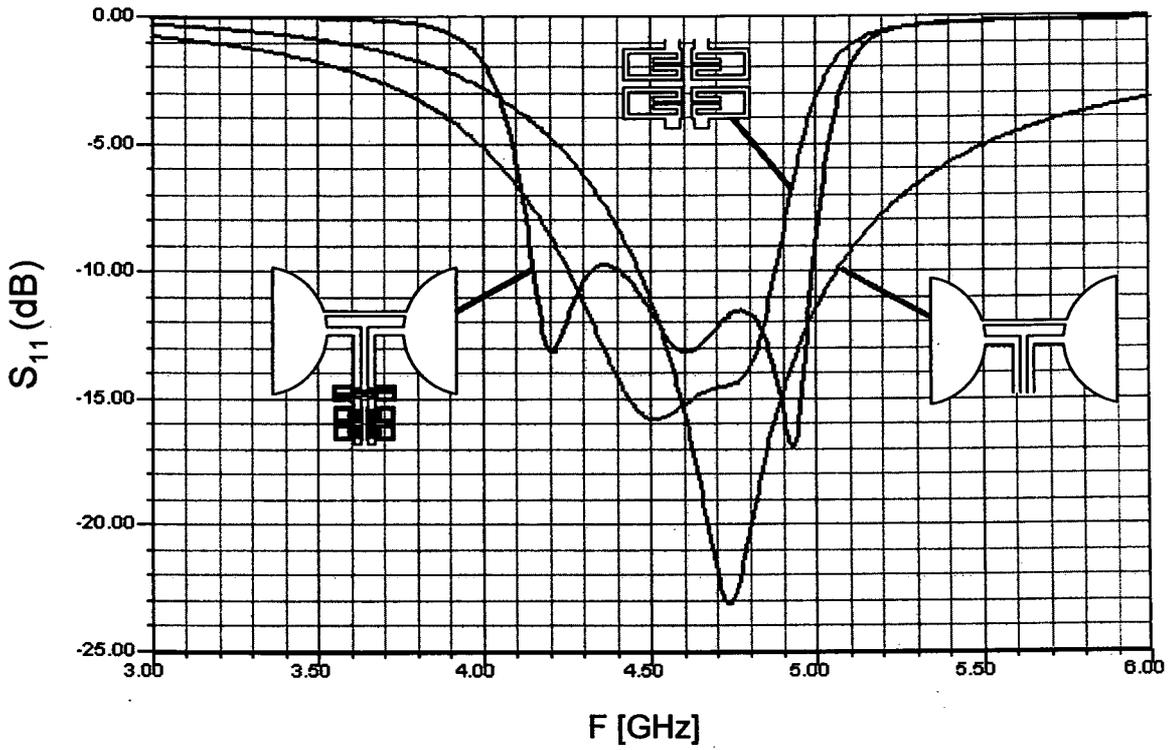


Fig.11

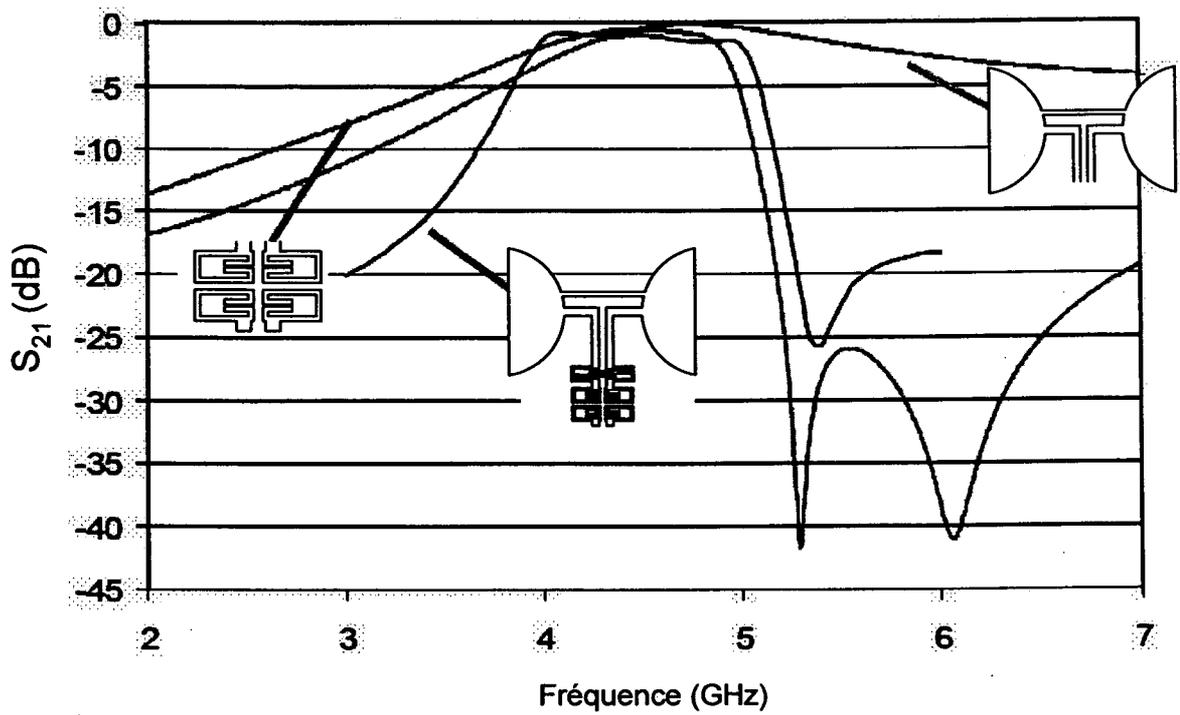
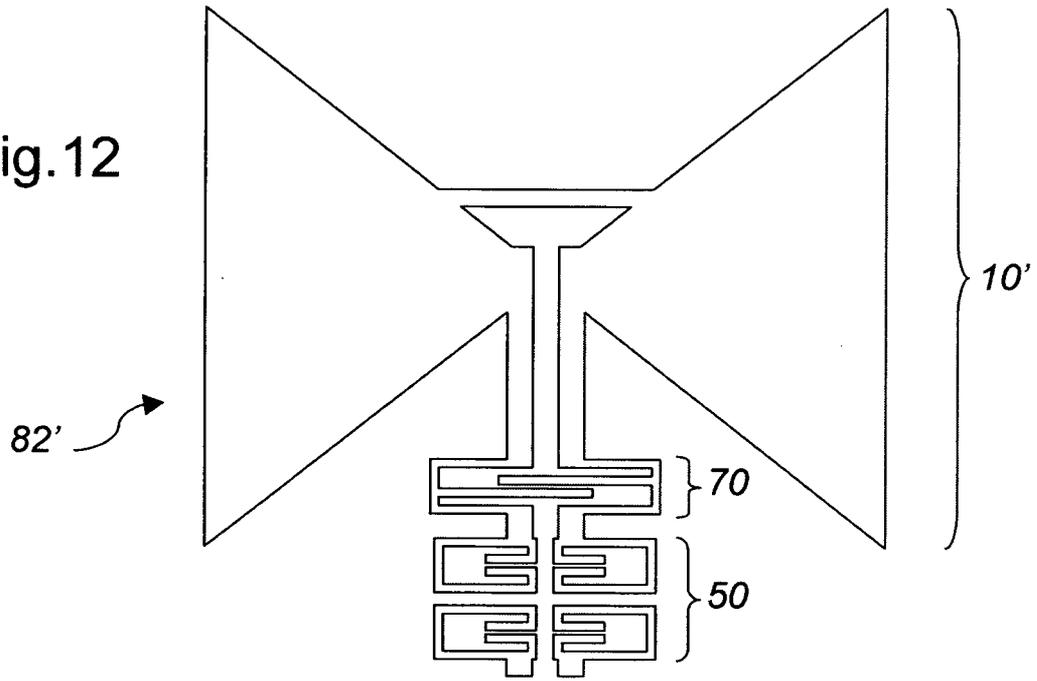
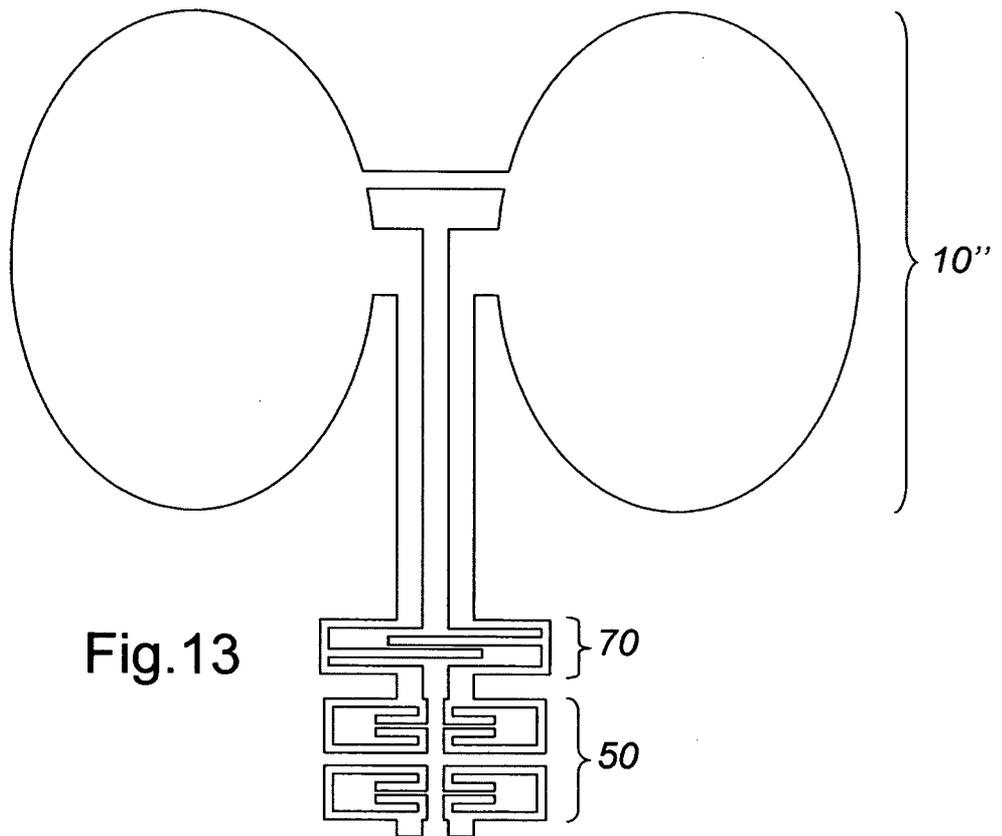


Fig.12



82''

Fig.13



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/FR2008/001573

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
INV. H01Q9/28 H01P1/203

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H01Q H01P

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, COMPENDEX, INSPEC

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 2005/162240 A1 (SAITOU AKIRA [JP] ET AL) 28 July 2005 (2005-07-28) abstract; figure 9 page 8, paragraph 100-106	1-10
A	US 2001/054943 A1 (TAKEDA SHIGEKI [JP]) 27 December 2001 (2001-12-27) abstract; figures 1,2,12-14 page 1, paragraph 2 page 3, paragraph 34-37	6-9

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

- *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- *E* earlier document but published on or after the international filing date
- *L* document which may throw doubts on priority, claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- * & * document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

23 juillet 2009

Date of mailing of the international search report

04/08/2009

Name and mailing address of the ISA/
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Cordeiro, J

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/FR2008/001573

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 2005162240	A1	28-07-2005	
		GB 2410621 A	03-08-2005
		JP 4206045 B2	07-01-2009
		JP 2005217597 A	11-08-2005
		US 2007126533 A1	07-06-2007

US 2001054943	A1	27-12-2001	
		DE 10120507 A1	15-11-2001

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°

PCT/FR2008/001573

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE
 INV. H01Q9/28 H01P1/203

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)

H01Q H01P

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si cela est réalisable, termes de recherche utilisés)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, COMPENDEX, INSPEC

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	US 2005/162240 A1 (SAITOU AKIRA [JP] ET AL) 28 juillet 2005 (2005-07-28) abrégé; figure 9 page 8, alinéa 100-106 -----	1-10
A	US 2001/054943 A1 (TAKEDA SHIGEKI [JP]) 27 décembre 2001 (2001-12-27) abrégé; figures 1,2,12-14 page 1, alinéa 2 page 3, alinéa 34-37 -----	6-9



Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents



Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

* Catégories spéciales de documents cités:

A document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent

E document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date

L document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)

O document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens

P document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

T document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention

X document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément

Y document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier

& document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

23 juillet 2009

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

04/08/2009

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale

 Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2
 NL - 2280 HV Rijswijk
 Tel. (+31-70) 340-2040.
 Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Cordeiro, J

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Demande internationale n°

PCT/FR2008/001573

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
US 2005162240	A1	28-07-2005	
		GB 2410621 A	03-08-2005
		JP 4206045 B2	07-01-2009
		JP 2005217597 A	11-08-2005
		US 2007126533 A1	07-06-2007

US 2001054943	A1	27-12-2001	
		DE 10120507 A1	15-11-2001
