

(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
2 mai 2002 (02.05.2002)

PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 02/35701 A1

(51) Classification internationale des brevets⁷ : **H03H 7/01**

DETAINT, Jacques [FR/FR]; 121, rue de Bondy, F-93250
Veillemomble (FR).

(21) Numéro de la demande internationale :

PCT/FR01/03284

(74) Mandataires : **MARTIN, Jean-Jacques** etc.; Cabinet
Regimbeau, 20, rue de Chazelles, F-75847 Paris Cedex 17
(FR).

(22) Date de dépôt international :

23 octobre 2001 (23.10.2001)

(81) États désignés (*national*) : CN, JP, KR, US.

(25) Langue de dépôt : français

(84) États désignés (*régional*) : brevet européen (AT, BE, CH,
CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT,
SE, TR).

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :

00/13606 24 octobre 2000 (24.10.2000) FR

Déclaration en vertu de la règle 4.17 :

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

(71) Déposant (*pour tous les États désignés sauf US*) :
FRANCE TELECOM [FR/FR]; 6, place d'Alleray,
F-75015 Paris (FR).

Publiée :

— avec rapport de recherche internationale
— avant l'expiration du délai prévu pour la modification des
revendications, sera republiée si des modifications sont
reçues

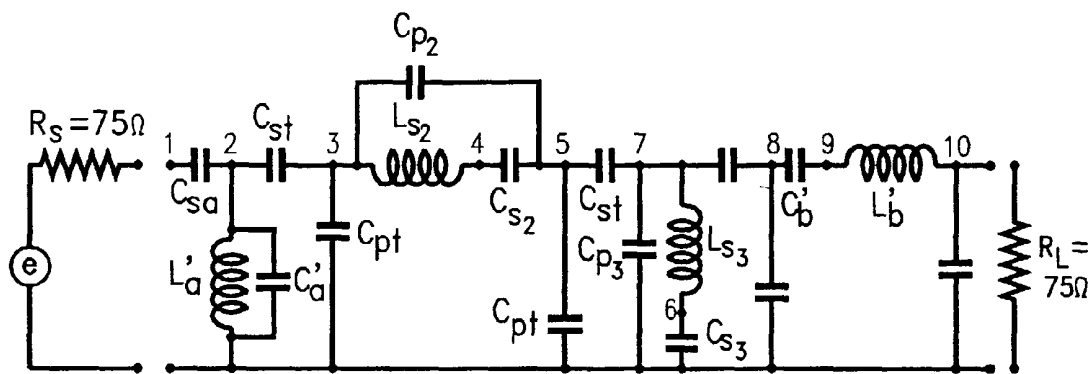
(72) Inventeurs; et

(75) Inventeurs/Déposants (*pour US seulement*) : **VEYRES,**
Camille [FR/FR]; 11, rue de Nesles, F-75006 Paris (FR).

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: METHOD FOR TRANSFORMING BANDPASS FILTERS TO FACILITATE THEIR PRODUCTION AND RESULT-
ING DEVICES

(54) Titre : PROCEDE DE TRANSFORMATION DE FILTRES PASSE-BANDES POUR FACILITER LEUR REALISATION,
ET DISPOSITIFS AINSI OBTENUS



(57) Abstract: The invention concerns a method for optimising elements of a narrow or intermediate band bandpass filter whereof the LC prototype has been determined. The invention is characterised in that it comprises steps which consist in: (i) breaking down several parallel or series capacitors of resonators with X elements, (ii) inserting pairs of transformers between the first and second separated element and the rest of the resonator, (iii) displacing the residual transformers to modify the impedance levels of the resonators, and (iv) absorbing the residual transformers by transformation. The invention also concerns the resulting filters.

(57) Abrégé : La présente invention concerne un procédé d'optimisation des éléments d'un filtre passe-bande à bande étroite ou intermédiaire dont on a déterminé le prototype LC, caractérisé par le fait qu'il comprend les étapes consistant à: (i) décomposer en plusieurs capacités parallèles ou série des résonateurs à X éléments, (ii) insérer des paires de transformateurs entre le premier élément séparé et le reste du résonateur, (iii) déplacer des transformateurs pour modifier les niveaux d'impédance résonateurs, et (iv) absorber des transformateurs résiduels par transformation. La présente invention concerne également les filtres ainsi obtenus.



WO 02/35701 A1



En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abréviations, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de la Gazette du PCT.

PROCEDE DE TRANSFORMATION DE FILTRES PASSE-BANDES POUR FACILITER LEUR REALISATION, ET DISPOSITIFS AINSI OBTENUS

La présente invention concerne le domaine des filtres passe-
5 bande.

Objet général de l'invention

La présente invention concerne un procédé de transformation de
circuit destiné à la réalisation de filtres ou de multiplexeurs performants
10 dans des conditions techniques et économiques favorables.

Elle permet l'élaboration de filtres et multiplexeurs passe-bande à
partir de prototypes de différentes topologies ayant des types de réponses
allant des plus simples aux plus générales, en n'employant que des
inductances toutes égales de valeurs fixées pour en maximiser les
15 performances et/ou en minimiser le coût (ou bien seulement quelques
valeurs différentes prédéterminées) et/ou des valeurs prédéterminées des
capacités.

Elle permet aussi de réaliser des filtres employant exclusivement des
résonateurs diélectriques de même impédance caractéristique ou bien
20 encore des résonateurs piézo-électriques présentant sensiblement ou
exactement le même rapport de capacités et des inductances voisines ou
égales.

Le procédé peut s'appliquer à des filtres ou multiplexeurs mixtes
employant à la fois des inductances et des résonateurs diélectriques et/ou
25 des résonateurs piézo-électriques en obtenant les mêmes avantages.

La présente invention a essentiellement pour objet de permettre
l'obtention de filtres et de multiplexeurs performants dans de meilleures
conditions techniques et économiques que celles de l'état de l'art antérieur.

Le procédé de conception proposé dans le cadre de la présente
30 invention concerne particulièrement les classes de filtres passe-bandes, en
échelle, à réponse générale (caractérisée par une fonction de transfert qui
est une fraction rationnelle), susceptibles d'être obtenues par synthèse (ou
par une transformation de circuit après synthèse) de façon à posséder une
topologie à minimum d'inductance (zigzag). Ces classes de filtres
35 s'imposent en effet, en pratique, lorsque l'on recherche la réalisation
économique de filtres performants car elles emploient plus efficacement les

éléments coûteux des filtres. Le procédé s'applique également à d'autres topologies de filtres dont celles très classiquement employées pour réaliser les filtres polynomiaux.

La technique proposée, dans le cadre de la présente invention, comporte trois variantes principales s'appliquant plus particulièrement aux filtres employant des inductances et des capacités, aux filtres à résonateurs diélectriques et aux filtres mettant en jeu des résonateurs piézo-électriques à ondes de volume ou de surface qui seront décrites successivement.

10 Contexte général de l'invention

Les filtres passifs à circuit LC ou à résonateurs diélectriques, ou encore à résonateurs acousto-électriques à ondes de surface ou de volume sont largement utilisés dans les télécommunications et particulièrement dans les transmissions radioélectriques ou sur câble pour limiter le spectre des signaux ou bien pour réaliser des aiguillages permettant l'envoi (et l'extraction) de plusieurs signaux occupant des bandes de fréquence différentes sur la même antenne ou sur le même support de transmission. Dans la majorité des cas, il s'agit de filtres utilisés en très grand nombre pour lesquels on recherche de hautes performances et un coût aussi faible que possible.

Le coût des filtres comme souvent leurs pertes d'insertion sont largement fonction du nombre des inductances (et/ou des résonateurs) employées car les inductances et les divers types de résonateurs sont en effet des éléments notablement plus coûteux que les condensateurs. Pour un nombre donné des ces éléments, le coût est très fortement réduit si le filtre n'en comporte qu'un modèle standard. Il l'est encore si la réalisation des éléments coûteux employés ne se distingue que par une étape technologique peu coûteuse et obligatoirement individuelle (c'est par exemple le cas du réglage en fréquence des résonateurs diélectriques de même impédance caractéristique ou des résonateurs piézo-électriques de même conception).

Il faut noter aussi que les inductances et les résonateurs diélectriques TEM ont le plus souvent davantage de dissipation que les capacités, et qu'il existe pour chaque fréquence des gammes de valeurs ou de paramètres qui minimisent leurs pertes.

Ainsi, le domaine de réalisabilité d'inductances ou de résonateurs présentant de bonnes caractéristiques (surtension, éléments parasites, etc.) est pour une technique donnée bien plus restreint que celui des capacités présentant des caractéristiques favorables. Ces éléments sont aussi
5 fabriqués en moindre quantité et devaient dans l'état de l'art antérieur souvent être produits spécifiquement pour la réalisation d'un filtre donné.

De façon plus précise, pour les inductances et pour les domaines de fréquence supérieurs à environ quelques mégahertz, on ne peut trouver dans le commerce ou réaliser, à un coût intéressant, qu'une gamme assez
10 limitée de valeurs d'inductances de bonnes performances (surtension, fréquence de résonance propre, etc.).

Les filtres calculés par les méthodes classiques comportent habituellement des inductances de valeurs différentes qui ont donc peu de chances de correspondre aux valeurs normalisées du commerce.

15 Pour les résonateurs diélectriques TEM, il n'existe en pratique que quelques valeurs de la permittivité et un petit nombre de dimensions (sections) et donc des impédances caractéristiques des résonateurs.

Pour les résonateurs mettant en œuvre l'interaction acousto-électrique de volume ou de surface, on ne sait réaliser que des dispositifs
20 présentant un petit nombre de valeurs du rapport des deux capacités (c'est une grandeur qui ne dépend, en première approximation, que du matériau (quartz par exemple), du type d'ondes et de l'orientation cristalline) et pour une fréquence donnée, des inductances situées dans une plage très étroite de valeurs. Cet état de fait réduit actuellement beaucoup, en pratique, le
25 nombres des topologies de circuits employées pour la réalisation de filtres à cristaux.

Il est donc très avantageux de trouver des techniques permettant de n'employer dans les filtres à inductances et capacités que quelques (si possible une seule, ce qui optimise le coût) valeur(s) bien choisie(s) pour
30 toutes les inductances. De même, pour les filtres à résonateurs diélectriques, il est nécessaire de n'utiliser que les quelques valeurs disponibles des impédances caractéristiques (une seule quand cela est possible conduit à une solution plus économique). De même également, pour un filtre à résonateurs piézo-électriques, il faut pouvoir employer des
35 dispositifs présentant à la fois une valeur très proche d'une valeur donnée du rapport de capacités et une inductance située dans une étroite

fourchette. D'autre part, il est très intéressant de réaliser des filtres à cristaux à réponse générale sous la forme d'échelle, car les propriétés de sensibilité aux dispersions obtenues pour cette topologie sont meilleures que celles des filtres à structure différentielle.

5 Pour des raisons évidentes d'efficacité, l'invention prend en compte largement les classes de filtres qui emploient très bien les inductances (ou bien les résonateurs des divers types) ; l'efficacité étant ici comprise comme étant caractérisée par la sélectivité, par exemple mesurée par un facteur de forme, obtenue pour un nombre d'inductances ou de résonateurs donnés.

10 Parmi ces classes de filtre, les classes de filtres dites à minimum d'inductances, qui ont une topologie en échelle, sont les plus intéressantes. Cette topologie dite "zigzag" (dans un sens étendu par rapport à la définition de la référence [5]), est appelée ainsi car à l'exception éventuelle des bras situés aux extrémités, elle est (dans la représentation à éléments
15 discrets) constituée d'une alternance de bras horizontaux et verticaux constitués de dipôles irréductibles à trois éléments (une inductance et deux capacités constituant un résonateur possédant à la fois une résonance série ($Z=0$) et une résonance parallèle ($Y=0$)). On peut d'ailleurs disposer ces résonateurs eux-mêmes selon deux topologies (les formules de
20 transformation connues permettant de passer de l'une à l'autre seront rappelées par la suite). Les dipôles situés aux extrémités du filtre peuvent comprendre un, deux ou trois éléments L, C. Les filtres zigzag sont considérés comme technologiquement supérieurs [1] [2] [3] aux filtres de topologies échelle plus usuels (à quelques réserves près pour certains, ainsi qu'à l'exception éventuellement de ceux ayant cette même forme en
25 échelle et qui comprendraient des dipôles irréductibles plus complexes que ceux à trois éléments dans chacun de leurs bras). Ces derniers filtres peu étudiés, ne paraissent présenter que rarement un intérêt supplémentaire. De plus, contrairement au cas des dipôles à trois éléments, il n'existe que
30 peu de dipôles distribués représentables par de tels schémas équivalents et qui présentent un intérêt particulier (en pratique seulement les résonateurs distribués multimodes peuvent avoir un intérêt notable).

 Parmi les classes de filtres [1] [5] ayant la topologie zigzag ainsi définie (classification de Skwirzynski basée sur les propriétés des
35 polynômes numérateurs et dénominateurs de la fonction de transfert $S(p)$ et de la fonction caractéristique $\Phi(p)$ et plus particulièrement celles qui

conditionnent le comportement aux fréquences zéro et infinie), on trouve notamment les filtres elliptiques d'ordre pair (équi-ondulation en bande passante et en bande affaiblie) qui sont ceux qui emploient le plus efficacement les inductances dans le cas de l'approximation d'un gabarit rectangulaire (approximation au sens de Tchébitchev à la fois en bande passante et en bande atténuée). Pour ces filtres, la topologie zigzag est obtenue par synthèse ou à partir des topologies plus usuelles par la transformation de Saal et Ulbricht [2]. Elle comprend des résonateurs LC à deux éléments de deux types différents aux deux extrémités.

10 D'autres types de filtres de même topologie ou de topologies voisines (qui diffèrent par les dipôles situés aux extrémités) sont également connus. Certains ont des réponses plus intéressantes que celles des précédents dans les cas où l'on recherche une dissymétrie des pentes des bandes de transition ou bien des atténuations différentes dans les deux bandes atténuées et des comportements différents à $f = 0$ et à $f = \infty$.

15 Les filtres en échelles entièrement constitués de dipôles à trois éléments (zigzag au sens strict pour la référence [5]) possèdent l'avantage d'avoir le nombre maximal de pôles d'affaiblissement à fréquences finies qui soient réalisables simplement avec un nombre donné d'inductances, les propriétés des fonctions constituant leur matrice de répartition font qu'on leur prête parfois quelques inconvénients mineurs théoriques et pratiques par rapport aux précédents (dont un calcul et une réalisation plus complexe). Cependant, comme l'ensemble des topologies constituées seulement de tels résonateurs et de capacités, ils sont d'un intérêt essentiel

20 pour la réalisation de filtres mettant en œuvre des éléments distribués représentables, au moins au voisinage de certaines fréquences de leurs fréquences caractéristiques, par de tels schémas.

La figure 1 représente un exemple de filtre à minimum d'inductance (zigzag).

30 Sur cette figure 1, on distingue deux quadripôles d'extrémité A et B séparés par quatre dipôles R_{31} , R_{32} , R_{33} , R_{34} .

Le quadripôle A comprend ici une inductance et une capacité placées en parallèle entre deux bras horizontaux conducteurs (dipôle à deux éléments).

Le quadripôle B comprend ici sur le brin horizontal supérieur une inductance et une capacité en série et un bras horizontal inférieur conducteur (également un dipôle à deux éléments).

Les dipôles R_{31} et R_{33} sont placés en série sur le bras horizontal
5 supérieur entre les deux quadripôles A et B.

Le dipôle R_{32} constitue un bras vertical placé entre les deux dipôles R_{31} et R_{33} . Le dipôle R_{34} constitue un autre bras vertical placé entre le dipôle R_{33} et le quadripôle B.

Chacun des quatre dipôles R_{31} , R_{32} , R_{33} et R_{34} comprend une
10 inductance et deux capacités disposées (dipôle à trois éléments)

- soit sous forme d'une capacité en série d'un circuit comportant une seconde capacité en parallèle d'une inductance,

- soit sous forme d'une capacité en parallèle d'un circuit comportant une seconde capacité en série d'une inductance,

15 comme schématisé sur la figure 2.

Les schémas des filtres zigzag obtenus directement par différentes méthodes de synthèse (ou par une transformation) contiennent pratiquement toujours, des inductances (ou des inductances équivalentes pour les résonateurs diélectriques ou piézo-électriques) de valeurs très
20 différentes.

Les multiplexeurs passe-bandes sont des ensembles de filtres possédant au moins un accès commun (parfois n) et p autres accès et réalisant l'aiguillage sélectif des signaux contenus dans une bande de fréquence donnée d'un accès (par exemple l'unique accès commun) vers
25 un autre. Les méthodes connues de calcul des multiplexeurs sont le plus souvent basées sur des techniques numériques d'optimisation.

Etat de l'art antérieur.

Les filtres à minimum d'inductances sont connus depuis longtemps
30 (voir par exemple l'ouvrage de Zverev [3]). Les filtres elliptiques (Cauer) sont également connus depuis longtemps, ils ont été l'objet de nombreux articles et ont été tabulés par de nombreux auteurs (voir par exemples [2], [3]). Pour la synthèse de ces filtres on utilise souvent la méthode proposée par P. Amstutz [4] et la méthode de transformation des topologies
35 classiques des filtres d'ordre pair en filtres à minimum d'inductances (zigzag) qu'ont proposés Saal et Ulbrich [2].

La conception de filtres à pointes d'affaiblissement "infini" de fréquences fixées a priori et à ondulations égales en bande passante par transformation en z est décrite dans la référence [2] qui permet de déterminer les polynômes caractéristiques du filtre et de les synthétiser
5 selon des méthodes bien décrites dans le même article et reprises dans l'ouvrage MM. Hassler et Neyrinck [5] ou encore dans le recueil des Techniques de l'Ingénieur [6].

Par ailleurs, il faut rappeler que quelques exemples sont connus de méthodes de synthèse de filtres passe-bandes polynomiaux, à bandes très
10 étroites, pour qu'ils utilisent des inductances de mêmes valeurs ou des résonateurs identiques (P. Amstutz [7]). Ces méthodes font le plus souvent appel à la mise en œuvre d'inverseurs d'impédance (ou d'admittance) qui ne peuvent être réalisés qu'approximativement par des quadripôles à éléments passifs discrets connus (approximation valable dans une très
15 étroite bande de fréquence). Il faut aussi rappeler que lorsque l'on recherche l'obtention économique de performances élevées, les filtres polynomiaux sont moins indiqués car ils sont moins performants, à nombre d'inductances (ou de résonateurs) égal, que les filtres à réponses plus générales.

20 Il est possible de réaliser avec une bonne approximation des inverseurs d'impédance ou d'admittance par l'emploi d'éléments distribués, et l'emploi de tels composants est assez naturel dans les filtres employant des résonateurs eux-mêmes distribués. Par exemple, la conception de filtres à inverseurs d'impédances avec détermination de la fonction de
25 transfert pour présenter une ondulation égale en bande passante avec des pointes d'affaiblissement "infini" de fréquences données a priori et une synthèse directe, est décrite dans R.J. Cameron dans les références [8], [9] alors qu'un exemple précis de réalisation des inverseurs d'impédance a été donné par G. Macchiarella [10].

30 Il faut également rappeler que bien d'autres techniques existent pour le calcul des filtres à résonateurs diélectriques et à résonateurs piézo-électriques. Ce calcul se fait le plus souvent à partir de celui de filtres à inductances et capacités par des transformations de schéma conduisant à faire apparaître les schémas équivalents à éléments discrets de ces
35 composants en mettant en œuvre différentes techniques d'approximation. On trouvera dans les références [11 à 15] des éléments concernant les

résonateurs diélectriques et en particuliers les résonateurs utilisant les modes transverses électromagnétiques (T.E.M.) de solides diélectriques de géométries simples (coaxiales le plus souvent) et leur emploi pour la réalisation de filtres utilisés dans le domaine des radiocommunications mobiles. Les références [16 à 22] donnent les principes régissant le fonctionnement des résonateurs piézo-électriques à ondes de volume et de surface, et ceux relatifs à leur utilisation pour la réalisation de filtres passe-bandes.

Par ailleurs, plusieurs techniques de transformation des schémas sont connues (transformations de Norton, de Haas, de Colin etc.). Cependant, en dehors de celle de Saal et Ulbrich qui ne vise qu'une modification de topologie, les transformations de schéma des filtres LC sont toujours présentées comme réalisées sur certains éléments seulement du filtre et sans aucune systématisation [23 à 26].

Le calcul des multiplexeurs passe-bandes, fondé pratiquement toujours sur des techniques numériques d'optimisation est connu depuis un certain temps [27]. Cependant cette technique a connu beaucoup de progrès récents [28-29]. Il ne semble pas y avoir eu de tentative pour effectuer des transformations de schéma systématiques sur ces dispositifs.

Malgré la littérature très abondante parue dans le domaine des filtres, aucune technique jusqu'ici proposée pour leurs conceptions, ne donne totalement satisfaction.

Faute d'une systématisation de l'approche, jusqu'à présent, les transformations de circuit n'étaient réalisées que pour modifier les valeurs de quelques composants (souvent des inductances) d'un filtre. Les transformations connues étaient, le plus souvent, réalisées manuellement, et il n'était pas fait un usage systématique des degrés de libertés supplémentaires qui pouvaient être introduits par la division de composants.

Ceci a conduit notamment à ce que les réels avantages des filtres à "minimum d'inductances" étaient rarement utilisés pour des filtres LC à inductances et capacités de fréquences supérieures à une dizaine de MHz et encore plus rarement (aucun exemple connu des inventeurs) dans le cas des filtres à résonateurs diélectriques ou à résonateurs piézo-électriques. Cela résultait essentiellement du fait que les filtres réalisés en utilisant des transformations partielles, faites seulement pour modifier quelques valeurs (en pratique irréalisables ou conduisant à des performances trop

dégradées) des inductances, ne conduisaient ni à des conditions économiques suffisamment intéressantes ni à une amélioration assez notable de la facilité de réalisation.

- 5 Les travaux réalisés par les inventeurs montrent en effet que l'on ne peut obtenir à la fois un avantage économique important et une réalisation plus aisée que par la considération globale de l'ensemble des transformations et par l'utilisation simultanée des degrés de libertés supplémentaires que cette approche globale procure.

10 Description de l'invention.

- Le procédé systématique et globale de transformation des filtres passe bande à "minimum d'inductances" et de plusieurs autres topologies, conforme à la présente invention, vise à obtenir des filtres n'utilisant qu'une seule (ou peu de) valeur(s) prédéterminée(s) des inductances ou bien
15 utilisant des résonateurs diélectriques de même impédance caractéristique ou bien encore utilisant des résonateurs piézo-électriques ayant très sensiblement ou exactement les mêmes rapports de capacités et sensiblement ou exactement les mêmes inductances. Ce procédé permet aussi d'obtenir en plus de ceux indiqués ci-dessus d'autres avantages tels
20 le choix de valeurs égales pour certaines des capacités ou bien le choix de valeurs courantes du commerce pour certaines de ces dernières. Le procédé s'applique également dans des conditions voisines aux filtres de branchement constitués de filtres des technologies précédemment indiquées.

- 25 La description du procédé sera faite principalement dans le cas des filtres à nombre minimum d'inductances qui sont parmi les plus généraux et, en pratique, parmi les plus utiles pour obtenir économiquement des performances élevées. On indiquera plus loin que le procédé s'applique pratiquement sans modification de principe à d'autres topologies plus
30 simples de filtres (par exemple à celle des filtres passe-bandes polynomiaux) qui bien que n'employant pas aussi efficacement les inductances ou les résonateurs que les précédents peuvent présenter un intérêt dans certains cas particuliers.

- Pour bien appréhender l'invention, il faut rappeler que les
35 résonateurs à trois éléments (une inductance et deux capacités) peuvent apparaître sous l'une des deux formes illustrées sur la figure 2 comportant

respectivement une capacité C_{sa} en série avec un résonateur LC parallèle formé de la capacité C_{pa} et de l'inductance M_{pa} ou de manière duale par mise en parallèle d'une capacité C_{pb} et d'un résonateur série formé de l'inductance L_{sb} en série avec la capacité C_{sb} . Par convention, on appellera
 5 dans la suite du texte, la première forme a "forme série" et la seconde forme b "forme parallèle".

Les correspondances entre les deux formes "a" et "b" sont données par les relations

10 $C_{pa}/C_{sa} = C_{pb}/C_{sb} =$ "rapport des capacités du résonateur" à trois éléments

$$M_{pa} C_{pa} \omega_a^2 = 1 \quad L_{sb} C_{sb} \omega_b^2 = 1$$

15 $\omega_b^2 = \omega_a^2 / [1 + C_{sa}/C_{pa}] = \omega_a^2 / [1 + C_{sb}/C_{pb}]$

$$C_{sa} = C_{pb} + C_{sb} ; C_{pa} = C_{pb} [1 + C_{pb}/C_{sb}] ; M_{pa} = L_{sb} / [1 + C_{pb}/C_{sb}]^2$$

20 $C_{pb} = C_{pa} / [1 + C_{pa}/C_{sa}] \quad C_{sb} = C_{sa} / [1 + C_{pa}/C_{sa}] \quad L_{sb} = M_{pa} [1 + C_{pa}/C_{sa}]^2$

où ω_a et ω_b sont respectivement les fréquences angulaires d'antirésonance ($Y=0$) et de résonance ($Z=0$) du résonateur sans pertes. Ces dipôles sont caractérisés par trois paramètres que l'on peut choisir de différentes façons. Le rapport des capacités est un paramètre intéressant car il est
 25 indépendant du "niveau d'impédance" (par exemple caractérisé par la valeur de l'inductance), et il dépend simplement du rapport des fréquences remarquables et de leur écart relatif.

Pour décrire le procédé conforme à la présente invention, l'on se placera tout d'abord, à titre d'exemple, dans le cas d'un filtre zigzag possédant une topologie similaire à celle indiquée sur la figure 1 et dont le
 30 nombre des résonateurs à trois éléments est K (pair) et qui possède aux extrémités deux résonateurs à deux éléments comme indiqué sur la figure 1. Le procédé proposé s'étend également aux cas de filtres zigzag possédant d'autres types de dipôles aux extrémités (comportant au plus
 35 une inductance) et aussi au cas des topologies usuelles des filtres polynomiaux (succession de dipôles LC série dans les bras horizontaux et

de LC parallèle dans les bras verticaux). Elle s'étend aussi plus généralement au cas des filtres en échelle comportant au maximum une inductance par bras et remplissant des conditions qui seront précisées par la suite.

- 5 Le procédé conforme à la présente invention, de modification systématique des niveaux d'impédance des résonateurs dans un filtre LC de synthèse ou obtenu par transformation à partir d'un prototype comme dit ci-dessus passe de préférence par les étapes suivantes :

10 A/ Décomposition de capacités :

Décomposition en trois parties des capacités parallèles C_p ou série C_s , des circuits résonants à deux éléments LC, parallèle ou série (situés dans cet exemple aux extrémités du filtre), telle qu'illustrée par exemple sur les figures 3a et 3b.

- 15 La décomposition illustrée sur la figure 3a consiste à remplacer un circuit parallèle comprenant une inductance L_p en parallèle d'une capacité C_p , par un circuit comprenant une inductance L_p en parallèle avec trois capacités C_{pu} , C_{pv} et C_{pw} .

- 20 La décomposition illustrée sur la figure 3b consiste à remplacer un circuit série comprenant une inductance L_s en série d'une capacité C_s par un circuit comprenant une inductance L_s en série de trois capacités C_{su} , C_{sv} et C_{sw} .

De sorte que l'on a ici :

$$\begin{aligned} C_{pa} &= C_{pa\ u} + C_{pa\ v} + C_{pa\ w} \text{ (côté A entrée)} \\ 25 \quad C_{sb} &= C_{sb\ u}^{-1} + C_{sb\ v}^{-1} + C_{sb\ w}^{-1} \text{ (côté B sortie)} \end{aligned}$$

- Décomposition en trois parties des capacités série C_s associées aux résonateurs à trois éléments (horizontaux) de la forme série, pour le résonateur numéro q (tel qu'illustré sur la figure 4a). Soit : $C_{sq}^{-1} = C_{sq\ u}^{-1} +$
 30 $C_{sq\ v}^{-1} + C_{sq\ w}^{-1}$

- La décomposition illustrée sur la figure 4a consiste à remplacer un circuit comprenant une capacité C_s en série d'un résonateur formé d'une inductance M_p en parallèle d'une capacité C_p , par un circuit comprenant deux capacités C_{su} , C_{sv} en série en amont d'un résonateur formé d'une
 35 inductance M_p en parallèle d'une capacité C_p et une troisième capacité C_{sw} en série en aval de ce résonateur.

Décomposition en trois parties des capacités shunt C_p associées aux résonateurs à trois éléments (verticaux) de forme parallèle pour le résonateur numéro r (tel qu'illustré sur la figure 4b). Soit : $C_{p\ r} = C_{p\ ru} + C_{p\ rv}$
 $+ C_{p\ rw}$

5

B/ Insertion de paires de transformateurs de rapports $1/m_i$ et $m_i/1$ entre le premier élément ainsi séparé d'indice u et le reste du résonateur, par exemple entre $C_{p\ ru}$ et le résonateur shunt résiduel formé de $L_{s\ r}$ en série avec $C_{s\ r}$ avec en parallèle $C_{p\ rv}$ et $C_{p\ rw}$ (voir figure 5). Au total, une paire de
 10 transformateurs est introduite par inductance à transformer.

C/ Déplacement d'un transformateur de chaque paire vers le transformateur du résonateur suivant (figure 6). Ce qui a pour conséquence :

- de modifier les niveaux d'impédance des résonateurs (ce qui
 15 correspond à un but essentiel de l'invention),
- de faire apparaître des transformateurs de rapports tels que m_1/m_2 : 1, puis m_2/m_3 : 1, puis m_3/m_4 : 1, ..., etc., et à l'extrémité B de modifier la valeur de l'impédance de fermeture du filtre.

20 D/ Elimination des transformateurs internes par équivalence de Norton remplaçant ces transformateurs et deux capacités, provenant de la décomposition précédente et dont les valeurs ont été modifiées par le déplacement des transformateurs, par deux autres capacités. Pour des filtres ayant la topologie donnée sur la figure 2, les relations de
 25 transformation fournissent $2*(N/2-1)$ relations (N = ordre du filtre, qui dans ce cas comporte au total $N/2$ résonateurs) reliant les valeurs des nouvelles capacités aux anciennes et aux rapports de transformation ainsi que des conditions sur les rapports de transformation (m_i/m_{i+1}) pour que ces transformations soient possibles (signes positifs des éléments transformés).

30 Les figures 7a et 7b schématisent deux de telles transformations, selon la configuration d'origine des capacités.

La transformation illustrée sur la figure 7a consiste à remplacer un circuit comprenant une capacité parallèle amont C_p et un transformateur aval parallèle, reliés par une capacité série C_s sur le bras de tête, par un
 35 circuit comprenant une capacité amont série C_{st} et une capacité aval parallèle C_{pt} .

Pour le cas de la figure 7a, si n est le rapport de transformation ($n=m_i/m_{i+1}$ avec i impair) :

La condition imposée pour pouvoir effectuer la transformation est :

$$\begin{aligned} 5 \quad C_p &= C_{p \ i \ w} / m_i^2 = C_s [(m_i/m_{i+1}) - 1] = (C_{s \ i+1 \ u} / m_i^2) [(m_i/m_{i+1}) - 1]. \\ \text{Soit } C_{p \ i \ w} &= C_{s \ i+1 \ u} (m_i - m_{i+1}) / m_{i+1} \\ \text{Avec } m_i &> m_{i+1} \text{ ou } n > 1. \end{aligned}$$

Les valeurs des éléments résultant de la transformation sont alors :

$$\begin{aligned} 10 \quad C_{st} &= C_{s \ i, i+1} = C_{p \ i \ w} / [m_i (m_i - m_{i+1})] = C_{s \ i+1 \ u} / (m_i \cdot m_{i+1}) \\ C_{pt} &= C_{p \ i, i+1} = C_{p \ i \ w} / (m_i \cdot m_{i+1}) = C_{s \ i+1 \ u} (m_i - m_{i+1}) / (m_{i+1}^2 m_i) \end{aligned}$$

Pour n'avoir que des éléments positifs il apparaît alors la condition :
15 $n > 1$ soit $m_i > m_{i+1}$ (i impair et pour un filtre zigzag selon la figure 1).

La transformation illustrée sur la figure 7b consiste à remplacer un circuit comprenant une capacité série amont C'_s et une capacité aval C'_p en parallèle d'un transformateur aval parallèle, par un circuit comprenant une capacité amont parallèle C'_{pt} et une capacité aval série C'_{st} .

20 Pour le cas de la figure 7b, si n' est le rapport de transformation ($n'=m_i/m_{i+1}$ avec i pair) :

La condition imposée pour pouvoir effectuer la transformation est :

$$\begin{aligned} 25 \quad C'_s &= C_{s \ i \ w} / m_i^2 = C'_p [m_i / (m_{i+1} - m_i)] = (C_{p \ i+1 \ u} / m_i^2) [m_i / (m_{i+1} - m_i)] \end{aligned}$$

Les valeurs des éléments résultant de la transformation sont alors :

$$\begin{aligned} C'_{st} &= C_{s \ i, i+1} = C_{p \ i+1 \ u} [m_{i+1}^2 / ((m_{i+1} - m_i) \cdot m_i)]. \\ C'_{pt} &= C_{p \ i, i+1} = C_{p \ (i+1) \ u} / (m_i \cdot m_{i+1}). \end{aligned}$$

30 Pour n'avoir que des éléments positifs, il apparaît la condition $n < 1$ soit $m_i < m_{i+1}$ (si i est pair et pour un filtre zigzag selon la figure 1).

E/ Elimination des transformateurs des extrémités.

35 Par transformation par les équivalences bande étroite connues (voir par exemple les références [7] et [23 à 26]), il est possible de remplacer les

transformateurs restant aux extrémités du filtre par deux impédances de signes opposés (C et L ou C et -C' ou L et -L') formant un Gamma (Γ) ou un Tau (τ) selon le rapport de transformation. On s'arrange souvent pour que l'un des composants situés à l'extrémité correspondante, (ou bien une

5 capacité qui résulte de la décomposition en trois parties des capacités d'origine, ou bien une inductance d'origine dont la valeur a été modifiée par le déplacement des transformateurs) soit absorbé dans cette transformation ou remplacé par un de même nature et de valeur différente. Ceci permet de ne pas augmenter sensiblement le nombre des composants (cela permet

10 aussi d'absorber des valeurs négatives que l'on peut faire apparaître par exemple dans la division des capacités).

Dans tous les cas, on écrit les relations de transformation qui sont au nombre de deux par extrémité et l'éventuelle relation liée à l'absorption ou à la recombinaison d'un composant.

15 Si Z_0 est l'impédance de terminaison recherchée et si Z_s et Z_l sont les impédances de terminaison du schéma prototype zigzag, après le déplacement des transformateurs aux extrémités, les impédances de terminaison sont respectivement $Z^* = Z_s/m_1^2$ et $Z^* = Z_l m_k^2$ si il y a k inductances dans le prototype. Selon que Z^* est supérieur ou inférieur à Z_0 ,

20 on utilise la transformation de la figure 8a ou celle de la figure 8b (dérivées l'une de l'autre).

Dans les deux cas l'adaptation est réalisée à l'aide de deux impédances Z_1 et Z_2 disposées respectivement en série sur une branche horizontale, et en parallèle sur une branche verticale.

25 Pour le cas de la figure 8a : l'adaptation est réalisée par les impédances Z_1 et Z_2 de signes contraires :

$$Z_1 = \pm j \sqrt{Z_0(Z^* - Z_0)} \quad \text{et} \quad Z_2 = \mp j Z^* \sqrt{\frac{Z_0}{Z^* - Z_0}}.$$

30 Par exemple, pour l'extrémité A du filtre zigzag de la figure 1 on a : $Z^* = Z_s/m_1^2$, si $Z_s/m_1^2 > Z_0$ et si on choisit que l'impédance Z_1 soit une capacité, Z_2 sera une capacité négative qui se soustraira de C_{p1u} et C_{p1v} ou bien une inductance en parallèle avec l'inductance L_a transformée. On effectue cette transformation pour la fréquence centrale du filtre ($\omega = \omega_c$).

Alors :

$$\begin{aligned} Z_1 &= -j/C_{sa}\omega = -j \{Z_0(Z_s.m_1^2 - Z_0)\}^{1/2} \text{ soit : } C_{sa} = 1/\{\omega^2 Z_0(Z_s.m_1^2 - Z_0)\}^{1/2} \\ Z_2 &= +jZ_s.m_1^2 \{Z_0/(Z_s.m_1^2 - Z_0)\}^{1/2} \text{ soit : } C_{pa} = - \{ (Z_s.m_1^2 - Z_0)/ \\ 5 \quad Z_0\}^{1/2}/(\omega.Z_s.m_1^2) \end{aligned}$$

Le cas de la figure 8b se transpose aisément du précédent :

$$Z_1 = \pm j\sqrt{Z^*(Z_0 - Z^*)} \quad \text{et} \quad Z_2 = \mp jZ_0\sqrt{\frac{Z^*}{Z_0 - Z^*}}$$

10

Par exemple, pour l'extrémité B du filtre zigzag de la figure 1 on a : $Z^* = Z_l.m_k^2$, si $Z_0 > Z^*$ et si on choisit que l'impédance Z_2 soit une capacité, Z_1 sera une inductance qui s'ajoutera à l'inductance L_{ab} transformée (L_{sb}) ou bien une capacité négative, qui pourra être recombinaée avec la capacité C

$$15 \quad b_w = C_{sa} \omega.$$

$$\begin{aligned} Z_1 &= +j\sqrt{Z^*(Z_0 - Z^*)} \text{ soit } L_{sba} = \frac{1}{\omega}\sqrt{Z^*(Z_0 - Z^*)} \\ Z_2 &= -jZ_0\sqrt{\frac{Z^*}{Z_0 - Z^*}} \text{ soit } C_{pb} = \frac{1}{Z_0.\omega}\sqrt{\frac{(Z_0 - Z^*)}{Z^*}} \end{aligned}$$

20 Naturellement on peut aussi déterminer m_k^2 de façon à ce que $L_{sb} + L_{sba}$ soit égale à une valeur prédéterminée (équation en m_k^2 qui remplace par exemple l'équation $L_{sb} = L_b m_k^2$).

25 Dans certains cas, par exemple concernant des filtres de largeurs relatives très importantes, il peut être utile de remplacer la technique précédente par une méthode d'adaptation "large bande" qui emploie plus de composants mais qui apporte un complément de filtrage non négligeable (surtout si des réseaux passe-bandes sont employés dans ce but). Ces techniques connues décrites dans différents ouvrages peuvent également prendre en compte des terminaisons partiellement réactives (résultant par

30 exemple en UHF de capacités distribuées non désirées).

F/ Les équations ainsi obtenues montrent le nombre de degrés de liberté dans la fixation des valeurs de certains éléments du filtre.

En effet, les opérations D permettent d'exprimer une relation impérative entre les valeurs des capacités de la décomposition d'une paire de résonateurs consécutifs par exemple entre C_{p1w} et C_{s2u} . Il vient ainsi pour un filtre modèle de N (ordre 2N) résonateurs un nombre N+1 de relations (2 pour les niveaux d'impédance aux extrémités et N-1 pour les relations entre les N résonateurs adjacents). On a également les relations de la décomposition en trois des condensateurs décrite en A) ci-dessus soit N relations pour N résonateurs. Ces 2 N + 1 relations ne déterminent pas complètement les 3 N capacités d'indices {u, v, w} et les N rapports de transformation. Il reste donc 2 N -1 degrés de liberté pour fixer les valeurs des éléments de la réalisation du filtre.

L'intérêt du procédé proposé dans le cadre de la présente invention, réside en grande partie dans l'utilisation qui peut être faite de ces degrés de liberté supplémentaires pour rendre plus économique la réalisation des filtres LC ou pour permettre l'emploi dans des conditions favorables de dipôles distribués que l'on sait élaborer de façon économique et/ou qui présentent des caractéristiques plus intéressantes dans une gamme de fréquence donnée.

Ainsi la présente invention propose un procédé d'optimisation des valeurs des éléments d'un filtre passe-bande à bande étroite ou intermédiaire dont on a déterminé le prototype LC, caractérisé par le fait qu'il comprend les étapes consistant à

- i) décomposer en deux ou trois des capacités parallèles ou série des résonateurs à deux ou trois éléments,
- ii) insérer des paires de transformateurs entre le premier élément séparé et le reste du résonateur,
- iii) déplacer des transformateurs pour modifier les niveaux d'impédance des résonateurs, et
- iv) absorber des transformateurs résiduels par transformation.

Descriptif rapide des figures

D'autres caractéristiques, buts et avantages de la présente invention apparaîtront à la lecture de la description détaillée qui va suivre et en regard des dessins annexés, donnés à titre d'exemples non limitatifs et sur lesquels :

- la figure 1 représente un exemple de filtre à minimum d'inductance (zigzag) classique,
- la figure 2 représente deux topologies de dipôles à trois éléments appartenant à ce filtre,
- 5 - les figures 3a et 3b représentent la décomposition des capacités des dipôles à deux éléments LC respectivement pour une configuration parallèle et une configuration série,
- les figures 4a et 4b représentent respectivement la décomposition des capacités des dipôles à trois éléments de la forme série et de la forme
10 parallèle,
- la figure 5 schématise l'étape d'insertion de transformateurs,
- la figure 6 schématise l'étape de déplacement des transformateurs,
- la figure 7a et la figure 7b représentent schématiquement l'étape d'élimination des transformateurs internes, pour deux configurations des
15 capacités,
- la figure 8 schématise l'étape d'élimination de transformateurs aux extrémités du filtre, respectivement pour $Z^* > Z_0$ sur la figure 8a et $Z^* < Z_0$ pour la figure 8b,
- la figure 9 représente le schéma d'un filtre prototype zigzag obtenu
20 par synthèse,
- la figure 10 représente le schéma électrique correspondant du filtre transformé,
- la figure 11 représente les réponses du filtre prototype comparées à celles du filtre transformé,
- 25 - la figure 12 représente le schéma d'un filtre auquel le procédé conforme à la présente invention est applicable, (on notera qu'il comporte des « sous » circuits de différentes topologies),
- la figure 13 représente le schéma d'un filtre prototype d'ordre 12,
- la figure 14 représente le schéma d'un filtre transformé de topologie
30 ATNTNB, (note : la topologie est repérée depuis l'extrémité A du filtre en allant jusqu'à l'extrémité B, par des lettres N ou T qui indiquent que la forme des dipôles à trois éléments a été conservée (N) ou transformée (T)),
- la figure 15 représente le schéma d'un filtre transformé de topologie
 ANTTNB,
- 35 - la figure 16 représente le schéma d'un filtre transformé de topologie
 ANTNTB,

- la figure 17 représente le schéma d'un filtre transformé de topologie ATNTTB,
- la figure 18a représente la réponse du filtre prototype et des filtres transformés précités sans pertes,
- 5 - la figure 18b représente le détail de la réponse en bande passante du filtre prototype et des filtres transformés précités (on observera que les courbes sont exactement superposées),
- la figure 19 représente un schéma prototype employé pour une transformation,
- 10 - la figure 20 représente la structure d'un premier résonateur pour ce schéma,
- la figure 21 représente la structure de transformation pour un second résonateur,
- la figure 22 représente la structure d'un troisième résonateur,
- 15 - la figure 23 représente la structure d'un dernier résonateur,
- la figure 24 représente un exemple de solution complète après transformation,
- la figure 25 représente la réponse du filtre transformé pour des lignes d'égale impédance caractéristique,
- 20 - la figure 26 représente le schéma d'un filtre prototype zigzag d'ordre 12,
- la figure 27 représente la réponse d'un tel filtre zigzag prototype,
- la figure 28 représente le schéma d'un filtre transformé avec adaptation par deux impédances,
- 25 - la figure 29 représente la réponse du filtre transformé pour des résonateurs TEM, $Z_c = 11,5 \text{ Ohm}$ (adaptation pour des inductances des deux côtés),
- les figures 30a et 30b représentent respectivement les réponses du filtre transformé avec adaptation par des capacités, en bande passante pour la figure 30a et l'ensemble de la réponse pour la figure 30b,
- 30 - la figure 31 représente un schéma équivalent à un résonateur au tantalate de lithium,
- la figure 32 représente le schéma d'un filtre zigzag initial,
- la figure 33 représente le schéma du filtre transformé,
- 35 - la figure 34 représente la réponse d'un filtre à cristaux obtenu par transformation (sans pertes),

- les figures 35a et 35b représentent respectivement la réponse d'un filtre transformé en tenant compte des pertes et la réponse du filtre transformé en tenant compte des pertes en bandes passantes,
- la figure 36 représente le schéma du filtre transformé,
- 5 - la figure 37 représente la réponse d'un filtre transformé d'ordre 8 à deux résonateurs L-SAW et inductances (avec pertes et sans tenir compte des pertes (cette dernière réponse est confondue avec celle du prototype)),
- les figures 38a, 38b et 38c représentent trois topologies usuelles pour des filtres à résonateur,
- 10 Les figures suivantes sont relatives à la réalisation de duplexeur selon l'invention (filtre de branchement à deux entrées vers une sortie).
- la figure 39 représente la réponse de deux prototypes pris isolément,
- la figure 40 représente l'évolution des réponses en bande passante
- 15 lors de l'optimisation, (les deux filtres ont alors une extrémité commune),
- la figure 41 représente les réponses finalement obtenues pour le duplexeur,
- la figure 42 représente la transformation d'impédance à l'extrémité commune aux deux filtres,
- 20 - la figure 43 représente le schéma transformé d'un duplexeur,
- la figure 44 représente la réponse électrique d'un duplexeur après la transformation du schéma illustré sur la figure 43,
- la figure 45 représente le schéma transformé d'un duplexeur,
- la figure 46 représente un schéma comportant des filtres de
- 25 branchement réalisables selon la présente invention (pour application en radiotéléphonie mobile à des équipements devant fonctionner dans de multiples bandes de fréquence),
- la figure 47 représente un autre exemple de réalisation conforme à la présente invention indiquant les fonctions qui peuvent être réalisées dans
- 30 un terminal mobile ou dans une station de base multi-fréquence et multi-standard ,
- la figure 48 schématise la transformation de sous circuits qui comportent des T ou des Π respectivement en des T ou des Π , et
- les figures 49 et 50 représentent deux variantes de transformation
- 35 conformes à la présente invention.

Description détaillée de l'invention

1. Application aux filtres LC à inductances de valeurs fixées a priori

Le principe de la transformation, dans ce cas, est le suivant.

5 A titre d'illustration du principe décrit ci-dessus, partons d'un filtre d'ordre 8 de bande passante 890 à 905 MHz et de pointes d'affaiblissement infini fixées à 885 et 910 MHz, avec un comportement qui, pour des éléments idéaux de surtension infinie, donnerait une ondulation de la perte d'insertion en bande passante égale à 0,3 dB.

10 Le schéma du filtre zigzag correspondant, tel qu'obtenu par une méthode de synthèse connue, est représenté sur la figure 9.

La valeur des éléments du schéma prototype est donnée dans le tableau 1 ci-dessous (unités MKSA, capacités en Farad, inductances en Henry)

15 Dans les notations, pour les résonateurs à trois éléments, les indices a et b sont respectivement relatifs à la forme a et à la forme b définie sur la figure 2.

Tableau 1

20 ##filtre zigzag G08

RS = 106.54 1					
RL = 75.00 6					
1	CAP	Cpa = Ca	1	0	0.11436E-09
2	IND	Lpa = La	1	0	0.27327E-09
3	CAP	Csa2 = C1	1	2	0.89352E-12
4	IND	Mpa2 = L2	2	3	0.77700E-09
5	CAP	Cpa2 = C2	2	3	0.39361E-10
6	CAP	Csb3 = C3	3	4	0.99994E-13
7	IND	Lsb3 = L3	4	0	0.32340E-06
8	CAP	Cpb3 = C4	3	0	0.44050E-11
9	CAP	Csb = Cb	3	5	0.34418E-13
10	IND	Lsb = Lb	5	6	0.91955E-06

25 Imposer les valeurs des inductances de valeurs respectivement L_1^* , L_2^* , L_3^* et L_4^* fournit 4 relations (les L_i^* sont les valeurs transformées).

$$M_1 = (L_{p1}^*/L_{p1})^{1/2}$$

$$M_4 = (L_{s4}^*/L_{s4})^{1/2}$$

30 On veut réaliser le second résonateur sous la forme b définie ci-dessus en référence à la figure 2b.

$$L_{sb\ 2}^* = m_2^2 M_{pa\ 2} [1 + C_{pa\ 2}/C_{sa\ 2\ v}]^2$$

$$m_2 = [L_{sb\ 2}/(M_{pa\ 2} (1 + C_{pa\ 2}/C_{sa\ 2\ v}))]$$

$$L_a = M_{pa\ 2} ; C_2 = C_{pa\ 2} ; C_3 = C_{sa\ 2}$$

On veut réaliser le troisième résonateur sans en changer la forme
 5 (forme b définie ci-dessus).

$$M_3 = (L_{sb\ 3}^*/L_{sb\ 3})^{1/2}$$

La forme retenue pour le filtre impose $m_2 < m_3$; les 2N-1 degrés de
 liberté (soit ici 7 degrés de liberté) permettent de fixer les 4 valeurs des
 10 inductances et les valeurs de trois capacités (par exemple $C_{sa\ 2\ w}$ et $C_{pb\ 3\ w}$
 et une autre). De multiples choix sont bien sûr possibles dont, par exemple,
 celui fait dans l'exemple suivant. On peut également faire en sorte que
 certaines capacités (trois ici au maximum si les inductances sont fixées)
 prennent des valeurs définies correspondant à des valeurs normalisées
 15 courantes.

On va maintenant donner un premier exemple numérique illustrant le
 procédé conforme à l'invention.

On considère le prototype zigzag d'ordre 8 de la figure 9. Pour la
 transformation, on a choisi une valeur de l'inductance de 20 nH qui conduit
 20 sensiblement à la meilleure surtension que l'on puisse espérer à la
 fréquence centrale et à une fréquence d'auto-résonance convenable. On a
 choisi de fixer les rapports des capacités des deux résonateurs à trois
 éléments à 20 et que leur forme reste celle du schéma prototype et, enfin,
 on a choisi la valeur de la capacité $C_{sv\ b}$ (soit $C_{sb\ v} = 0,5$ pF avant
 25 transformation), ce qui conduit à des valeurs correctes pour les éléments du
 filtre. Dans ce cas, il ne peut y avoir au plus qu'une seule solution. Le calcul
 montre qu'elle existe effectivement (elle satisfait aux conditions d'inégalités
 des rapports de transformation et tous les composants ont des valeurs
 positives).

30 Le schéma du filtre transformé est indiqué sur la figure 10 et les
 valeurs des éléments sur le tableau 2 suivant. On vérifie par analyse que la
 réponse obtenue avec ce schéma est bien identique à celle du prototype
 (sauf éventuellement aux fréquences situées loin de la bande passante où
 la réponse est légèrement améliorée par l'ajout des composants
 35 d'adaptation - ici - pour les fréquences basses proches de zéro).

La figure 11 représente les réponses du filtre prototype et du filtre transformé selon le procédé de la présente invention.

Tableau 2 : Valeur des éléments du schéma transformé de la figure 10

5

\$ Filtre transformé fichier 1.CKT Topologie ATNB					
RS = 75.00 1					
RL = 75.00 10					
1	CAP	Cs	1	2	0.23302E-12
2	IND	La	2	0	0.20000E-07
3	CAP	Ca	2	0	0.54639E-12
4	CAP	Cst	2	3	0.80812E-12
5	CAP	Cpt	3	0	0.27808E-10
6	CAP	Cp2	3	5	0.32113E-10
7	IND	Ls2	3	4	0.20000E-07
8	CAP	Cs2	4	5	0.16056E-11
9	CAP	Cpt	5	0	0.39559E-10
10	CAP	Cst	5	7	0.13480E-08
11	CAP	Cp3	7	0	0.32338E-10
12	IND	Ls3	7	6	0.20000E-07
13	CAP	Cs3	6	0	0.16169E-11
14	CAP	Cst	7	8	0.11259E-11
15	CAP	Cpt	8	0	0.77261E-12
16	CAP	Csb	8	9	0.22989E-10
17	IND	Lsb	9	10	0.20000E-07
18	CAP	Cpa	10	0	0.15858E-10

10 Le grand avantage du procédé conforme à l'invention est qu'il peut prendre en compte toutes les possibilités et se généraliser à un nombre notable de topologies de filtre.

Il a été indiqué ci-dessus qu'il était applicable au cas des filtres zigzag, à celui des filtres polynomiaux passe-bandes LC sous l'une ou
15 l'autre des formes duales possibles (le principe de la transformation systématique reste bien sûr le même mais sa mise en œuvre est beaucoup plus simple car il n'y a que des bras à deux éléments).

Plus généralement, l'analyse du procédé de transformation montre qu'il s'applique à des filtres en échelle comportant au plus une inductance
20 par bras (ou transformable de façon à vérifier cette condition) tels que l'on puisse introduire une paire de transformateurs par inductance et éliminer après déplacement un de ces transformateurs par transformation de Norton. Ceci suppose l'existence de deux capacités (une en série dans un bras horizontal et une en parallèle dans un bras vertical) issues de la
25 division des capacités dans les bras contenant des résonateurs à deux ou trois éléments ou qui préexistent dans le schéma (capacité série ou shunt)

et qui sont situées dans le sens de déplacement du transformateur après l'inductance à transformer et avant la suivante (pour pouvoir transformer toutes les inductances indépendamment).

Ceci est réalisé pour les filtres qui possèdent une topologie telle qu'à la fois et à l'exception éventuelle d'un ou des dipôles situés à l'extrémité du filtre :

- on puisse extraire une capacité série des bras horizontaux contenant une inductance et que l'on puisse extraire du bras vertical suivant dans le sens du déplacement du transformateur une capacité shunt,
- et/ou
- on puisse extraire une capacité shunt des bras verticaux contenant une inductance et que l'on puisse extraire du bras horizontal suivant (dans le sens du déplacement du transformateur) une capacité série.

La condition est également réalisée si on remplace une ou les deux conditions précédentes par celle qu'après un dipôle quelconque contenant une seule inductance on trouve un II ou un T de capacités préexistant.

Ceci est illustré sur la figure 12 qui rassemble des sous circuits employant diverses topologies courantes.

Le procédé qui vient d'être décrit en regard de quelques modes de réalisation particuliers, peut bien entendu être généralisé.

Par ailleurs on connaît des transformations (Colin, Saal et Ulbrich, etc ...) qui permettent de ramener des filtres comprenant des dipôles à plus d'une inductance dans certains des bras ou des pontages, aux cas de topologie en échelle auquel le procédé décrit peut être appliqué.

On va décrire par la suite quelques autres exemples.

Comme on l'a vu dans l'exemple précédent, pour une topologie donnée de filtre comportant des résonateurs à trois éléments, il y a pour chacun de ces résonateurs un choix possible entre deux formes différentes dans la transformation. Par exemple pour les filtres zigzag comportant un résonateur à deux éléments à chaque extrémité et si N est l'ordre du filtre et K est le nombre des résonateurs à trois éléments du filtre (on a $K=N/2-2$), il y a alors $2^K=2^{(N/2-2)}$ configurations alternatives possibles pour le filtre transformé. Ces différentes configurations peuvent également être facilement prises en compte dans un programme de calcul et l'on verra ci-après et à propos des exemples donnés ci-après l'intérêt de les prendre en considération.

Egalement, il est possible de prendre en compte différentes variantes pour l'adaptation à bande étroite aux extrémités des filtres dans le calcul, ce qui présente dans certains cas un intérêt notable car les composants d'adaptation, inductance ou capacité, ajoutés modifient le comportement hors bande passante des impédances d'entrée ou de sortie du filtre, de
5 façons différentes, mais qui peuvent être très favorables pour certaines applications (par exemple dans la réalisation de duplexeurs, le choix entre la modification de la réponse à la fréquence zéro ou à la fréquence infinie peut être important).

10 Il faut remarquer ici que l'adaptation à bande étroite conduit à des solutions très satisfaisantes pour des bandes passantes très nettement plus grandes que celles que l'on nomme habituellement étroites. En pratique, aucune limitation de performances n'a été rencontrée de ce fait dans tous les cas traités (soit pour des bandes passantes relatives allant jusqu'à
15 environ 30 %). Il a été indiqué plus haut que d'autres techniques d'adaptation pouvaient être employées pour le cas de bandes relatives plus larges.

Dans la mise en équation dont le principe a été exposé ci-dessus, il apparaît des inégalités qui doivent être respectées ainsi que des relations
20 non linéaires entre les paramètres. La nécessité de valeurs réelles positives pour les éléments, fait que pour les différentes configurations alternatives possibles pour le filtre transformé, des solutions acceptables pourront n'exister seulement que dans une partie du domaine possible de variation des paramètres disponibles (valeur des inductances, etc.). La plage
25 possible des "bonnes" valeurs des inductances (réalisables avec de bonnes caractéristiques) est en pratique suffisante pour toujours obtenir des solutions sans être contraint d'inclure des valeurs difficiles (trop petites) des capacités.

Les degrés de libertés introduits dans le procédé de transformation
30 proposé permettent, en pratique, la réalisation du filtre avec des inductances toutes égales, ce qui est le cas le plus intéressant économiquement. Les degrés de libertés qui restent peuvent être utilisés de différentes façons. On a indiqué ci-dessus l'intérêt de choisir des valeurs du commerce pour des capacités. Une autre possibilité présentant un intérêt
35 particulier est de fixer les rapports des capacités des résonateurs à trois éléments, car elle permet la réalisation de filtres employant des résonateurs

piézo-électrique à ondes de volume ou de surface. Cette possibilité du procédé sera davantage discutée ci-après.

Le rapport des capacités des résonateurs à trois éléments ($L_1 C_1 C_0$) possède par ailleurs des propriétés fondamentales intéressantes : il est une
 5 fonction simple de la séparation relative des fréquences remarquables de ces dipôles et, de ce fait, il conditionne fortement la bande passante maximum que peut avoir un filtre employant de tels résonateurs. On montre facilement que ce paramètre présente, dans les transformations effectuées, la propriété importante de ne pouvoir que décroître. Il ne peut donc prendre
 10 après transformation, pour chaque résonateur à trois éléments, que des valeurs situées dans l'intervalle compris entre zéro et sa valeur dans le schéma prototype.

2. On va maintenant décrire d'autres exemples relatifs à des filtres d'ordre
 15 élevés, en commençant par la transformation d'un prototype elliptique zigzag d'ordre 12.

Cet exemple est donné pour illustrer les possibilités du procédé indiqué ci-dessus et particulièrement pour montrer l'intérêt de prendre en compte l'ensemble des configurations possibles des filtres transformés
 20 (utilisant les deux topologies alternatives des résonateurs à trois éléments). On observe en effet que pour une transformation devant conduire à une valeur unique des inductances, le domaine d'existence des solutions en fonction des autres paramètres (par exemple les rapports de capacités) est beaucoup plus large si l'on autorise l'emploi de la totalité des configurations
 25 possibles pour les filtres.

Cet exemple est relatif à la transformation selon le procédé proposé d'un filtre zigzag d'ordre 12 calculé pour avoir une bande passante allant de 51,0 à 59,0 MHz avec une ondulation de 0,3 dB et une réjection en bande atténuée de 70 dB. Le schéma du filtre prototype considéré est indiqué sur
 30 la figure 13.

La valeur des éléments du filtre prototype est indiquée dans le tableau 3 ci-dessous.

Tableau 3

filtre zigzag ordre= 12

35 RS = 88.62 1
 RL = 75.00 9

1	CAP	Ca	1	0	0.28120E-09
2	IND	La	1	0	0.29156E-07
3	CAP	C2s	1	2	0.11249E-10
4	IND	L2p	2	3	0.21206E-06
5	CAP	C2p	2	3	0.27711E-10
6	CAP	C3s	3	4	0.51800E-10
7	IND	L3s	4	0	0.23281E-06
8	CAP	C3p	3	0	0.11827E-09
9	CAP	C4s	3	5	0.13630E-10
10	IND	L4p	5	6	0.13534E-06
11	CAP	C4p	5	6	0.47714E-10
12	CAP	C5s	6	7	0.20679E-10
13	IND	L5s	7	0	0.53070E-06
14	CAP	C5p	6	0	0.77829E-10
15	CAP	Cb	6	8	0.45671E-11
16	IND	Lb	8	9	0.19189E-05

On a visé l'emploi d'une valeur unique pour toutes les inductances et on a choisi de fixer la valeur du rapport des capacités des résonateurs à trois éléments à 1 (ce qui conduit à des valeurs égales). Dans ce cas un seul paramètre reste libre. On a choisi que ce serait la capacité $C_{sb\ v} = C_{s\ 4\ v}$ résultant de la division des capacités du résonateur LC série de l'extrémité B du filtre. Il ne peut donc exister alors qu'une infinité simple de solutions pour une topologie donnée. On observe que selon la valeur commune pour toutes les inductances, et selon les valeurs des autres paramètres, les solutions admissibles ne contiennent pas, à la fois, toutes les différentes configurations possibles (16 ici). Ainsi, par exemple, dans le cas choisi (inductance = 500 nH, rapports de capacité = 1 et pour $C_{sb\ v}$ variant dans un petit intervalle situé au dessus de la valeur minimale possible), on ne trouve des solutions que n'appartenant à quatre topologies. Pour d'autres valeurs des paramètres (rapport de capacité), d'autres configuration sont possibles.

Ci-dessous à titre d'exemple, quatre solutions correspondant à quatre configurations différentes sont données en tableaux 4, 5, 6 et 7. Les schémas correspondants des filtres transformés sont donnés respectivement en figures 14, 15, 16 et 17. On observe que dans trois cas les valeurs des éléments sont satisfaisantes alors que dans le quatrième (configuration notée ATNTTB) une capacité (C_a) prend une valeur trop faible pour accommoder la capacité répartie de l'inductance qu'elle accorde. Si l'on avait de bonnes raisons d'utiliser cette configuration, il conviendrait de modifier les valeurs de certains paramètres pour obtenir un schéma plus favorable.

Il convient d'observer que ci-après, la configuration est repérée par la forme qu'ont les résonateurs à trois éléments relativement à celle qu'ils ont dans le filtre zigzag prototype. A représente l'extrémité A, B l'extrémité B, et la lettre T indique que le résonateur à trois éléments correspond à sa forme transformée par rapport à celle qu'il avait dans le prototype, N signifie que sa forme n'a pas été transformée. Par convention pour faciliter la division des capacités, nous considérons dans les prototypes que les résonateurs des bras horizontaux ont la forme (a) de la figure 2 et ceux des bras verticaux ont la forme (b) définie dans cette figure. Ainsi la configuration ATNTNB est-elle composée de résonateurs à trois éléments tous sous la forme (b) de la figure 2 (constitués d'un bras résonant LC série mis en parallèle avec une capacité (dite capacité statique)). L'utilisation de cette topologie est utile par exemple pour se conformer à l'usage de la représentation des résonateurs piézo-électriques quand on veut constituer des filtres à base de ces éléments (les valeurs des capacités et inductance "équivalente" aux résonateurs données par les fabricants de résonateurs correspondent à cette forme).

Tableau 4 : Filtre de la figure 14

20 Eléments du filtre transformé topologie ATNTNB (fichier 2.CKT)

RS = 75.00 1
RL = 75.00 15

1	CAP	Cs	1	2	0.88144E-11
2	IND	La	2	0	0.50000E-06
3	CAP	Ca	2	0	0.10364E-11
4	CAP	Cst	2	3	0.85705E-11
5	CAP	Cpt	3	0	0.37657E-10
6	CAP	Cp2	3	5	0.23505E-10
7	IND	Ls2	3	4	0.50000E-06
8	CAP	Cs2	4	5	0.23505E-10
9	CAP	Cpt	5	0	0.50139E-10
10	CAP	Cst	5	7	0.55173E-10
11	CAP	Cp3	7	0	0.24119E-10
12	IND	Ls3	7	6	0.50000E-06
13	CAP	Cs3	6	0	0.24119E-10
14	CAP	Cst	7	8	0.13601E-10
15	CAP	Cpt	8	0	0.71387E-11
16	CAP	Cp4	8	10	0.25830E-10
17	IND	Ls4	8	9	0.50000E-06
18	CAP	Cs4	9	10	0.25830E-10
19	CAP	Cpt	10	0	0.52705E-10
20	CAP	Cst	10	12	0.52838E-08
21	CAP	Cp5	12	0	0.21948E-10

28

22	IND	Ls5	12	11	0.50000E-06
23	CAP	Cs5	11	0	0.21948E-10
24	CAP	Cst	12	13	0.17875E-10
25	CAP	Cpt	13	0	0.16115E-10
26	CAP	Csb	13	14	0.61406E-10
27	IND	Lsb	14	15	0.50000E-06
28	CAP	Cpa	15	0	0.65170E-10

Tableau 5 : Filtre de la figure 15

Eléments du filtre transformé topologie ANTTNB fichier
7.Ckt

5

RS = 75.00 1

RL = 75.00 15

1	CAP	Cs	1	2	0.88144E-11
2	IND	La	2	0	0.50000E-06
3	CAP	Ca	2	0	0.29189E-11
4	CAP	Cst	2	3	0.81040E-11
5	CAP	Cpt	3	0	0.13752E-10
6	CAP	Cs2	3	4	0.11752E-10
7	IND	Lp2	4	5	0.50000E-06
8	CAP	Cp2	4	5	0.11752E-10
9	CAP	Cpt	5	0	0.60453E-11
10	CAP	Cst	5	7	0.66522E-11
11	CAP	Cs3	7	6	0.12060E-10
12	IND	Lp3	6	0	0.50000E-06
13	CAP	Cp3	6	0	0.12060E-10
14	CAP	Cst	7	8	0.67999E-11
15	CAP	Cpt	8	0	0.13938E-10
16	CAP	Cp4	8	10	0.25830E-10
17	IND	Ls4	8	9	0.50000E-06
18	CAP	Cs4	9	10	0.25830E-10
19	CAP	Cpt	10	0	0.53702E-10
20	CAP	Cst	10	12	0.53837E-08
21	CAP	Cp5	12	0	0.21948E-10
22	IND	Ls5	12	11	0.50000E-06
23	CAP	Cs5	11	0	0.21948E-10
24	CAP	Cst	12	13	0.15793E-10
25	CAP	Cpt	13	0	0.14238E-10
26	CAP	Csb	13	14	0.80596E-10
27	IND	Lsb	14	15	0.50000E-06
28	CAP	Cpa	15	0	0.65170E-10

Tableau 6 : Filtre de la figure 16

10 Eléments du filtre transformé topologie ANTNTB fichier
11.CKT

RS = 75.00 1

RL = 75.00 15

1	CAP	Cs	1	2	0.88144E-11
2	IND	La	2	0	0.50000E-06
3	CAP	Ca	2	0	0.53213E-11

4	CAP	Cst	2	3	0.42858E-11
5	CAP	Cpt	3	0	0.72725E-11
6	CAP	Cs2	3	4	0.11752E-10
7	IND	Lp2	4	5	0.50000E-06
8	CAP	Cp2	4	5	0.11752E-10
9	CAP	Cpt	5	0	0.12531E-10
10	CAP	Cst	5	7	0.13789E-10
11	CAP	Cs3	7	6	0.12060E-10
12	IND	Lp3	6	0	0.50000E-06
13	CAP	Cp3	6	0	0.12060E-10
14	CAP	Cst	7	8	0.34054E-11
15	CAP	Cpt	8	0	0.17874E-11
16	CAP	Cs4	8	9	0.12915E-10
17	IND	Lp4	9	10	0.50000E-06
18	CAP	Cp4	9	10	0.12915E-10
19	CAP	Cpt	10	0	0.94377E-11
20	CAP	Cst	10	12	0.94615E-09
21	CAP	Cs5	12	11	0.10974E-10
22	IND	Lp5	11	0	0.50000E-06
23	CAP	Cp5	11	0	0.10974E-10
24	CAP	Cst	12	13	0.78967E-11
25	CAP	Cpt	13	0	0.22135E-10
26	CAP	Csb	13	14	0.80596E-10
27	IND	Lsb	14	15	0.50000E-06
28	CAP	Cpa	15	0	0.65170E-10

Tableau 7 : Filtre de la figure 17

Eléments du filtre transformé topologie ATNTTB fichier
14.ckt

5

RS = 75.00 1

RL = 75.00 15

1	CAP	Cs	1	2	0.88144E-11	
2	IND	La	2	0	0.50000E-06	
3	CAP	Ca	2	0	0.17609E-12	** Voir remarque
4	CAP	Cst	2	3	0.96266E-11	
5	CAP	Cpt	3	0	0.42297E-10	
6	CAP	Cp2	3	5	0.23505E-10	
7	IND	Ls2	3	4	0.50000E-06	
8	CAP	Cs2	4	5	0.23505E-10	
9	CAP	Cpt	5	0	0.40114E-10	
10	CAP	Cst	5	7	0.44141E-10	
11	CAP	Cp3	7	0	0.24119E-10	
12	IND	Ls3	7	6	0.50000E-06	
13	CAP	Cs3	6	0	0.24119E-10	
14	CAP	Cst	7	8	0.28860E-10	
15	CAP	Cpt	8	0	0.15148E-10	
16	CAP	Cp2	8	10	0.25830E-10	
17	IND	Ls2	8	9	0.50000E-06	
18	CAP	Cs2	9	10	0.25830E-10	
19	CAP	Cpt	10	0	0.19662E-10	
20	CAP	Cst	10	12	0.19277E-10	
21	CAP	Cs3	12	11	0.10974E-10	
22	IND	Lp3	11	0	0.50000E-06	
23	CAP	Cp3	11	0	0.10974E-10	
24	CAP	Cst	12	13	0.73687E-11	
25	CAP	Cpt	13	0	0.20655E-10	

26	CAP	Csb	13	14	0.99785E-10
27	IND	Lsb	14	15	0.50000E-06
28	CAP	Cpa	15	0	0.65170E-10

Les réponses calculées pour le filtre prototype et les différents filtres transformés sont identiques au voisinage de la bande passante comme on le voit à l'examen des figures 18a et 18b, lesquelles illustrent respectivement la réponse du filtre prototype et des filtres transformés (sans pertes) et le détail de la réponse en bande passante du filtre prototype et des filtres transformés (les courbes sont exactement superposées) (figures 18a et 18b ci-après). Les composants ajoutés pour l'adaptation à bande étroite améliorent légèrement la réponse aux fréquences très basses dans le cas ci-dessus.

3. On va maintenant décrire une variante du procédé destinée à permettre d'utiliser un certain nombre de capacités standards.

Lors de l'exposé précédent du principe du procédé selon l'invention, il a été indiqué qu'après avoir fixé la valeur des n inductances il restait $2n-1$ degrés de libertés. Ces degrés de libertés peuvent être utilisés pour fixer la valeur de certains condensateurs. Ceci permet pour des capacités particulières (souvent de faibles valeurs pour lesquelles le choix est plus restreint et le prix plus élevé pour une précision donnée) de choisir des modèles standards du commerce alors que pour les autres, au niveau de précision demandé (typiquement de 1 à quelques % suivant l'ordre du filtre) les fabricants disposent naturellement de toutes les valeurs voulues.

Dans ce but plusieurs techniques de résolution sont possibles, pour cette question qui doit combiner la résolution globale des équations précédentes avec un problème s'apparentant à un problème en nombres entiers. Les inventeurs ont choisi un procédé procédant en deux étapes. Dans la première, en choisissant certains paramètres auxiliaires (les rapports de capacités des résonateurs à trois éléments et une des capacités issues de la décomposition de celle du résonateur à deux éléments de l'extrémité B), on détermine, pour la (les) valeur(s) choisie(s) des inductances, le domaine d'existence de solution et plus particulièrement celui qui correspond à des valeurs ni trop petites ni trop grandes des capacités. Dans un deuxième temps, en limitant les variations des paramètres à ce domaine, et en partant d'une extrémité du filtre (B en

l'occurrence) on procède à la résolution des équations données précédemment en choisissant dans une table de valeurs standards (E24, etc.) au moins une des capacités de translation d'impédance situées entre les résonateurs selon un algorithme faisant intervenir la valeur calculée au centre du domaine. On peut obtenir ainsi au moins autant de capacités standards que de degrés de libertés supplémentaires disponibles.

4. On va maintenant décrire l'application du procédé dans le cas des filtres à résonateurs diélectriques TEM.

10 Rappelons que les dipôles à deux éléments discrets LC en série ou parallèle ou à trois éléments discrets (L , C_1 , C_2) des filtres zigzag peuvent être réalisés avec une très bonne approximation à l'aide de résonateurs diélectriques TEM et de capacités (en général soit zéro ou une seule). Le résonateur coaxial peut être terminé en circuit ouvert ou en court-circuit et
15 l'on peut l'utiliser soit au voisinage d'une de ses résonances "série" (résonance $Z=0$) soit d'une de ses résonances "parallèle" (anti-résonance $Y=0$). L'ajout respectivement d'une capacité shunt ou d'une capacité série lui donne un comportement électrique très proche, dans un certain intervalle de fréquence, de celui d'un dipôle résonateur à trois éléments
20 discrets.

Les résonateurs diélectriques sont caractérisés par leur longueur ou par l'une de leurs fréquences (théoriques) de résonance à vide (inversement proportionnelle à la longueur), ces grandeurs étant ajustables par des moyens mécaniques (ou par ajout de composants discrets
25 ajustables), et par leur impédance caractéristique Z_{car} qui elle est déterminée par les caractéristiques géométriques du résonateur et la permittivité diélectrique du matériau employé.

Technologiquement l'impédance caractéristique est le plus souvent comprise entre 6 Ohm et 16 Ohm selon la permittivité relative du matériau
30 et la section droite du barreau mais d'autres valeurs un peu plus élevées ou plus basses peuvent être réalisées dans des cas particuliers.

Les degrés de libertés seront donc employés, sous la contrainte d'une impédance caractéristique, à identifier les impédances du résonateur seul ou du résonateur et de ses éléments de couplage (capacités série
35 et/ou shunt) de façon à obtenir une bonne approximation de l'impédance

des résonateurs à 2 ou 3 éléments. Dans ce but on identifiera par exemple :

- les fréquences caractéristiques où $Z = 0$ ou $Z = \infty$
- les dérivées $\partial Z / \partial \omega$ et/ou $\partial(1/Z) / \partial \omega$ en ces mêmes points
- 5 respectivement ; ou encore
- Z et sa dérivée $\partial Z / \partial \omega$ au centre de la bande passante et par la fréquence d'anti-résonance où $Z = \infty$.

Un exemple pratique montrant l'application de la méthode dans ce cas est décrit ci-dessous.

10 Nous emploierons un prototype LC de même topologie que celui du premier exemple donné ci-dessus pour la transformation des filtres LC (figure 4). Ici ce filtre est plus étroit, il a été synthétisé pour avoir des pointes infinies d'affaiblissement à des fréquences spécifiées proches de la bande passante.

15 Le schéma du filtre prototype est illustré sur la figure 19, ses caractéristiques et les valeurs des éléments seront données avec un exemple de schéma transformé.

Nous supposons connu le principe de transformation indiqué pour les filtres LC. A partir de cette étape, nous identifierons les quatre résonateurs
20 (deux à deux éléments et deux à trois éléments) à des structures à résonateurs TEM coaxiaux. Le processus d'identification est connu et il n'est généralement pas unique, il dépend du choix fait pour le type de résonateur ($\lambda/2$, $\lambda/4$, etc.) et aussi de la zone de fréquence dans laquelle on souhaite maximiser la précision de l'approximation de l'impédance
25 (admittance) du dipôle résonateur à éléments discrets par celle d'un dipôle contenant un élément distribué.

On indique ci-après, à titre d'exemples, quelques-unes des variantes possibles dans les cas rencontrés.

Les résonateurs LC sont identifiés à des résonateurs coaxiaux à
30 lignes $\lambda/4$ ou $\lambda/2$.

On notera que la présente invention peut mettre en œuvre au moins un schéma où certains des résonateurs sont réalisés non pas en prenant le résonateur diélectrique en shunt (en dipôle, l'autre extrémité du résonateur étant ou à la masse ou en circuit ouvert), mais en série, l'un des accès
35 étant sur l'âme centrale du résonateur, l'autre accès du quadripôle étant sur la métallisation extérieure du résonateur.

Le premier résonateur à 2 éléments illustré sur la figure 19 peut être transformé comme illustré sur la figure 20.

Ainsi le résonateur parallèle L_{p1} - C_{p1} de la figure 19 peut être transformé soit en un résonateur parallèle, en $\lambda/4$ en court-circuit, sur une
 5 branche verticale soit en un résonateur parallèle, en $\lambda/2$ en circuit ouvert, sur une branche verticale.

La fréquence de résonance du circuit L C résiduel shunt $\{L_{p1}, C_{p1v}\}$ est assez au-dessus de la résonance de $\{L_{p1}, C_{p1}\}$. En toute rigueur il faudrait identifier au milieu ω_0 de la bande passante les valeurs de
 10 l'admittance et de sa dérivée d'une part pour la forme L_{p1}, C_{p1v} et d'autre part pour la réalisation à résonateur coaxial. Pour simplifier on identifiera la fréquence d'anti-résonance f_1 ($Z=\infty$ ou $Y=0$) et la pente $\partial (1/Z)/\partial \omega$ en ce point. Ces valeurs approchées pourront ensuite être mieux précisées si
 15 nécessaire, en jouant sur la fréquence d'anti-résonance du résonateur coaxial.

$$j (C_{p1v}/L_{p1})^{1/2} m_1^{-2} (f/f_1 - f_1/f) \cong 2 j C_{p1v}/L_{p1})^{1/2} m_1^{-2} (f-f_1)/f_1$$

Pour un résonateur $\lambda/4$ en court circuit anti-résonant à f_1 :

20

$$(j Z_{car} \operatorname{tg}(\pi f/2f_1))^{-1} \cong j \pi (f-f_1) / (2 f_1 Z_{car})$$

donc :

$$C_{p1v} = m_1^4 L_{p1} (\pi / (2 A_1 Z_{car}))^2$$

25 (Avec $A_1 = 2$ pour un $\lambda/4$ et $A_1 = 1$ pour un $\lambda/2$ court circuit.)

$$C_{p1w} = C_{p1} - (R \omega_0)^{-1} (m_1^2 - 1)^{1/2} - C_{p1v} > 0$$

30 donne une limite supérieure à la valeur de m_1 sauf à prendre un Z_{car} plus élevé.

En variante, une résolution approchée par identification en f_0 au centre de la bande passante des valeurs et des dérivées, donne C_{p1v} et la fréquence $f_1 + \varepsilon$ du résonateur coaxial.

35 Le second résonateur illustré sur la figure 19, (à trois éléments situé dans un bras horizontal) peut être transformé comme illustré sur la figure 21.

Ainsi le résonateur de la figure 19 comprenant une capacité C_{s2v} en série avec un circuit comprenant en parallèle une inductance M_{pa2} et une capacité C_{pa2} peut être transformé soit en un résonateur série sur une branche horizontale en $\lambda/4$ à court-circuit associé à une capacité série C_{c2} ,
 5 soit en un résonateur série sur une branche horizontale en $\lambda/2$ en circuit ouvert associé à une capacité C_{c2} .

La fréquence d'affaiblissement infinie (anti-résonance) ω_{a2} doit être conservée, la fréquence de résonance ω_{b2} est a priori dans la bande passante et la pente de l'impédance doit être conservée en ce point. Pour
 10 cela on identifie $\partial (Z)/\partial \omega$ en ω_{b2} à partir des réponses des schémas équivalents à éléments discrets et à résonateur.

L'impédance du dipôle à ligne $\lambda/2$ et capacité est :

$$Z = -j / C_{c2} - j Z_{car} \cot(\pi \omega / \omega_{a2}).$$

15

L'identification à ω_{b2} ($Z=0$) donne :

$$C_{c2} = - \operatorname{tg}(\pi \omega_{b2} / \omega_{a2}) / (Z_{car} \omega_{b2}) = - \pi \operatorname{tg}(q) / (Z_{car} \omega_{a2} q)$$

avec $q = \pi \omega_{b2} / \omega_{a2}$

20

Pour un résonateur $\lambda/4$ en court circuit anti-résonant à ω_{a2} , on trouverait $C_{c2} = 1 / (Z_{car} \omega_{b2} \operatorname{tg}(q/2))$.

L'identification de la pente à ω_{b2} peut être opérée comme suit.

25

Pour la forme à éléments discrets :

$$\partial (Z) / \partial \omega = 2 j L_{sb2 \text{ equiv}} = 2 j m_2^2 M_{pa2} (1 + C_{pa2} / C_{sa2v})$$

30

à la fréquence de résonance série ω_{b2} (f_{2b}) où $Z=0$.

$L_{sb2 \text{ equiv}}$ est l'inductance du résonateur à trois éléments mis sous la forme b de la figure 2.

Pour la réalisation à résonateur coaxial, la valeur de $\partial (Z) / \partial \omega$ à ω_{b2} est :

35

$$\partial(Z)/\partial\omega = -jZ_{car} \left\{ \frac{\cot(\pi\omega_{b2}/\omega_{a2})}{\omega_{b2}} - \frac{\pi \csc(\pi\omega_{b2}/\omega_{a2})^2}{\omega_{a2}} \right\} = -jZ_{car} \left\{ \frac{\pi \cot(q)}{q\omega_{a2}} - \frac{q \csc(q)^2}{\omega_{a2}} \right\}$$

La relation entre q et le rapport de capacités est :

$$5 \quad \frac{C_{sa2v}}{C_{pa2}} = (\pi^2 - q^2) / q^2$$

On a alors :

$$\partial Z / \partial \omega = 2 j m_2^2 M_{pa2} (1 + C_{pa2} / C_{sa2v})^2 = 2 j m_2^2 M_{pa2} \frac{\pi^4}{(\pi^2 - q^2)^2}$$

10

et par identification des deux valeurs de $\partial(Z)/\partial\omega$ à ω_{b2} pour le circuit à ligne $\lambda/2$ et le circuit discret, on obtient la valeur de m_2 .

$$m_2^2 = \frac{(\pi^2 - q^2)^2 Z_{car} [q \csc(q)^2 - \cot(q)]}{2 M_{pa2} \pi^3 q \omega_{a2}}$$

15

dont le développement au voisinage de $q = \pi$ est :

$$m_2^2 = \frac{2Z_{car}}{M_{pa2}\pi\omega_{a2}} + \frac{(1 + 4\pi^2/3)Z_{car}(q - \pi)^2}{2.M_{pa2}\pi^3\omega_{a2}} + o[(q - \pi)^3]$$

20

On peut remarquer ici que l'on pourrait obtenir m_2 en fonction du rapport des capacités, l'utilisation de cette grandeur comme paramètre libre donne une résolution numérique simple et sans approximation et c'est en fait ce choix qui a été utilisé dans les exemples qui suivront.

25

Avec un résonateur en $\lambda/4$ en court-circuit on aurait :

$$m_2^2 = \frac{(\pi^2 - q^2)^2 Z_{car} [q + \sin(q)] \sec^2(q/2)}{4.M_{pa2}\pi^3 q \omega_{a2}}$$

et approximativement (développement autour de $\pi/2$) :

30

$$m_2^2 = \frac{4Z_{car}}{M_{pa2}\pi\omega_{a2}} + \frac{(4/\pi + 4\pi/3)Z_{car}(q-\pi)^2}{4.M_{pa2}\pi^2\omega_{a2}} + o[(q-\pi)^3]$$

A partir de la relation exprimant la décomposition de la capacité C_{sa2} en trois parties et compte tenu de la transformation de Norton déjà faite
5 entre les résonateurs 1 et 2, on obtient :

$$C_{sa2w}^{-1} = C_{sa2}^{-1} - C_{sa2v}^{-1} - C_{p1w}^{-1}(m_1/m_2-1) \text{ puisque } C_{sa2u} = C_{p1w} (m_1/m_2-1)^{-1}$$

10 Le troisième résonateur illustré sur la figure 19 (trois éléments dans un bras vertical) peut être transformé comme illustré sur la figure 22.

Ainsi le résonateur de la figure 19 comprenant une capacité C_{pb3v} en parallèle d'une branche formée d'une inductance L_s en série d'une capacité C_s peut être transformé soit en un résonateur parallèle sur une branche
15 verticale en $\lambda/4$ à court-circuit en série d'une capacité C_{c3} , soit en un résonateur parallèle sur une branche verticale en $\lambda/2$ en circuit ouvert en série d'une capacité C_{c3} .

Pour le troisième résonateur la pointe d'affaiblissement infini correspond à $Z=0$ en ω_{b3} qu'il faut conserver, alors que ω_{a3} est en principe
20 en bande passante et l'on identifiera $\partial (1/Z)/\partial\omega$ en ω_{a3} .

La condition de pointe d'affaiblissement infini en f_{b3} donne :

$$C_{c3} = -\operatorname{tg}(\pi \omega_{b3}/\omega_{a3}) / (2 Z_{car} \omega_{b3}).$$

25 Pour la dérivée, c'est en ω_{a3} que l'on identifiera :

Pour le circuit à composant discrets :

$$\partial(1/Z)/\partial\omega = 2j m_3^{-2} C_{pa3} = 2j m_3^{-2} C_{pb3v} (1 + C_{pb3v}/C_{sb3})$$

30

Pour le circuit à ligne demi-onde circuit ouvert :

$$\partial (1/Z)/\partial\omega = j \pi / (Z_{car} \omega_{a3}).$$

Posons $\omega_{a3} = (1+t) \omega_{b3}$ puisque f_{a3} est libre alors que f_{b3} est a priori figé ; f_{a3} et C_{pb3v} sont liés : (on observe que t est une fonction simple du rapport des capacités $(1+t)^2 = (1+ C_{sb3}/ C_{pb3v})$)

$$5 \quad \omega_{b3}^2 = \omega_{a3}^2 / (1+ C_{sb3}/ C_{pb3v}) = (1+t)^2 \omega_{b3}^2 / (1+ C_{sb3}/ C_{pb3v}),$$

donc : $C_{pb3v} = C_{sb3}/(t(2+t))$ et

$$10 \quad m_3^2 = (2 Z_{car} \omega_{b3} C_{sb3} / \pi) (1+t)^3 / (t^2 (2+t)^2).$$

Les conditions qui limitent le choix de t sont :

$$m_3 > m_2 \text{ donc } t < t_{\max} = (Z_{car3} \omega_{b3} C_{sb3} / (2\pi))^{1/2} / m_2$$

et

$$15 \quad C_{pb3w} > 0 \text{ ou } C_{pb3v} < C_{pb3} \text{ ou } t > t_{\min} = C_{sb3} / (2 C_{pb3})$$

(en notant Z_{car3} l'impédance caractéristique du résonateur coaxial employé pour le troisième résonateur). Si $t_{\min} > t_{\max}$ il faut employer des résonateurs d'impédances caractéristiques différentes.

20

On observe que m_2 varie comme $(Z_{car2})^{1/2}$, d'où :

$$C_{sb3}/(2 C_{pb3}) < t_{\min} < t < t_{\max} = [(Z_{car3} / (8 Z_{car2})) C_{sb3} \omega_{b3} M_{pa2} \omega_{a2}]^{1/2}$$

25 Le dernier résonateur illustré sur la figure 19 (LC série bras horizontal) peut être transformé comme illustré sur la figure 23.

Ainsi le résonateur de la figure 19 comprenant une capacité C_{s4} en série d'une inductance L_{s4} peut être transformé soit en un résonateur série sur une branche horizontale en $\lambda/4$ à court-circuit avec entrée sur l'âme centrale et sortie sur la métallisation extérieure du résonateur, soit en un résonateur série sur une branche horizontale en $\lambda/2$ en circuit ouvert, soit en un résonateur série sur une branche horizontale en $\lambda/4$ en court-circuit en série d'une inductance L_{s4w} .

30 Le dernier résonateur $\{L_{s4} m_4^2, C_{s4v} m_4^{-2}\}$ peut par exemple être
35 réalisé par une inductance résiduelle associée à un résonateur

sensiblement centré sur la bande passante (figure 24d): $L_{s4} = L_{s4v} + L_{s4w}$;
 L_{s4v} correspond à l'inductance équivalente du résonateur diélectrique.

$$\text{Alors : } L_{s4v} C_{s4v} = L_{s4} C_{s4} = 1/\omega_4^2$$

5 En identifiant

$$2jm_4^2 \sqrt{\frac{L_{sv4}}{C_{sv4}}} = jZ_{car} / A_4$$

D'où

$$m_4^2 = C_{s4v} Z_{car} \omega_4 \pi / 2A_4$$

10 Et/ou $C_{s4v} = (2 A_4 m_4^2) / (\pi Z_{car} \omega_4)$

Avec $A_4 = 1$ pour un résonateur demi-onde en circuit ouvert, et

$A_4 = 2$ pour un résonateur quart d'onde.

D'autres techniques peuvent également être prises en compte, telles que celles d'inclure l'inductance série d'adaptation en bande étroite (positive ou négative) à l'extrémité B dans l'inductance L_{s4} transformée ou encore d'inclure la capacité série d'adaptation à bande étroite (positive ou négative) dans la capacité C_{s4v} (alors $C_{s4w} = 0$). Dans tous les cas, on peut aussi, moyennant un calcul plus complexe, à réaliser sur ordinateur, identifier exactement au centre de la bande passante.

20 Par récolement des expressions, la résolution en fonction des paramètres q et t s'exprime :

$$C_{p1v} = m_1^4 L_{p1} (\pi / (2 A_1 Z_{car1}))^2$$

avec $A_1 = 2$ pour un quart d'onde et 1 pour une demi-onde

$$25 \quad C_{p1w} = C_{p1} - (R \omega_0)^{-1} (m_1^2 - 1)^{1/2} - C_{p1v}.$$

Ceci limite les valeurs possibles de m_1 sauf à accroître Z_{car1} , q voisin de π détermine, pour une demi-onde :

$$30 \quad C_{sa2v} = C_{pa2} [-1 + (q/\pi)^2]$$

$$C_{sa2w}^{-1} = C_{sa2}^{-1} - C_{sa2v}^{-1} - C_{p1w}^{-1} (m_1/m_2 - 1)$$

$$\text{avec } C_{sb3}/(2 C_{pb3}) < t_{\min} < t < t_{\max} = [(Z_{car3} / (8 Z_{car2})) C_{sb3} \omega_{b3} M_{pa2} \omega_{a2}]^{1/2}$$

$$m_3^2 = (2 Z_{car} \omega_{b3} C_{sb3} / \pi) (1+t)^3 / (t^2 (2+t)^2)$$

$$C_{pb3v} = C_{sb3}/(t(2+t))$$

$$35 \quad C_{pb3w} = C_{pb3} - C_{sa2w} (m_3/m_2 - 1) - C_{pb3v}$$

m_4 est déterminé par comparaison de :

$$C_{s4u} = C_{pb3w} / (m_3/m_4 - 1)$$

et de

$$5 \quad C_{s4u}^{-1} = C_{s4}^{-1} - \pi Z_{car4} \omega_4 / (2 A_4 m_4^2) - (R\omega_0) (1 - m_4^2 n^2)^{1/2} / m_4$$

d'où une équation en $1/m_4$ qui s'écrit :

$$(m_3/m_4 - 1) C_{pb3w}^{-1} = C_{s4}^{-1} - (\pi Z_{car4} \omega_4 / A_4) / m_4^2 - (R\omega_0) (1/m_4^2 - n^2)^{1/2}$$

10 ou encore :

$$(\pi Z_{car4} \omega_4 / A_4) / m_4^2 + (R\omega_0) (1/m_4^2 - n^2)^{1/2} + m_3 C_{pb3w}^{-1} / m_4 = C_{pb3w}^{-1} + C_{s4}^{-1}$$

d'où :

$$15 \quad C_{s4v} = (2 A_4 m_4^2) / (\pi \omega_4 Z_{car4})$$

puis:

$$L_{s4v} = 1 / (C_{s4v} \omega_4^2)$$

$$L_{s4w} = L_{s4} - L_{s4v}$$

20

Et,

$$C_{s12} = C_{sa2u} / (m_1 m_2)$$

$$C_{p12} = C_{p1w} / (m_1 m_2)$$

$$C_{p23} = (1/m_2 - 1/m_3) C_{sa2w}$$

$$C_{s23} = C_{sa2w} / (m_2 m_3)$$

$$C_{s34} = C_{pb3w} / (m_3 m_4 (m_3/m_4 - 1)) \quad C_{p34} = C_{pb3w} / (m_3 m_4)$$

25

$$C_{p4} = \text{racine}(1/m_4^2 - n^2) / (R \omega_0 n)$$

Une solution numérique pour ce cas peut correspondre aux données ci-dessous.

30 Le prototype est un filtre de même topologie que celui de la figure 19 mais ici il s'agit d'un filtre synthétisé pour avoir des fréquences d'affaiblissement infini spécifiées (888 MHz et 899 MHz) très proches de la bande passante qui va de 890 à 897 MHz. L'ondulation en bande passante est de 0,2 dB. Les réjections des bandes atténuées (non égales dans ce cas) sont de l'ordre d'un peu moins de 30 dB. Les valeurs des éléments du schéma équivalents prototype sont indiqués dans le tableau suivant.

35

Tableau 8

		Rs= 75.00			
		Rl= 75*n ² ; n ² =0.645;			
5					
	1	Cap	CP1=Ca	1	0 4.3800E-10
	2	Ind	Lp1=La	1	0 7.2200E-11
	3	Cap	Csa2	1	2 1.6750E-11
	4	Cap	Cpa2	2	3 1.7030E-10
10	5	Ind	Lpa2	2	3 1.8400E-10
	6	Cap	Csb3	3	4 8.0600E-14
	7	Ind	Lsb3	4	0 3.9860E-07
	8	Cap	Cpb3	3	0 8.1350E-12
	9	Cap	Cs4=Csb	3	5 3.1000E-12
15	10	Ind	Ls4=Lsb	5	6 1.0284E-06

On a choisi une adaptation par capacités (positive et négative) à chaque extrémité et comme indiqué plus haut la décomposition en deux ($L_{sbu} + L_{sbv}$) de l'inductance du résonateur série de l'extrémité B (+1 paramètre). La fixation de l'impédance caractéristique et l'équivalence fixent 4 paramètres, il en reste 3+1 disponibles (celui en plus est issu de la décomposition de l'inductance L_{sb}). On a choisi que la capacité négative d'adaptation coté A annule la capacité C_{p1u} transformée, que la ligne quart d'onde à l'extrémité B résonne à la fréquence centrale et que les capacités négatives d'adaptation coté B annulent la capacité transformée C_{s4w} . Il reste un paramètre libre qui peut être la valeur d'une inductance ou celle d'un condensateur. On a choisi C_{s4v} .

Un exemple de solution ainsi obtenu est illustré sur la figure 24.

Les valeurs des éléments du schéma à lignes TEM ainsi illustré pour une solution particulière, sont indiquées ci-après au tableau 9.

Tableau 9

		Terminaisons		Rs=75.00	1
				Rl=75.00	15
35					
	1	Cap	1	2 c1=Csl=	0.407d-12
	2	LGN	2	0 ligne 1	lambda/4 cc, zc=11.5, fa1=922.195d6
	3	Cap	2	3 c2=cs12=	0.602d-12
40	4	Cap	3	0 c3=cp12=	0.740d-12
	5	Cap	3	4 c4=cc2 =	0.649d-12
	6	LGN	4	5 ligne 2	lambda/2 co, zc=11.5 Ohm,
	fa2=899.000d6				
	7	Cap	5	0 c5=cp23=	0.00583d-12
45	8	Cap	5	6 c6=cs23=	0.512d-12
	9	Cap	5	7 c7=cc3 =	0.523d-12
	10	LGN	7	0 ligne 3	lambda/2 co, zc=11.5, fa3=897.590d6
	11	Cap	7	8 c8=cs34=	0.625d-12

	12	Cap	8	0	$c_9 = cp_{34} =$	$22.1d-12$
	13	LGN	8	9	ligne 4 $\lambda/4$ co,	$z_c = 11.5$, $fr_4 = 891.370d6$
5	14	Ind	9	10	$l_1 = L_{bw}$	$3.263nH$
	15	Cap	10	11	$c_{11} = cp_4$	$49.77d-12$

On vérifie par analyse que la transformation conduit à un bon résultat. La réponse calculée avec des valeurs arrondies des capacités, pour des lignes d'égale impédance caractéristique, est représentée sur la figure 25.

5. On va maintenant préciser un deuxième exemple d'application concernant les filtres elliptiques d'ordre 12.

Cet exemple porte sur la transformation d'un prototype LC elliptique zigzag d'ordre 12, de fréquence centrale 520 MHz ayant une bande passante de 40 MHz avec une ondulation de 0,3 dB et une réjection en bande atténuée de 70 dB (voir le schéma donné en figure 26 et la réponse donnée en figure 27). A cette fréquence les inductances fortes du schéma prototype sont difficilement réalisables (auto-résonance trop basse) et d'autre part les résonateurs diélectriques permettent un gain de performance appréciable notamment en terme de perte d'insertion du fait de leur surtension élevée. Le principe exposé ci-dessus pour l'ordre 8 s'étend sans difficulté aux ordres supérieurs par itération sur les paires de résonateurs à trois éléments.

Dans la transformation, on a ici choisi comme paramètres les $n-2=4$ rapports de capacité des résonateurs à trois éléments (dans l'état final transformé) et une capacité $C_{s4V} = C_{sbv}$. On transforme toujours les résonateurs à trois éléments pour obtenir une ligne demi-onde circuit ouvert en série avec une capacité. Comme précédemment on a aussi choisi des quarts d'onde respectivement en court circuit et en circuit ouvert pour les extrémités A et B. On n'utilise ici qu'un composant supplémentaire d'adaptation par extrémité (l'autre étant absorbé dans un composant du schéma transformé), ce qui implique des relations supplémentaires et réduit le nombre de degré de liberté.

Pour l'adaptation à bande étroite aux extrémités du filtre on applique les formules décrites plus haut avec le choix possible à chaque extrémité du composant supplémentaire d'adaptation (inductance ou capacité). Le premier cas peut être utile notamment pour réaliser des multiplexeurs.

Comme pour le cas des filtres de technologie LC, le programme détermine le domaine d'existence des solutions (par la variation de C_{sbv} dans son domaine de variation possible et par variation des 4 rapports de capacités entre leurs valeurs initiales et environ 1/20 de celles-ci (on évite les valeurs trop proches de zéro (c'est le minimum permis) qui conduisent à des valeurs trop extrêmes pour des capacités). Par définition une solution existe pour des valeurs données des paramètres quand toutes les inégalités indiquées plus haut sont respectées et quand toutes les valeurs calculées des éléments du filtre sont positives.

Dans l'exemple choisi, on a utilisé 17 pas pour chacun des rapports de capacité et 10 pas pour C_{sbv} . Le calcul fait apparaître environ 100 000 solutions sur environ 835 000 configurations testées.

On a ensuite calculé une centaine de solutions avec des paramètres répartis sur le domaine d'existence, pour chaque cas d'adaptation aux extrémités A et B et dans le cas de deux valeurs courantes de l'impédance caractéristique (11,5 Ohm et 7,0 Ohm). Les solutions ont été vérifiées par analyse.

Voici un exemple de détermination de l'espace des solutions (dans le cas d'une adaptation par inductance aux deux extrémités).

Les valeurs extrêmes des paramètres conduisant à des solutions sont indiquées ci-dessous dans le tableau 10 :

	TRANSFORMATION DU PASSE-BANDE ELLIPTIQUE ZIGZAG d'ordre 12 (bp6_520)	
25	CALCULS POUR $Z_c = 11.50000 \text{ Ohm}$	
	ETAPE PRELIMINAIRE, Nbre calculs= 835 210 Nbre solutions= 111 206	
	Existence de Solutions pour les paramètres dans les domaines suivants : (C_{sbv} et les rapports des capacités des résonateurs en allant de A vers B)	
30	$C_{sbvmin} = 0.49666D-12$	$C_{sbvmax} = 0.24828D-11$
	$RAPC2_{min}(1) = 0.24063D+00$	$RAPC2_{max}(1) = 0.36629D+01$
	$RAPC3_{min}(1) = 0.83876D+00$	$RAPC3_{max}(1) = 0.26688D+01$
35	$RAPC2_{min}(2) = 0.34033D+00$	$RAPC2_{max}(2) = 0.51805D+01$
	$RAPC3_{min}(2) = 0.16288D+01$	$RAPC3_{max}(2) = 0.41712D+01$

En fait, dans ce cas, le domaine d'existence est un plus compliqué (morcelé) que ne le révèle ces données simplifiées. Dans le cas d'adaptation aux extrémités par deux capacités ou par une inductance et une capacité, on observe que le domaine d'existence reste assez voisin de celui indiqué ci-dessus. L'un des intérêts de cette analyse du domaine d'existence des solutions est de montrer que l'on peut en plus obtenir un schéma utilisant 5 valeurs judicieusement prédéterminées des capacités du schéma final (par exemple des valeurs des séries standards) et de fournir une méthode systématique pour obtenir des solutions de ce type.

Le calcul des solutions pour un domaine restreint de variation des paramètres est ensuite très rapide. On indique ci-après des solutions numériques obtenues en divers points du domaine d'existence pour deux cas d'adaptation aux extrémités.

Exemples numériques de solutions : Transformation d'un filtre d'ordre 12 pour introduire des lignes de $Z_c = 11,5 \text{ Ohm}$.

Les caractéristiques du filtre visé sont les suivantes :

- Fréquence centrale 520 MHz,
- Bande passante 40 MHz,
- Mieux que 15 dB d'affaiblissement à $F < 490 \text{ MHz}$ et $F > 550 \text{ MHz} \pm$,
- Ondulation en bande passante 0,3 dB,
- Réjection en bande atténuée 80 dB (equi-ondulation).

Le schéma du filtre prototype à réponse elliptique qui satisfait au gabarit désiré est donné sur la figure 26 (filtre prototype zigzag ordre = 12).

Les valeurs des éléments du schéma du filtre prototype zigzag illustré sur la figure 26 (dénormalisé) (unités MKSA) sont données dans le tableau 11 ci-dessous.

Tableau 11 :

RS =	85.20	1			
RL =	75.00	9			
1	CAP	Ca	1	0	0.59486E-10
2	IND	La	1	0	0.15580E-08
3	CAP	Cs1	1	2	0.94744E-12
4	IND	Lp1	2	3	0.19285E-07
5	CAP	Cp1	2	3	0.38757E-11
6	CAP	Cs2	3	4	0.43877E-11

7	IND	Ls2	4	0	0.26838E-07
8	CAP	Cp2	3	0	0.17063E-10
9	CAP	Cs3	3	5	0.11324E-11
10	IND	Lp3	5	6	0.12138E-07
11	CAP	Cp3	5	6	0.65513E-11
12	CAP	Cs4	6	7	0.17677E-11
13	IND	Ls4	7	0	0.62614E-07
14	CAP	Cp4	6	0	0.10744E-10
15	CAP	Cb	6	8	0.24827E-12
16	IND	Lb	8	9	0.38478E-06

La réponse calculée du filtre prototype zigzag est indiquée sur la figure 27.

Voici maintenant un premier exemple de transformation : adaptation par 2 inductances.

La transformation est réalisée ainsi que décrite plus haut. On utilise comme paramètres les rapports des capacités des résonateurs et après la détermination du domaine d'existence des solutions, on a choisi une solution conduisant à des valeurs acceptables des éléments situés dans ce domaine d'existence et pour une valeur faible du paramètre Csbv. L'intérêt d'inclure des inductances aux extrémités du filtre est important. D'une part, elles contribuent à réduire beaucoup les réponses indésirables en bande atténuée due au caractère multi-mode des résonateurs. D'autre part, leurs pertes n'influent pas sur la réponse du filtre si l'on prend soin de les prendre en compte dans les résistances de source et de charge.

Le schéma transformé équivalent LC est indiqué sur la figure 28, et les valeurs des éléments (équivalents LC) sont donnés dans le tableau 12 suivant :

20 Tableau 12 :

(Fichier LL58.CKT ellipt. zigzag bp6_520)

RS = 75.00 1

RL = 75.00 15

1	IND	Lsa	1	2	0.34662E-07
2	IND	La	2	0	0.44940E-08
3	CAP	Ca	2	0	0.20961E-10
4	CAP	Cst1	2	3	0.19033E-11
5	CAP	Cpt1	3	0	0.81304E-11
6	CAP	Cs2	3	4	0.15559E-09
7	IND	Lp2	4	5	0.20015E-08
8	CAP	Cp2	4	5	0.37343E-10
9	CAP	Cpt2	5	0	0.87980E-10
10	CAP	Cst2	5	6	0.20161E-09
11	CAP	Cs3	6	7	0.37702E-10

12	IND	Lp3	7	0	0.16975E-08
13	CAP	Cp3	7	0	0.31670E-10
14	CAP	Cst3	6	8	0.11219E-10
15	CAP	Cpt3	8	0	0.13692E-11
16	CAP	Cs2	8	9	0.17119E-10
17	IND	Lp2	9	10	0.20645E-08
18	CAP	Cp2	9	10	0.38547E-10
19	CAP	Cpt4	10	0	0.21913E-10
20	CAP	Cst4	10	11	0.59035E-10
21	CAP	Cs3	11	12	0.17435E-10
22	IND	Lp3	12	0	0.20129E-08
23	CAP	Cp3	12	0	0.37554E-10
24	CAP	Cst5	11	13	0.72521E-11
25	CAP	Cpt5	13	0	0.26855E-10
26	CAP	Csb	13	14	0.34582E-10
27	IND	Lsb	14	15	0.28211E-08
28	IND	Lpb	15	0	0.27824E-08

Les valeurs des paramètres utilisés pour un schéma transformé à lignes (les rapports de capacités des résonateurs à trois éléments et les rapports de transformations, le paramètre libre C_{sbv} est choisi égal à $5 \cdot 10^{-12}$ F) sont données dans le tableau 13 suivant :

Tableau 13 :

```

10  RAPC2(1)= 0.24000D+00  RAPC3(1)= 0.84000D+00
    RAPC2(2)= 0.22500D+01  RAPC3(2)= 0.21540D+01
    (rapport de capacité des dipôles à 3 éléments (paramètres de la
    transformation)
    SCHEMA DU FILTRE AVEC RESONATEURS DIELECTRIQUES pas csbv=1
    CSVB=0.50000D-12
15  Rapport de transformation Na = 0.10658D+01 M1 = Ma = 0.16984D+01
    SOURCE = 75.000 Ohm Ls-H adaptation = 0.346624D-07
    Bras Lp-Cp vertical Lpeq = 0.449397D-08 Cpeq = 0.209611D-10
    OU BIEN Ligne 1/4 O. CC Zc = 0.115000D+02 Faa = 0.518559D+09
    Translation impédance: Cs-H(1,2)= 0.190326D-11 Cp-V(1,2)=
20  0.813040D-11

    Rapport de transformation utilisé M2 = 0.32216D+00
    Résonateur parallèle horizontal Fr = 0.256112778D+09
    Fa = 0.582152101D+09
25  Csr2 = 0.155595D-09 Lpr2 = 0.200153D-08 Cpr2 = 0.373427D-10
    OU BIEN LIGNE 1/2 O. CO a Fa, Zc= 0.115000D+02
    Cserie=Cspr2=0.155595D-09
    Translation impédance : Cp-V(2,3) = 0.879795D-10 Cs-H(2,3) =
    0.201608D-09
30

    Rapport de transformation utilisé M3 = 0.46275D+00
    Résonateur série vertical fr = 0.463796316D+09 fa =
    0.686430486D+09
    Csr3 = 0.204903D-10 Lsr3 = 0.574695D-08 Cpr3 = 0.172119D-10
35  ou Résonateur parallèle vertical fr= 0.463796316D+09 fa=
    0.686430486D+09
    Lpr3 = 0.169747D-08 Cpr3 = 0.316698D-10 Csr3 = 0.377022D-10
    OU BIEN LIGNE 1/2 O. C.O. a Fa, Zc=0.115000D+02
    Cserie=Cspr3=0.377022D-10

```

Translation impédance : $Cs_H(3,4) = 0.112193D-10$ $Cp_V(3,4) = 0.136919D-11$

5 Rapport de transformation utilisé $M4 = 0.41242D+00$
 Résonateur parallèle horizontal $Fr = 0.469611479D+09$ $Fa = 0.564402756D+09$
 $Csr4 = 0.171187D-10$ $Lpr4 = 0.206447D-08$ $Cpr4 = 0.385171D-10$
 OU BIEN LIGNE 1/2 O. CO a Fa , $Zc = 0.115000D+02$
 $Cserie = Cspr4 = 0.171187D-10$

10 Translation impédance : $Cp_V(4,5) = 0.219132D-10$ $Cs_H(4,5) = 0.590349D-10$

15 Rapport de transformation utilisé $M5 = 0.56550D+00$
 Résonateur série vertical $fr = 0.478381789D+09$ $fa = 0.578872121D+09$
 $Csr5 = 0.552780D-11$ $Lsr5 = 0.200234D-07$ $Cpr5 = 0.119069D-10$
 ou Résonateur parallèle vertical $fr = 0.478381789D+09$ $fa = 0.578872121D+09$
 $Lpr5 = 0.201287D-08$ $Cpr5 = 0.375543D-10$ $Csr5 = 0.174347D-10$

20 OU BIEN LIGNE 1/2 O. C.O. a Fa , $Zc = 0.115000D+02$
 $Cserie = Cspr5 = 0.174347D-10$
 Translation impédance : $Cs_H(5,6) = 0.725212D-11$ $Cp_V(5,6) = 0.268545D-10$

25 Rapport de Transformation utilisé $M6 = Mb = 0.12024D+00$ $Nb = 0.10000D+01$
 Bras LC série $Leq = 0.282114D-08$ $Ceq = 0.345820D-10$ $Fr = 0.509545251D+09$
 OU BIEN LIGNE 1/4 O. C.O. $Zc = 0.115000D+02$ $Fr = 0.509545251D+09$

30 en série $Capa-H$ $Csbrest = 0.100000D+31$ $Self // lpbadapt = 0.278242D-08$
 Terminaison = 75.000 OhmFIN DU SCHEMA TRANSFORME, pas de csbv
 no= 1

Résultat des calculs écrits sur le Fichier = LL58.CKT

35

On vérifie par simulation que la réponse obtenue avec le schéma transformé est bien identique à celle du schéma prototype. La réponse du filtre transformé avec adaptation par 2 inductances est indiquée sur la figure 29. (On remarquera que l'ajout des composants d'adaptation selfiques et/ou

40 l'emploi de résonateurs distribués améliore un peu la réponse hors bande (l'effet est plus important plus loin de la bande passante).

Voici un deuxième exemple de transformation du même filtre prototype, mais avec adaptation par deux capacités des deux côtés A et B.

On a procédé de la même façon et choisi des valeurs des

45 paramètres assez arbitrairement. Le schéma transformé (équivalent LC) a la même forme que celui donné pour l'exemple précédent à l'exception due à l'emploi de deux capacités aux deux extrémités, les valeurs des éléments dans ce cas sont indiquées dans le tableau 14 suivant :

50 Tableau 14 :

5	RS = 75.00 1				
	RL = 75.00 15				
	1	CAP	Csa	1 2	0.28978E-11
	2	IND	La	2 0	0.40955E-08
	3	CAP	Ca	2 0	0.19103E-10
	4	CAP	Cst1	2 3	0.19959E-11
	5	CAP	Cpt1	3 0	0.80490E-11
	6	CAP	Cs1	3 4	0.15559E-09
	7	IND	Lp1	4 5	0.20015E-08
	8	CAP	Cp1	4 5	0.37343E-10
	9	CAP	Cpt2	5 0	0.85227E-10
	10	CAP	Cst2	5 6	0.19530E-09
	11	CAP	Cs2	6 7	0.37702E-10
	12	IND	Lp2	7 0	0.16975E-08
	13	CAP	Cp2	7 0	0.31670E-10
	14	CAP	Cst3	6 8	0.28836E-10
	15	CAP	Cpt3	8 0	0.35192E-11
	16	CAP	Cs3	8 9	0.17119E-10
	17	IND	Lp3	9 10	0.20645E-08
	18	CAP	Cp3	9 10	0.38517E-10
	19	CAP	Cpt4	10 0	0.61695E-11
	20	CAP	Cst4	10 11	0.10255E-10
	21	CAP	Cs4	11 12	0.14707E-10
	22	IND	Lp4	12 0	0.20732E-08
	23	CAP	Cp4	12 0	0.38681E-10
	24	CAP	Cst5	11 13	0.12380E-10
	25	CAP	Cpt5	13 0	0.55386E-10
	26	CAP	Csb	13 14	0.68678E-10
	27	IND	Lsb	14 15	0.56027E-08
	28	CAP	Cpb	15 0	0.33597E-10

La valeur des éléments du schéma transformé à lignes et les valeurs des paramètres utilisés dans la transformation globale sont indiquées dans le tableau 15 ci-dessous :

10

Tableau 15 :

Itération no = 37

15 RAPC2(1) = 0.24000D+00 RAPC3(1) = 0.84000D+00
 RAPC4(2) = 0.22500D+01 RAPC5(2) = 0.26300D+01
 (rapports de capacité des dipôles à 3 éléments choisis pour la transformation)

SCHEMA FILTRE AVEC RESONATEURS DIELECTRIQUES pas csbv no=2
 CSVB=0.10000D-11

20 Rapport de transformation Na = 0.10658D+01 M1 = Ma = 0.16213D+01
 SOURCE = 75.000Ohm Cs-H adaptation = 0.289776D-11
 Bras Lp-Cp vertical Lpeq = 0.409550D-08 Cpeq = 0.191025D-10
 OU BIEN Ligne 1/4 O. CC Zc = 0.115000D+02 Faa = 0.569012D+09

25 Translation impédance : Cs-H(1,2) = 0.199589D-11 Cp-V(1,2) =
 0.804901D-11

Rapport de transformation utilisé M2 = 0.32216D+00
 Résonateur parallèle horizontal Fr = 0.256112778D+09 Fa=
 0.582152101D+09

Csr2 = 0.155595D-09 Lpr2 = 0.200153D-08 Cpr2 = 0.373427D-10
 OU BIEN LIGNE 1/2 O. CO a Fa, Zc= 0.115000D+02
 Csérie=Cspr2=0.155595D-09
 5 Translation impédance : Cp-V(2,3) = 0.852272D-10 Cs-H(2,3) =
 0.195301D-09

Rapport de transformation utilisé M3 = 0.46275D+00
 Résonateur série vertical fr = 0.463796316D+09 fa =
 0.686430486D+09
 10 Csr3 = 0.204903D-10 Lsr3 = 0.574695D-08 Cpr3 = 0.172119D-10
 ou Résonateur parallèle vertical fr= 0.463796316D+09 fa=
 0.686430486D+09
 Lpr3 = 0.169747D-08 Cpr3 = 0.316698D-10 Csr3 = 0.377022D-10
 15 OU BIEN LIGNE 1/2 O. C.O. a Fa, Zc=0.115000D+02
 Csérie=Cspr3=0.377022D-10
 Translation impédance : Cs_H(3,4) = 0.288363D-10 Cp_V(3,4) =
 0.351915D-11

Rapport de transformation utilisé M4 = 0.41242D+00
 20 Résonateur parallèle horizontal Fr = 0.469611479D+09 Fa =
 0.564402756D+09
 Csr4 = 0.171187D-10 Lpr4 = 0.206447D-08 Cpr4 = 0.385171D-10
 OU BIEN LIGNE 1/2 O. CO a Fa, Zc=0.115000D+02
 Csérie=Cspr4=0.171187D-10
 25 Translation impédance : Cp-V(4,5) = 0.616955D-11 Cs-H(4,5) =
 0.102549D-10

Rapport de transformation utilisé M5 = 0.66053D+00
 30 Résonateur série vertical fr = 0.478381789D+09 fa =
 0.562017808D+09
 Csr5 = 0.405163D-11 Lsr5 = 0.273188D-07 Cpr5 = 0.106558D-10
 ou Résonateur parallèle vertical fr = 0.478381789D+09 fa=
 0.562017808D+09
 35 Lpr5 = 0.207323D-08 Cpr5 = 0.386805D-10 Csr5 = 0.147074D-10
 OU BIEN LIGNE 1/2 O. C.O. a Fa, Zc=0.115000D+02
 Csérie=Cspr5=0.147074D-10
 Translation impédance : Cs_H(5,6) = 0.123796D-10 Cp_V(5,6) =
 0.553864D-10

40 Rapport de Transformation utilisé M6 = Mb = 0.12067D+00 Nb =
 0.10000D+01
 Bras LC série Leq = 0.560267D-08 Ceq = 0.686783D-10 Fr=
 0.256574124D+09
 45 OU BIEN LIGNE 1/4 O. C.O. Zc = 0.115000D+02 a
 Fr = 0.256574124D+09
 Capacité adaptation // Cpbadapt = 0.335971D-10
 Terminaison = 75.000 Ohm
 FIN DU SCHEMA TRANSFORME, pas de csbv no= 2
 Résultat des calculs écrits sur le Fichier = CC43.CKT
 50

La vérification par simulation de la réponse du filtre transformé avec
 adaptation par des capacités a été faite, cette réponse est donnée sur les
 figures 30a et 30b respectivement pour la bande passante et l'ensemble de
 la réponse. On peut observer une modification extrêmement minime de la
 55 réponse hors bande due à l'emploi des résonateurs TEM et/ou à
 l'adaptation (amélioration du côté des fréquences hautes).

La présente invention peut également trouver application dans la conception de filtres accordables.

En effet, les degrés de libertés disponibles (soit la totalité de ceux-ci, soit ceux qui restent après une transformation faite pour avoir des inductances données ou des résonateurs particuliers) peuvent (aussi) être employés à réduire le nombre de capacités variables dans des filtres accordables dont on désire conserver par exemple la bande passante à peu près constante sur toute la plage d'accord. On parvient ainsi à conserver constants les quadripôles de couplage entre résonateurs ou à limiter leur variation.

6. On va maintenant décrire l'application du procédé conforme à la présente invention, aux filtres à résonateurs à cristaux.

Les résonateurs piézo-électriques à cristaux possèdent des caractéristiques inégalées de surtension (jusqu'à plusieurs millions et typiquement des centaines de mille pour du quartz) et de stabilité en fonction de la température et du temps qui permettent la réalisation de filtres performants à bandes relatives étroites ou très étroites. Ils emploient des ondes électromécaniques se propageant dans le volume ou à la surface de solides mono-cristallins (quartz, tantalate de lithium, niobate de lithium, langasite (silico-gallate de lanthane), phosphate de gallium, etc.) ou de céramiques piézo-électriques (titano-zirconate de plomb, etc.). Ce sont des composants multi-modes distribués (comme les résonateurs diélectriques) possédant au voisinage d'une de leurs résonances électromécaniques (elles sont aussi en nombre infini) un comportement électrique qui est très sensiblement décrit par un schéma équivalent du type résonateur à trois éléments [15 à 19]. On connaît par ailleurs des modèles approchés à ligne de transmission des résonateurs à cristaux. Mais ceux-ci sont trop compliqués pour être employés dans le domaine de la synthèse des filtres (plusieurs lignes). Des schémas équivalents à éléments discrets comportant plusieurs bras résonants série sont davantage utilisés, surtout pour l'analyse des effets des autres modes après une synthèse.

Schématiquement, les technologies actuelles permettent de réaliser des résonateurs à ondes de volume dans la gamme de fréquence 10 kHz-10 GHz et des résonateurs à ondes de surface dans la gamme 10 MHz-10

GHz (les fréquences de résonance sont des fonctions très complexes de paramètres caractérisant le matériau et de paramètres géométriques caractérisant les résonateurs. La dépendance à ces derniers est souvent dominée par celle à un seul des paramètres (l'épaisseur pour beaucoup de résonateurs à ondes de volume et le pas des peignes interdigités pour les résonateurs à ondes de surface).

Comme indiqué plus haut ces résonateurs sont caractérisés par un rapport de capacités sensiblement fixé par le matériau, le type d'onde et l'orientation cristalline (par exemple de l'ordre de 0,52 % pour l'onde de volume de cisaillement lent du quartz de coupe AT), de plus pour une fréquence donnée, les valeurs réalisables des inductances, dans de "bonnes conditions" (de performances, de réponses indésirables et de coût), se situent dans une plage de valeurs généralement très étroite (par exemple vers le centre de la plage de 5,7 mH à 10,9 mH pour du quartz AT à 20 MHz). Les filtres étant très étroits les valeurs les plus "facilement réalisables" des inductances équivalentes des différents résonateurs sont très proches (fréquences proches) et on peut assez souvent imposer sans difficulté de les avoir toutes égales.

Il est possible à l'aide de couches minces de matériaux piézoélectriques (ZnO, AlN, TaLiO₃, etc ...) d'obtenir des résonateurs à ondes de volume fonctionnant à des fréquences de plusieurs GigaHertz. Il a été montré que des couches minces cristallines d'AlN épitaxiées sur de l'arséniure de gallium, sont réalisables et permettent d'intégrer les fonctions de filtrage avec celle d'amplification. Cette technologie connue depuis longtemps, mais délicate à maîtriser permet la réalisation de filtres très miniaturisés, co-intégrables avec de la microélectronique. Les applications actuelles visent la gamme de fréquence 500MHz-3000MHz. On a déterminé que la limite supérieure de fréquence se situe, selon les matériaux, de 10 à 30 GHz.

Les principes des différents types de résonateurs à ondes surface et leurs propriétés sont brièvement rappelées ci-après. Les filtres mettant en jeu ces dispositifs prennent une grande importance actuellement en raison de l'intérêt que présente la réduction du volume et du coût des composants dans les équipements et particulièrement dans les terminaux d'abonnés. Par exemple aux fréquences mises en jeu dans les radiocommunications personnelles terrestres et par satellites leur taille est extrêmement réduite

(quelques mm³) et l'on peut envisager de réaliser des bancs de filtres ou de multiplexeurs intégrés sur le même substrat pour réaliser des terminaux multi-standards et multi-fréquences.

La réalisation d'un filtre à cristaux selon le procédé de l'invention,
5 s'appuie sur le principe suivant.

Schématiquement le principe est d'utiliser les degrés de libertés introduits dans la méthode générale de transformation pour faire apparaître ici des résonateurs présentant à la fois une inductance donnée et un rapport de capacités donné. Une des fréquences de résonance ou d'anti-
10 résonance est libre. L'autre est imposée par la position des pointes infinie.

De façon plus approfondie on peut mettre en œuvre divers raffinements comme les suivants. Connaissant la dépendance précise du rapport de capacité et de l'inductance aux différents paramètres caractérisant le résonateur (calculables par des modèles numériques [19]).
15 On peut déterminer la plage (plus étroite que la précédente), la plus favorable des valeurs des inductances réalisables pour chaque fréquence de résonance, du point de vue des performances et du coût de ces derniers (les inventeurs ont montré, par ailleurs, qu'il existe des valeurs des paramètres des résonateurs à cristaux pour filtre qui optimisent les
20 caractéristiques électriques et pratiquement en même temps le coût de ces résonateurs [18]). Dans cette plage plus réduite de valeurs de l'inductance, on obtient par le calcul la valeur précise des capacités du schéma équivalent et de leur rapport (ce dernier est alors pratiquement indépendant de tous les paramètres caractérisant les résonateurs (insensibilité), et il
25 reste proche de la valeur usuelle caractérisant le matériau, l'orientation cristalline donnée et le type d'onde utilisé), tandis que la sensibilité de l'inductance aux paramètres autres que l'épaisseur est pratiquement nulle (réduction des dispersions de fabrication). De plus, il est généralement possible d'imposer que la conception de ceux-ci soit telle que la réalisation
30 des différents résonateurs (fréquences différentes) ne diffère que par un paramètre simple à maîtriser (par exemple l'épaisseur de la lame cristalline ou l'épaisseur de la métallisation). Au total il est ainsi possible d'obtenir plus économiquement des filtres présentant des réponses plus performantes (elles résultent du choix de prototypes à minimum d'inductance à réponses
35 rationnelles) que les réponses polynomiales le plus souvent mises en œuvre dans le cas des filtres à cristaux.

On va maintenant donner un exemple de réalisation d'un filtre à résonateur à ondes de volume selon le procédé de l'invention.

Nous considérerons ici un filtre de fréquence intermédiaire présentant une bande passante d'un 1,5 MHz, centrée à 70 MHz et
5 présentant un facteur de forme élevé (transition 3 dB/60 dB en moins de 500 kHz) et des impédances de terminaison de 400 Ohm (égales). On a choisi une réponse elliptique de degré 12 qui avec quatre fréquences finies d'affaiblissement infini réalisées par les résonateurs à cristaux et proche de la bande passante (à 0,68162046D+08 Hz, 0,68641759D+08 Hz,
10 0,71879273D+08 Hz ; 0,71376924D+08 Hz) assure la raideur voulue de la bande de transition.

Le matériau choisi est le tantalate de lithium d'une coupe très proche de X qui donnent des résonateurs présentant un rapport de capacité théorique beaucoup plus grand que le quartz ($C_p/C_s \approx 8k^2/n^2\pi^2 + \varepsilon(k^4)$ avec
15 $k \approx 44\%$ contre 8% pour le quartz). Avec ce matériau on obtient des inductances de l'ordre de 40,0 μ H pour des fréquences de résonances voisines de 68,5 MHz et une capacité dynamique C_s de l'ordre de 0,135 pF. En pratique, la capacité statique expérimentale est de l'ordre de 1,5 pF. Elle comprend une capacité parasite globale de l'ordre de 0,65 pF comprenant
20 elle-même des capacités par rapport au boîtier et une capacité très faible entre les accès. Le schéma du filtre permet la prise en compte de ces capacités parasites. On a préféré ici pour simplifier l'exposé, les prendre globalement en compte et considérer la capacité "statique" totale (ce qui correspond au cas où on laisse "en l'air" le boîtier). La surtension de ces
25 résonateurs est de l'ordre de 2500. On souhaite par ailleurs employer aux extrémités du filtre deux inductances de l'ordre de 400 nH que l'on saurait utiliser pour constituer des résonateurs hélicoïdaux dans de petites cavités avec une surtension minimale de 350-400. Cependant, ici la surtension de ces éléments n'est pas très critique et on peut choisir des inductances sur
30 tore de poudre de fer carbonyle de très petites dimensions.

Le schéma équivalent à un résonateur au tantalate de lithium à $f_r \approx 68,5$ MHz est donné à la figure 31.

Comme on le voit sur la figure 31, le résonateur peut être assimilé à une capacité C_0' placée en parallèle d'une branche comprenant en série
35 une capacité C_s et une inductance L_s .

Le résonateur peut également être assimilé à un circuit comprenant en plus des composants qui viennent d'être décrits, deux capacités additionnelles C_{p1} et C_{p2} qui relient respectivement l'entrée et la sortie du circuit au boîtier et une capacité entre l'entrée et la sortie C_{p0} .

- 5 Quand le boîtier métallique du résonateur est laissé « en l'air » les deux schémas sont équivalents avec $C'_0 = C_0 + C_{p0} + (C_{p1} - C_{p2}) / (C_{p1} + C_{p2})$
- C_{p0} , C_{p1} , C_{p2} , représentant les capacités parasites entre l'entrée et la sortie et entre ces accès et le boîtier.

- 10 Le schéma du prototype elliptique initial zigzag de degré 12 est indiqué sur la figure 32. La transformation se fait en imposant un rapport de capacités de $11,2 = C'_0(\text{total})/C_s$ et une inductance de 40 μH . La seule variable libre est C_{sbv} que l'on choisit de façon à avoir une résonance basse en fréquence. Le procédé de transformation présente dans ce cas
- 15 l'avantage de permettre la réalisation de filtres prenant en compte des capacités parasites des cristaux dans le cas où le boîtier est mis « à la masse » (avec quelques calculs supplémentaires). Cette possibilité est utile si l'on recherche l'obtention de largeurs de bandes relatives proches de la moitié de la valeur théorique du rapport de capacités. Le procédé de
- 20 transformation présente aussi l'avantage d'être le seul autorisant la réalisation de filtres à réponse générale à l'aide de cristaux sans l'emploi de transformateurs équilibrés.

- Les valeurs des éléments du schéma équivalent du filtre zigzag d'ordre 12 illustré sur la figure 32 sont donnés dans le tableau 16 ci-
- 25 dessous.

Tableau 16 :

30

	RS	=	493.66	1		
	RL	=	400.00	9		
	1	CAP	Ca	1	0	0.27519E-09
	2	IND	La	1	0	0.18703E-07
	3	CAP	CS1	1	2	0.13778E-11
	4	IND	LS1	2	3	0.18211E-06
	5	CAP	CS1	2	3	0.26921E-10
	6	CAP	CS2	3	4	0.10866E-11
	7	IND	LS2	4	0	0.50177E-05
	8	CAP	CP2	3	0	0.19739E-10
	9	CAP	CS3	3	5	0.17563E-11
	10	IND	LP3	5	6	0.10651E-06
	11	CAP	CP3	5	6	0.46679E-10
	12	CAP	CS4	6	7	0.43679E-12
	13	IND	LS4	7	0	0.12308E-04
	14	CAP	CP4	6	0	0.12527E-10

15	CAP	Cb	6	8	0.95337E-13
16	IND	Lb	8	9	0.54583E-04

Le schéma du filtre transformé pour inclure des résonateurs à cristaux au tantalate de lithium est donné sur la figure 33. Pour la fréquence centrale, les caractéristiques des résonateurs TaLiO₃ de coupe X sont
 5 celles indiquées ci-dessus. La même valeur a été choisie pour les 2 inductances situées aux extrémités : L=400 µH.

Les valeurs des éléments du schéma équivalent après transformation (Topologie pour cristaux ATNTNB) sont données dans le tableau 17 ci-dessous.

10

Tableau 17 :

RS = 400,00 1
 RL = 400,00 15

15

1	CAP	Csa	1	2	0.11280E-11	
2	IND	La	2	0	0.40000E-06	0.350E+03 Fr (LC)=84.379 MHz
3	CAP	Ca	2	0	0.88941E-11	
4	CAP	Cst	2	3	0.39169E-11	
5	CAP	Cpt	3	0	0.10994E-10	
6	CAP	Cp1	3	5	0.14953E-11	
7	IND	Ls1	3	4	0.40000E-04	0.250E+04 Fr (cristal)=68.870500 MHz
8	CAP	Cs1	4	5	0.13351E-12	
9	CAP	Cpt	5	0	0.14607E-11	
10	CAP	Cst	5	7	0.11030E-11	
11	CAP	Cp2	7	0	0.15266E-11	
12	IND	Ls2	7	6	0.40000E-04	0.250E+04 Fr (cristal)=68.161982 MHz
13	CAP	Cs2	6	0	0.13630E-12	
14	CAP	Cs2	7	8	0.73416E-12	
15	CAP	Cpt	8	0	0.57081E-12	
16	CAP	Cp3	8	10	0.15164E-11	
17	IND	Ls3	8	9	0.40000E-04	0.250E+04 Fr (cristal)=68.388142 MHz
18	CAP	Cs3	9	10	0.13540E-12	
19	CAP	Cpt	10	0	0.18325E-11	
20	CAP	Cst	10	12	0.13582E-10	
21	CAP	Cp4	12	0	0.15053E-11	
22	IND	Ls4	12	11	0.40000E-04	0.250E+04 Fr (cristal)=68.642091 MHz
23	CAP	Cs4	11	0	0.13440E-12	
24	CAP	Cst	12	13	0.77126E-12	
25	CAP	Cpt	13	0	0.15471E-10	
26	CAP	Csb	13	14	0.34115E-08	
27	IND	Lsb	14	15	0.40000E-06	0.350E+03 Fr (LC)=43.084 MHz
28	CAP	Cpb	15	0	0.66159E-10	

La réponse du filtre transformé à cristaux calculée sans pertes est représentée sur la figure 34. Celle du filtre transformé en considérant les pertes est indiquée sur les figures 35a et 35b. Les surtensions considérées
 20 sont indiquées dans le tableau ci-dessus (après les valeurs des

inductances). On observe que le procédé fournit un filtre d'excellent facteur de forme avec peu de résonateurs qui ne diffèrent en pratique que par un ajustage final de fréquence différent (étape de toute façon indispensable et automatisée).

5 On va maintenant décrire un exemple d'application de l'invention pour des filtres à ondes de surface.

Les développements montrent un exemple simple d'application du procédé de transformation proposé selon l'invention pour obtenir des filtres de fréquences élevées mettant en jeu des résonateurs à ondes de surface
10 dans des conditions en facilitant la réalisation et/ou en augmentant les performances. Quelques variantes utiles sont discutées ensuite, elles s'appliquent largement aussi au cas des filtres à ondes de volume et particulièrement aux cas des résonateurs utilisant des couches minces piézoélectriques.

15 Le principe de fonctionnement des résonateurs à ondes de surfaces est connu depuis plus de 25 ans. Mais les développements les plus importants sont récents et pour certains encore en cours. Ceci résulte principalement du fait que leurs utilisations les plus importantes sont liées aux développement des radiocommunications mobiles. Dans ce domaine la
20 recherche de la miniaturisation des terminaux d'utilisateurs, y compris multibande, favorise beaucoup leur emploi.

Dans leur variante "dipôle" considérée ici, ils sont constitués d'un transducteur interdigité central situé entre deux réseaux comportant un grand nombre de doigts qui réfléchissent l'énergie acoustique émise par le
25 transducteur dans les 2 directions opposées de propagation et la confine ainsi dans la région centrale du résonateur. Une autre structure sensiblement équivalente et souvent mise en jeu est constituée d'un transducteur étroit possédant un très grand nombre de doigts. Elle met en jeu les réflexions internes au transducteur qui sont très notables sur les
30 matériaux fortement piézo-électriques.

Dans la direction transversale à la propagation, un confinement est aussi (généralement) obtenu grâce aux discontinuités de la vitesse produites par la présence des "rails" d'amenée de courant bordant les transducteurs (et le cas échéant les réseaux réflecteurs) et d'un espace
35 libre à l'extérieur. Le principe et le calcul de ces dispositifs sont décrits dans la littérature récente (voir par exemple les références [16 et 22]). Divers

types d'ondes de surface sont couramment mis en jeu dans les dispositifs. Les plus courantes sont les ondes de Rayleigh (pures ou généralisées), les ondes transverses ou quasi transverses (SSBW, STW) et les pseudo ondes de surface longitudinales (L-SAW). Les ondes des deux derniers types sont schématiquement, presque des ondes de volume qui sont plus ou moins guidées (maintenues) près de la surface par des modifications de celle-ci (corrugations ou métallisations) qui modifient localement leur vitesse. Leur décroissance dans l'épaisseur de la plaque peut être moins rapide que celle (exponentielle) des ondes de Rayleigh (ceci est un avantage pour la réalisation de filtres supportant une certaine puissance car cela réduit la densité d'énergie acoustique à puissance égale).

D'une façon générale et très schématique, les résonateurs à ondes transverses conduisent à de meilleures surtensions que ceux mettant en jeu des ondes de Rayleigh. Elle approche alors de près celle intrinsèque des matériaux (à la fréquence centrale). On rappelle que la surtension varie en $1/F_c$ de sorte que $Q_{\text{intrinsèque}} \cdot F_c = \text{constante}$ $\#1.5 \cdot 10^{13}$ pour le quartz et probablement $\#2 \cdot 10^{13}$ pour le tantalate de lithium, par exemple. Les dispositifs à ondes de Rayleigh ont eux-mêmes, généralement aussi, de meilleures surtensions que ceux employant les pseudo ondes de surface longitudinales (ces ondes sont, intrinsèquement légèrement dissipatives).

Le schéma équivalent considéré usuellement pour ces dispositifs est le même que celui indiqué pour les résonateurs à ondes de volume (voir la figure 31).

Voici un exemple d'application du procédé de l'invention à un filtre d'ordre 8 :

On veut utiliser deux résonateurs identiques mettant en jeu le mode de surface légèrement dissipative quasi longitudinal (L-SAW) du tantalate de lithium de coupe $Y+42^\circ$ et deux inductances de même valeur.

On fixe la fréquence centrale de ce filtre à 900 MHz, il doit être terminé sur 50 Ohm, et avoir une bande passante de 20 MHz (ondulation 0,3 dB), un affaiblissement de 20 dB à ± 5 MHz des coins de la bande passante et de 30 dB à partir de $\pm 7,5$ MHz de la bande passante. Le schéma prototype choisi pour satisfaire à ce gabarit est celui d'un filtre elliptique zigzag d'ordre 8 (même type de schéma que sur la figure 19), les valeurs des éléments du schéma initial sont indiquées dans la table 18 ci-après. On observe que les différentes inductances de ce filtre sont très

- différentes et que la réalisation directe du schéma se heurterait à de très grandes difficultés car, d'une part, les ordres de grandeurs des deux inductances d'extrémités sont fort éloignés des valeurs réalisables avec des caractéristiques convenables et, d'autre part, les schémas équivalents des deux résonateurs à trois éléments sont très différents entre eux et aucun ne correspond bien aux valeurs qui peuvent être obtenues dans de bonnes conditions de réponse et de surtension pour des résonateurs à ondes de surface employant un matériau et un type d'onde connus.

10 Tableau 18 : Valeurs des éléments du schéma du filtre prototype

15	##Filtre zigzag ordre= 8 n° bp900x_4				
	##Fc 900MHz Bw=20MHz, Ond.=.3 dB Rej.=35 dB				
	RS = 65.12 1				
	RL = 50.00 6				
	1	CAP	Ca	1 0	0.14050E-09
	2	IND	La	1 0	0.22100E-09
	3	CAP	C1	1 2	0.12145E-11
	4	IND	L2	2 3	0.89762E-09
	5	CAP	C2	2 3	0.33419E-10
	6	CAP	C3	3 4	0.28741E-12
	7	IND	L3	4 0	0.11346E-06
	8	CAP	C4	3 0	0.79086E-11
	9	CAP	Cb	3 5	0.68362E-13
	10	IND	Lb	5 6	0.46082E-06

- On effectue une transformation de ce schéma, selon les principes indiqués plus haut, de façon à ce que les deux résonateurs à trois éléments soient réalisés sous la forme de deux résonateurs identiques à quasi ondes de surface longitudinale légèrement dissipatives et que les résonateurs à deux éléments des extrémités soient réalisés à l'aide d'inductances. Cette disposition présente l'avantage de réaliser les pôles d'affaiblissement et l'essentiel des zéros d'affaiblissement à l'aide des résonateurs à ondes de surface (haute surtension) et aussi celui d'utiliser des résonateurs à inductances et capacité contribuant à éliminer les réponses indésirables hors bande des résonateurs à ondes de surface.

- Au voisinage de la fréquence centrale choisie, on sait réaliser ces résonateurs sous la forme d'un long transducteur présentant un nombre de doigts élevé (un peu plus d'une centaine) sur du tantalate de lithium de coupe Y+48° ou Y+52°. Les valeurs des autres paramètres de réalisation (ouverture, surcharge de métallisation etc..) peuvent être choisies pour

obtenir une bonne réponse, une bonne surtension (700-800) et un encombrement faible. Dans ces conditions, ces résonateurs sont caractérisés, à la fréquence centrale, par une inductance équivalente égale à 104,5 nH, une capacité statique globale voisine d'environ 3,6 pF, un

5 coefficient de couplage d'environ 10,57 %, et un rapport de capacité de $C_0/C_1=11,696$.

On a par ailleurs choisi d'utiliser deux inductances égales de valeur faibles (20 nH), facilement réalisables à l'intérieur du boîtier céramique utilisé pour le filtre (par exemple sous forme de spirales obtenues par

10 sérigraphie sur une face intérieure de ce boîtier miniature) et de façon à ce qu'elles aient une surtension assez élevée.

Le schéma obtenu après la transformation proposée plus haut est illustré sur la figure 36.

Les paramètres utilisés lors de la transformation et les valeurs des

15 éléments obtenus après celle-ci sont indiqués dans le tableau 19 ci-après.

Tableau 19 :

20 ***PARAMETRES DE LA TRANSFORMATION GLOBALE
Calcul pour $C_0/C_1=0,11695D+02$ Csbv varie de:0.200D-11 à:0,220D-10, 5 Pas
Pas de calcul n° 2 paramètre Csbv=7.000 D-12
Topologie : ANNB éliminée (inegalités)
Topologie : ATNB (L-SAW) retenue a priori (inégalités)
25 Topologie : ANTB éliminée (inégalités)
Topologie : ATTB non retenue a priori (Res. Piézo.)
Pour la Topologie n°2 ATNB
Rapport de transformation Na= 0,11413D+01 ; M1=
30 0,95131D+01
Rapport de transformation M 2= 0,84992D+00
Rapport de transformation M 3= 0,95972D+00
Rapport de Transformation M 4= 0.,0833D+00 Nb=
0,10000D+01
35 ***VALEURS DES COMPOSANTS DU FILTRE TRANSFORME Calcul No= 2
Terminaison extrémité a = 50.000
Cs-H adaptation= 0,327172D-12 Cp-V adapt.éliminée= 0,324397D-12
Bras LC// vertical Lat=0,2000D-07 Cat=0.973991D-12
40 fa=0,114032258D+10
Translation impédance : Cs-H 1- 2=0,279058D-12 Cp-V 1- 2=0,284440D-11
Résonateur L-SAW bras horizontal fr=0,881987102D+09
fa=0,918921629D+09
45 Lsr 2= 0,104500D-06 Csr 2= 0,311601D-12 Cpr 2= 0,364418D-11
Translation impédance : Cp-V 2_ 3=0,523883D-11 Cs-H 2_ 3=0,405534D-10
Résonateur L-SAW bras vertical fr=0,881359165D+09
fa=0,918267396D+09

```

Lsr 3= 0,104500D-06 Csr 3= 0,312046D-12 Cpr 3= 0,364937D-11
Translation impédance : Cs_H 3- 4=0,380127D-12 Cp_V 3-
4=0,137103D-11
Bras LCsérie horizontal Lbt=0,200D-07 Cbt=0,16129D-09
5 fr=0,886143154D+08
Cs-H adapt. éliminée= 0,173589D-10 Cp-V adaptation Cpbada=
0,166055D-10
Terminaison extrémité b= 50.000 Ohm
Fin des résultats du pas de calcul no= 2 Fichier = 2.CKT
10 *** Fichier pour analyse avec pertes 2.CKT topologie ATNB

RS = 50.00 1
RL = 50.00 10
15
1 CAP Cas 1 2 0.32717E-12
2 IND La 2 0 0.20000E-07 0.300E+03
3 CAP Ca 2 0 0.97399E-12
4 CAP Cst 2 3 0.27906E-12
5 CAP Cpt 3 0 0.28444E-11
6 CAP Cp2 3 5 0.36442E-11
7 IND Ls2 3 4 0.10450E-06 0.700E+03
8 CAP Cs2 4 5 0.31160E-12
9 CAP Cpt 5 0 0.52388E-11
10 CAP Cst 5 7 0.40553E-10
11 CAP Cp3 7 0 0.36494E-11
12 IND Ls3 7 6 0.10450E-06 0.700E+03
13 CAP Cs3 6 0 0.31205E-12
14 CAP Cst 7 8 0.38013E-12
15 CAP Cpt 8 0 0.13710E-11
16 CAP Csb 8 9 0.16129E-09
17 IND Lsb 9 10 0.20000E-07 0.300E+03
18 CAP Cpa 10 0 0.16605E-10

```

La figure 37 indique les réponses calculées sans tenir compte des pertes des résonateurs et des inductances, pour les filtres prototype et transformé d'ordre 8 à 2 résonateurs L-SAW (les réponses sont alors confondues), et en les prenant en compte, pour le filtre transformé. On remarquera que la perte d'insertion reste raisonnable dans ces conditions pour un filtre de faible largeur. Comme dans le cas précédent, on a pris en compte globalement les capacités parasites. On observera que dans le cas d'un boîtier métallique mis à la masse, pour le résonateur situé dans un bras horizontal, on pourrait soustraire ces deux capacités parasites des capacités verticales de translation d'impédance entourant le résonateur et qu'alors dans le cas du résonateur situé dans un bras vertical l'une s'annule et l'autre doit être soustraite après une transformation $T \rightarrow II$ d'un ou des deux T de capacités connexes au résonateur.

On va maintenant évoquer des variantes de réalisation.

La forme de réalisation proposée n'est pas usuelle actuellement, on en a indiqué plusieurs avantages plus haut. Un autre résulte de la

technologie employée pour la réalisation des résonateurs. On remarquera en effet que la majorité des capacités introduites dans la transformation ont des valeurs faibles, de sorte qu'elles peuvent être réalisées directement sur le substrat employé pour la réalisation des résonateurs L-SAW ce qui

5 abaisse encore le coût de la réalisation (le tantalate de lithium possède des constantes diélectriques assez élevées (ϵ_r de l'ordre de 40) stables en fonction de la température et des pertes diélectriques excessivement faibles, ce qui conduit à des capacités de très haute qualité.

On remarquera aussi que l'on aurait pu choisir de réaliser un filtre

10 avec deux résonateurs diélectriques TEM en remplacement des circuits LC. Cette solution conserverait largement les avantages de la précédente pour la réduction de l'influence des réponses indésirables hors bande des résonateurs L-SAW et conduirait à des pertes d'insertion plus réduites particulièrement si l'on employait des résonateurs demi-ondes. Ceci peut

15 être un avantage important quand de très hautes performances sont recherchées. Le procédé proposé permet d'utiliser deux résonateurs d'impédance caractéristique identique pour diminuer le coût de réalisation.

Egalement, comme il a été indiqué à propos du champ d'application de l'invention, le même procédé de transformation s'applique à d'autres

20 topologies connues de filtres, assez souvent mises en jeu pour l'obtention des filtres à résonateurs à ondes de surface.

Parmi toutes celles-ci, trois sont représentées sur les figures 38a, b et c.

La figure 38a correspond à une configuration comprenant

25 uniquement des résonateurs, tant sur les branches horizontales, que sur les branches verticales.

La figure 38b correspond à une configuration comprenant des résonateurs sur les branches horizontales et des capacités sur les branches verticales.

30 La figure 38c correspond à une configuration comprenant des résonateurs sur les branches verticales et des capacités sur les branches horizontales.

La première (figure 38a) n'utilisant que des résonateurs à trois éléments est très intéressante, lorsque l'on veut utiliser des réponses

35 performantes utilisant bien la généralité de la fonction de transfert et donc les possibilités apportées par le nombre des résonateurs mis en jeu. Les

schémas équivalents des résonateurs des divers bras sont alors assez différents (un peu comme dans le cas de l'exemple traité plus haut). L'utilisation qui en est faite jusqu'à présent avec des résonateurs piézo-électriques à ondes de surface ou de volume est très éloignée de ces

5 possibilités puisqu'elle impose, a priori et sans transformation, l'utilisation de deux types de résonateurs (un par type de bras). Ceci limite le nombre des fréquences d'affaiblissement infini à deux. Le procédé de transformation proposé permet de se ramener à un petit nombre de types de résonateur (un ou deux aussi en pratique) réalisables avec de bonnes

10 performances sur des matériaux connus mais en conservant l'intégralité des possibilités de réponses permises par cette topologie (et particulièrement le nombre élevé des fréquences d'affaiblissement infini différentes possibles). Ceci doit conduire à de bien meilleures performances et également permettre de corriger des imperfections,

15 actuellement difficilement évitables, de certains types de résonateurs à ondes de surface. En particulier, il est possible d'utiliser judicieusement les pôles d'affaiblissement pour éliminer des réponses indésirable (modes hors bande dit "parasites") de certains résonateurs (L-SAW sur niobate de lithium par exemple).

20 Les deux autres topologies (figures 38b et 38c) sont souvent employées en raison de l'existence de méthodes de synthèses approchées (approximation d'une réponse polynomiale en bande passante) permettant d'employer des résonateurs identiques ou peu différents. Dans ces conditions, elles conduisent à des réponses dissymétriques avec une seule

25 fréquence d'affaiblissement infini (multiple), ce qui ne correspond que rarement à une réponse recherchée et ne fait pas vraiment le meilleur usage possible des résonateurs. L'usage du procédé de transformation selon l'invention apporte l'avantage de permettre la réalisation de plusieurs fréquences d'affaiblissement infini (à fréquence finie mais cependant toutes

30 situées dans la même bande atténuée) avec des résonateur identiques.

7. On va maintenant aborder l'application du procédé de l'invention pour le cas des filtres de branchement.

Les filtres de branchement n vers p sont constitués de filtres reliant n

35 accès (entrées) vers p accès (sorties) et ne laissant passer d'une entrée vers une sortie qu'un nombre fini de bandes de fréquence (généralement

une seule). Assez souvent, il n'y a qu'un seul accès d'entrée (une voie vers p) ou de sortie (n voies vers une), le filtre de branchement servant à envoyer vers un milieu de transmission (ou à extraire) plusieurs signaux situés dans des bandes de fréquences différentes. Ces filtres sont

5 généralement calculés par des techniques numériques d'optimisation en partant de filtres synthétisés, pour avoir lorsqu'il sont pris seuls, la réponse désirée et une topologie favorable à la mise en commun d'un ou de plusieurs accès. L'optimisation, généralement basée sur la minimisation d'une expression représentant selon un certain critère (moindres carrés,

10 moindres $k^{\text{ième}}$) l'écart aux réponses désirées. Elle peut également être fondée sur une méthode de type Remetz dans le cas d'une approximation au sens de Tchebitchev. Dans tous les cas, elle modifie les valeurs des composants, généralement sans changer la topologie des différents filtres, de façon à obtenir l'ensemble des réponses voulues du branchement par

15 exemple caractérisé globalement par sa matrice de répartition (S_{ij}). Dans certains cas, il peut être utile d'introduire un ou des dipôles supplémentaires au(x) point(s) commun(s).

Dans le but de préciser, plus loin dans le paragraphe suivant, comment le procédé de l'invention s'applique au cas des filtres de

20 branchement, nous donnons ici un exemple simple relatif au cas d'un duplexeur (2 voies vers une ou bien une voie vers 2).

Nous considérons donc un filtre de branchement à deux voies destiné à séparer (ou à multiplexer) des signaux occupant les bandes de fréquence allant respectivement de 500 à 530 MHz et de 540 à 570 MHz.

25 On fait le choix d'une réponse 'équi-ondulation' en bande passante (0,2 dB maximum) et d'une séparation des voies meilleure que 60 db. Dans un premier temps, on calcule des prototypes elliptiques d'ordre 12 qui possèdent des spécifications compatibles avec ces caractéristiques. Les réponses des filtres, pris isolément, sont indiquées sur la figure 39, et les

30 valeurs des éléments des filtres "prototypes" sont indiquées dans le tableau 20 ci-après.

Tableau 20 :

Filtre zigzag ordre= 6 bp6_515 Fc=515 MHz BP 30 MHz EXTREMITE A RS = 66.61 1 1 CAP Ca 1 0 100.5700p	Filtre zigzag ordre= 6 bp6_555 Fc=555 MHz BP 30 MHz EXTREMITE A RS = 66.74 1 1 CAP Ca 1 0 100.4700p
--	--

2	IND	La	1	0	936.9500p	2	IND	La	1	0	808.2000p
3	CAP	C1	1	2	1.7711p	3	CAP	C1	1	2	1.6341p
4	IND	L2	2	3	5.6261n	4	IND	L2	2	3	4.8925n
5	CAP	C2	2	3	15.0440p	5	CAP	C2	2	3	15.0250p
6	CAP	C3	3	4	2.0528p	6	CAP	C3	3	4	1.7651p
7	IND	L3	4	0	52.5880n	7	IND	L3	4	0	52.1940n
8	CAP	C4	3	0	5.6440p	8	CAP	C4	3	0	14.5630p
9	CAP	C1	3	5	2.3529p	9	CAP	C1	3	5	2.1744p
10	IND	L2	5	6	3.2378n	10	IND	L2	5	6	2.8086n
11	CAP	C2	5	6	26.9510p	11	CAP	C2	5	6	26.9260p
12	CAP	C3	6	7	813.3700f	12	CAP	C3	6	7	699.6100f
13	IND	L3	7	0	128.7300n	13	IND	L3	7	0	128.0100n
14	CAP	C4	6	0	10.4430p	14	CAP	C4	6	0	9.7121p
15	CAP	Cb	6	8	287.3700f	15	CAP	Cb	6	8	247.0400f
16	IND	Lb	8	9	39.7900n	16	IND	Lb	8	9	339.7900n
Extrémité B RL = 50.00 9						Extrémité B RL = 50.00 9					

Dans un deuxième temps on connecte ces filtres de façon à ce qu'ils aient l'extrémité B commune. L'impédance d'entrée (de sortie) correspondante possède des caractéristiques favorables à ce branchement, et il n'est pas nécessaire d'utiliser de dipôle de compensation. A l'aide d'un programme d'optimisation, on fait varier les valeurs des composants des deux filtres sans en modifier la topologie, de façon à ce que la réponse de chacun des filtres ayant un accès commun approche au mieux, en bande passante la réponse précédente des filtres considérés isolément et à ce que la condition de réjection soit réalisée. Pour cela, on a utilisé une technique d'optimisation basée sur la minimisation d'un terme d'erreur comprenant les erreurs quadratiques des transmissions en environ 300 fréquences situées dans les bandes passantes et atténuées des deux filtres (approximation au sens des moindres carrés d'une réponse qui est elle-même une approximation au sens de Tchébitchev d'un gabarit). D'autres techniques sont également connues et ont été évaluées (approximation directe d'un gabarit au sens de Tchébitchev, des moindres pième, etc.). Celle employée ici a paru aux inventeurs être plus performante dans ce cas. La figure 40 montre l'évolution des réponses en bande passante lors de l'optimisation (tous les dix pas d'optimisation en partant du 10^{ème} (courbes s'écartant le plus) jusqu'au 400^{ème}). Sur cette figure, les réponses de références sont indiquées en pointillés. Les réponses finalement obtenues pour le duplexeur sont données sur la figure 41.

Les valeurs initiales et finales des éléments du schéma électrique des filtres sont indiquées dans le tableau 21 suivant où l'on observe qu'en général les modifications sont minimales sauf pour les éléments proches de l'extrémité commune.

Tableau 21 : Valeurs des éléments du schéma après optimisation

Filtre zigzag ordre= 6 bp6_5152.opt Fc=515 MHZ BP 30MHZ					Filtre zigzag ordre= 6 bp6_5552.opt Fc=555 MHZ BP 30MHZ						
EXTREMITE A		RS = 66.61 1			EXTREMITE A'		RS = 66.74 17				
1	CAP	Ca	1	0	98.7285p	1	CAP	Ca	17	0	98.1422p
2	IND	La	1	0	953.4866p	2	IND	La	17	0	826.5830p
3	CAP	C1	1	2	1.8070p	3	CAP	C1	17	16	1.6505p
4	IND	L2	2	3	5.3888n	4	IND	L2	16	14	4.6817n
5	CAP	C2	2	3	15.7318p	5	CAP	C2	16	14	15.7292p
6	CAP	C3	3	4	2.1062p	6	CAP	C3	14	15	1.85662p
7	IND	L3	4	0	51.2955n	7	IND	L3	15	0	49.7250n
8	CAP	C4	3	0	16.0177p	8	CAP	C4	14	0	15.0920p
9	CAP	C1	3	5	2.3769p	9	CAP	C1	14	13	2.2258p
10	IND	L2	5	6	3.2483n	10	IND	L2	13	11	2.7587n
11	CAP	C2	5	6	26.8356p	11	CAP	C2	13	11	27.3887p
12	CAP	C3	6	7	854.4680f	12	CAP	C3	11	12	754.2172f
13	IND	L3	7	0	122.5328n	13	IND	L3	12	0	118.7264n
14	CAP	C4	6	0	11.2187p	14	CAP	C4	11	0	10.4311p
15	CAP	Cb	6	8	287.3700f	15	CAP	Cb	11	10	239.7907f
16	IND	Lb	8	9	349.9832n	16	IND	Lb	10	9	345.5196n
Extrémité B (commune) RL = 50.00					Extrémité B (commune) RL = 50.00						

L'application du procédé de l'invention au cas des filtres de
5 branchement répond aux critères ci-dessous.

Les étapes indiquées précédemment pour les filtres "simples"
s'appliquent aux filtres de branchement constituées de filtres de topologies
à minimum d'inductances ou employant d'autres topologies remplissant les
critères définis précédemment. Dans ce cas aussi, on peut employer les
10 différentes technologies de filtres à bobines, à résonateurs diélectriques et
à résonateurs piézo-électriques éventuellement en les combinant dans un
même filtre de branchement. Cependant, quelques considérations
supplémentaires sont à prendre en compte. En particulier, il y a lieu de
prendre en compte le fait même que les deux filtres ont une extrémité
15 commune et le cas échéant de choisir avec attention la solution à retenir
pour les transformations d'impédance à l'extrémité commune. Si l'on choisit
l'adaptation à bande étroite, le choix du type des réactances d'adaptation
peut être important, mais on peut être amené à choisir, dans certains cas,
une adaptation à large bande car les filtres de branchement à beaucoup de
20 voies opèrent assez souvent sur un spectre large.

Ceci sera mieux compris à la lecture de l'exemple suivant qui décrit
une application du procédé au cas du duplexeur considéré précédemment.
Des variantes seront également proposées.

Dans cet exemple on veut réaliser, par transformation de circuit, le filtre de branchement de une voie vers deux voies pour qu'il utilise des résonateurs diélectriques TEM de même impédance caractéristique (solution la plus performante dans cette gamme de fréquence). Cet exemple volontairement simplifié est ici donné pour décrire le principe du procédé. Dans la pratique, on pourrait d'une part mettre en œuvre des raffinements supplémentaires (utilisant les paramètres libres) pour obtenir des valeurs plus pratiques pour certains composants comme ceci a également été décrit plus haut, et d'autre part être conduit à une autre démarche pour obtenir des résistances de terminaison égales à l'accès commun après transformation de schéma (par exemple par division supplémentaire de composant - l'inductance L_b dans des cas similaires à celui-ci).

Lors du calcul rapporté précédemment, on a établi par optimisation un schéma électrique du duplexeur, celui-ci et les valeurs des éléments ont été indiqués dans le tableau 21. Ici, compte tenu des remarques faites ci-dessus, on opère la transformation d'une façon particulière en tenant compte du fait que les filtres ont l'extrémité B commune terminée sur 50 Ohm (figure 42).

Sur cette figure 42, on observe que si, dans les étapes (pour les deux filtres) du procédé systématique de transformation des schémas pour introduire des lignes de même impédance caractéristique, qui concerne particulièrement les résonateurs d'extrémité B, l'on choisit les rapports de transformation m_{b1} et m_{b2} de façon à ce qu'ils soient égaux, il va être possible d'éliminer les transformateurs. Cette élimination modifie la résistance de terminaison et comme dans le cas des filtres "simples", il va ensuite être nécessaire de réaliser une adaptation pour obtenir la résistance de charge (de source) voulue. On procède donc pour les deux filtres essentiellement de la façon décrite précédemment, mais pour les extrémités B des deux filtres on divise seulement en deux parties les capacités des résonateurs série des bras rejoignant le point commun aux deux filtres. Cette division est faite de telle façon que les rapports de transformation (modifiant les niveaux d'impédance des résonateurs L_{sb1} - C_{sbv1} et L_{sb2} - C_{sbv2} pour les rendre réalisables par un résonateur diélectrique par exemple quart d'onde circuit ouvert) soient égaux.

Ainsi dans le cas de l'exemple traité, on obtient (en ayant choisi des valeurs des paramètres encore libres dans le domaine d'existence de solution,) des schémas transformés tels qu'illustrés sur la figure 43 dans lesquels les deux rapports de transformation à l'extrémité commune sont égaux (ici, $m_{b1}=m_{b2}=0.120$). (La figure 43 donne un schéma après élimination des transformateurs). Les réponses du duplexeur ainsi transformé sont représentées sur la figure 44.

L'étape finale est l'adaptation bande étroite modifiant le niveau de la résistance de terminaison au point commun, ce qui conduit au schéma final illustré sur la figure 45.

Les valeurs des éléments relatifs aux figures 43 et 45 sont indiquées dans les tableaux 22 et 23 suivants.

15 Tableau 22 : Valeurs des éléments du schéma transformé jusqu'au point
commun (côté B)

Filtre Fc=515 MHz BP 30MHz transformé										Filtre Fc=555 MHz BP 30MHz transformé									
Extrémité A1 R=50.00 Ohm										Extrémité A2 R=50.00 Ohm									
1	CAP	Csa1	1	2	2.8500p					1	CAP	Csa2	1	2	2.5249p				
2	IND	Lat1	2	0	4.0861n	Res.1	1			2	IND	Lat2	2	0	3.8272n	Res.1	2		
3	CAP	Cat1	2	0	19.0590p	Res.1	1			3	CAP	Cat2	2	0	17.8510p	Res.1	2		
4	CAP	Cst1	2	3	2.2234p					4	CAP	Cst2	2	3	1.6834p				
5	CAP	Cpt1	3	0	5.4950p					5	CAP	Cpt2	3	0	4.1192p				
6	CAP	Cs21	3	4	19.8830p					6	CAP	Cs22	3	4	18.5360p				
7	IND	Lp21	4	5	2.1314n	Res.2	1			7	IND	Lp22	4	5	1.9870n	Res.2	2		
8	CAP	Cp21	4	5	39.7660p	Res.2	1			8	CAP	Cp22	4	5	37.0710p	Res.2	2		
9	CAP	Cpt1	5	0	9.9945p					9	CAP	Cpt2	5	0	10.9440p				
10	CAP	Cst1	5	6	15.8440p					10	CAP	Cst2	5	6	20.6720p				
11	CAP	Cs31	6	7	10.0400p					11	CAP	Cs32	6	7	9.2798p				
12	IND	Lp31	7	0	2.1525n	Res.3	1			12	IND	Lp32	7	0	1.9896n	Res.3	2		
13	CAP	Cp31	7	0	40.1590p	Res.3	1			13	CAP	Cp32	7	0	37.1190p	Res.3	2		
14	CAP	Cst1	6	8	5.3762p					14	CAP	Cst2	6	8	3.5628p				
15	CAP	Cpt1	8	0	1.3894p					15	CAP	Cpt2	8	0	606.8400f				
16	CAP	Cs41	8	9	44.8070p					16	CAP	Cs42	8	9	41.7170p				
17	IND	Lp41	9	10	2.1614n	Res.4	1			17	IND	Lp42	9	10	2.0124n	Res.4	2		
18	CAP	Cp41	9	10	40.3260p	Res.4	1			18	CAP	Cp42	9	10	37.5460p	Res.4	2		
19	CAP	Cpt1	10	0	2.2418p					19	CAP	Cpt2	10	0	2.9408p				
20	CAP	Cst1	10	11	6.9032p					20	CAP	Cst2	10	11	12.7430p				
21	CAP	Cs51	11	12	5.9064p					21	CAP	Cs52	11	12	5.4619p				
22	IND	Lp51	12	0	2.2160n					22	IND	Lp52	12	0	2.0493n	Res.5	2		
23	CAP	Cp51	12	0	41.3450p	Res.5	1			23	CAP	Cp52	12	0	38.2330p	Res.5	2		
24	CAP	Cst1	11	13	3.1591p	Res.5	1			24	CAP	Cst2	11	13	2.5739p				
25	CAP	Cpt1	13	0	25.1370p					25	CAP	Cpt2	13	0	19.8270p				
26	CAP	Csb1	13	14	62.2100p	Res.6	1			26	CAP	Csb2	13	14	61.7810p	Res.6	2		
27	IND	Lsb1	14	15	5.0750n	Res.6	1			27	IND	Lsb2	14	15	5.0400n	Res.6	2		
Extrémité B commune R=50.00*mb ²										Extrémité B commune R=50.00*mb ²									
Impédance caractéristique des résonateurs 11.5										Impédance caractéristique des résonateurs 11.5									

**(Les résonateurs 2,3,4,5 sont des $\lambda/2$ C.O. le résonateur 1 est un $\lambda/4$ C.C et le résonateur 6 est un $\lambda/4$ C.O.):

5 **Tableau 23 : Eléments d'adaptation [calcul pour $F_{moy} = (515 \cdot 555)^{1/2}$ MHz et $mb^2 = 0.120$]**

Schéma alternatif 1 $L_{sb_{adapt}} = 1.779 \text{ nH}$ $C_{pb_{adapt}} = 49.08 \text{ pF}$
Schéma alternatif 2 $C_{sb_{adapt}} = 49.806 \text{ pF}$ $L_{pb_{adapt}} = 1.8055 \text{ nH}$

10 Voici quelques variantes du procédé de réalisation de filtres de branchement.

La première variante consiste à remplacer, lorsque cela est nécessaire, l'adaptation à bande étroite par une technique d'adaptation à plus large bande mettant en jeu des techniques connues qui conduisent à utiliser des quadripôles plus complexes que ceux à deux éléments employés ci-dessus (il est assez courant que les filtres de branchement opèrent sur une très large bande de fréquence). Un autre intérêt de l'adaptation à large bande est de permettre de mieux prendre en compte la partie réactive de l'impédance d'entrée au point commun et aussi d'apporter un complément de filtrage hors des bandes passantes des filtres constituant le branchement. On peut utiliser dans ce but des structures passe-haut, passe-bas ou passe-bande.

Une deuxième variante utile dans le cas de filtres de branchement complexes consiste à procéder aux différentes opérations dans un ordre différent. Cette variante est basée, d'une part, sur le fait que la phase d'optimisation des réponses des filtres de branchement permet, pratiquement sans altérer les réponses, de modifier, même notablement, les résistances de terminaison. Elle est, d'autre part, fondée sur l'existence, pour les filtres obtenus par transformation, de plusieurs infinités de solution (grâce aux paramètres libres) dans lesquels tous les résonateurs diélectriques remplaçant des circuits LC des résonateurs à trois éléments ont le même schéma équivalent (si l'on a fait le choix que ceux des bras horizontaux fonctionnent à une résonance parallèle et ceux des bras

verticaux à une résonance série, leur schéma équivalent est fixé par la valeur de l'impédance caractéristique et la conservation des pôles d'affaiblissement).

Cette variante consiste donc (pour le cas de résonateurs diélectriques mais il est possible de transposer pour les cas où l'on souhaiterait utiliser un petit nombre d'inductances ou des résonateurs piézo-électriques) à transformer directement les schémas des filtres pris seuls en introduisant des éléments d'adaptation (en ne recherchant pas à minimiser le nombre de composants par recombinaison), puis à réaliser l'optimisation de la réponse du branchement en laissant fixes les résonateurs mentionnés plus haut et en fixant des bornes aux valeurs des inductances des résonateurs d'extrémités (pour pouvoir faire apparaître des résonateurs diélectriques d'une impédance caractéristique convenable). Dans ce cas, il est possible de ne pas introduire beaucoup d'éléments supplémentaires et de ne pas avoir d'éléments sélectifs entre l'accès et le point commun aux différents filtres, ce qui est essentiel quand le branchement comporte un filtre passe-haut, des passe-bandes et un passe-bas.

Naturellement, il est possible d'avoir des solutions empruntant à la fois à l'exemple simple donné et aux variantes indiquées ci-dessus ou même à d'autres procédés connus.

L'application du procédé conforme à l'invention pour le cas des filtres de branchement présente un intérêt particulier dans le contexte actuel.

On observe que le procédé selon l'invention rend possible la réalisation de filtres de branchement mettant en œuvre des résonateurs diélectriques de même impédance caractéristique et ayant les réponses les plus générales permises par les différentes topologies de filtre zigzag.

Plus généralement, compte tenu de l'intérêt actuel de trouver des solutions économiques, peu encombrantes (miniaturisation) et performantes à la question du filtrage d'antenne dans les terminaux de radiocommunication qui tendent à devenir multi-standards et multi-bandes [par exemple GSM 900 MHz + GSM 1800 MHz + IMT2000 2 GHz + IMT2000 2,5 GHz + Satellite], ce procédé prend un intérêt particulier pour la réalisation de filtres de branchement plus généraux permettant de connecter peu d'antennes éventuellement multi-bandes respectivement vers les étages de réceptions et d'émission (voir exemple sur la figure 46).

La figure 46 schématise trois antennes. La première antenne est reliée par l'intermédiaire d'un filtre de branchement « bande 1r » à l'entrée d'un convertisseur/amplificateur LNA, lequel est relié à un étage récepteur, par l'intermédiaire d'un réseau comprenant en parallèle trois filtres, dénommés « bande 1r », « bande 2r » et « bande 3r ». La deuxième antenne est reliée d'une part à l'entrée de LNA, par l'intermédiaire d'un filtre de branchement « bande 2r », d'autre part à la sortie d'un convertisseur/amplificateur PA, par l'intermédiaire d'un filtre de branchement « bande 2e ». L'élément PA a son entrée reliée à un étage émetteur par l'intermédiaire d'un réseau comprenant en parallèle deux filtres de branchement « bande 2e », « bande 3e ». La troisième antenne est reliée d'une part à l'entrée de LNA, par l'intermédiaire d'un filtre de branchement « bande 3r », d'autre part à la sortie de PA, par l'intermédiaire d'un filtre de branchement « bande 3e ».

Ce procédé permet aussi la réalisation de filtres de branchement à l'aide de résonateurs piézoélectriques à ondes de volume ou de surface et/ou de résonateurs diélectriques. Il apparaît que l'usage maximum de la première de ces technologies (résonateurs piézoélectriques) est la plus prometteuse pour obtenir à la fois des gains de performances et d'encombrement grâce à la dimension "naturelle" de ces résonateurs et aussi grâce aux possibilités d'intégration sur un même substrat de fonctions complexes (plusieurs filtres constituant tout ou partie d'un filtre de branchement).

Le procédé permet également la réalisation de filtres à plusieurs bandes passantes disjointes ou non (connexions de filtres par les deux extrémités) par exemple en utilisant des résonateurs à ondes de surface d'un seul type (par bande passante) ce qui peut conduire à des solutions intégrables peu encombrantes et peu coûteuses pour les filtrages inter-étage dans les terminaux multi-bandes. Le cas particulier des bandes passantes contiguës ou se recouvrant peut être dans les cas des technologies à ondes de surfaces ou à couches minces piézoélectriques, un des moyens permettant la réalisation de filtres acceptant davantage de puissance tout en conservant des performances élevées, un encombrement très réduit et un coût faible. Ce moyen peut être combiné à des solutions déjà connues (utilisation de structures à fort parallélisme) pour augmenter davantage la puissance admissible par ces filtres.

Un autre exemple indiquant les fonctions qui pourraient être réalisées en mettant en œuvre ces concepts dans un terminal mobile ou dans une station de base multi-fréquence et multi-standard est donné sur la figure 47.

- 5 Dans cet exemple on a choisi des structures simples pour les filtres de branchement qui seraient compatibles avec l'intégration, monolithique sur semi-conducteur de la totalité de la partie radio-fréquence (UHF) d'un terminal mobile ou d'une station de base dans le cas de l'emploi de filtres mettant en jeu des couches minces piézoélectriques.
- 10 On a schématisé sur la figure 47 une antenne bi-bande reliée à un étage récepteur par l'intermédiaire d'un circuit comprenant deux branches en parallèles, l'une comportant en série un filtre de branchement « bande 1r », un convertisseur/amplificateur LNA1 et un filtre de branchement formant duplexeur « bande 1r », l'autre comportant en série un filtre de
- 15 branchement « bande 2r », un convertisseur/amplificateur LNA2 et un filtre de branchement formant duplexeur « bande 2r ». Par ailleurs l'antenne est reliée à un étage émetteur par l'intermédiaire d'un circuit comprenant deux branches en parallèles, l'une comportant en série un filtre de branchement formant duplexeur « bande 1e », un convertisseur/amplificateur PA1 et un
- 20 filtre de branchement formant multiplexeur « bande 1e », l'autre comportant en série un filtre de branchement « bande 2e », un convertisseur/amplificateur PA2 et un filtre de branchement formant duplexeur « bande 2e ». Les différents moyens ainsi décrits constituent un sous ensemble UHF intégrable.
- 25 Le procédé conforme à la présente invention peut notamment être mis en œuvre sur des filtres à résonateurs à cristaux à ondes de volume ou de surface ou à couche mince piézoélectrique, ou à résonateurs piézo-électriques employant des matériaux non cristallins, pour faire en sorte que les rapports des éléments C parallèles/C série du schéma équivalent des
- 30 résonateurs restent dans une plage donnée ou prennent une valeur donnée, et que les inductances de ces résonateurs prennent une valeur donnée adaptée à la réalisation économique, aisée et performante de ces résonateurs.

- 35 La présente invention peut également être mise en œuvre pour la conception de filtres accordables dont on désire limiter la variation des capacités de couplage entre résonateurs tout en conservant une bande

passante de valeur approximativement constante(en MHz et non pas en valeur relative en %).

On observera que la topologie des filtres transformés conformes à la présente invention se caractérise en particulier par la présence
5 systématique d'un T ou d'un II de capacités entre les résonateurs.

Il convient également de noter que après la transformation conforme à la présente invention décrite précédemment, on peut changer la topologie du circuit obtenu, par des transformations supplémentaires simples et qui peuvent présenter un réel intérêt dans certains cas de filtres à inductances
10 et capacités. Par exemple on peut transformer des II et respectivement des T de capacités qui apparaissent entre les circuits résonants en des T et respectivement des II de capacités. L'avantage de ces transformations est de modifier les valeurs des capacités dans un sens favorable.

Cette transformation de sous circuits comportant des T ou des II
15 respectivement en des II ou des T est schématisée sur la figure 48.

Sur la figure 48a on a référencé C_a la capacité d'une première branche verticale, C_b la capacité d'une branche horizontale, et C_c la capacité d'une deuxième branche verticale d'un II. Sur la figure 48b on a référencé C_1 et C_2 les deux capacités de la branche horizontale et C_3 la
20 capacité de la branche verticale d'un T.

La transformation est obtenue avec :

$$C_1 = (C_a C_b + C_b C_c + C_a C_c) / C_a$$

$$C_2 = (C_a C_b + C_b C_c + C_a C_c) / C_b$$

$$C_3 = (C_a C_b + C_b C_c + C_a C_c) / C_c \text{ et}$$

$$25 \quad C_a = C_1 C_2 / (C_1 + C_2 + C_3)$$

$$C_b = C_1 C_3 / (C_1 + C_2 + C_3)$$

$$C_c = C_2 C_3 / (C_1 + C_2 + C_3)$$

Le procédé de transformation décrit précédemment, conforme à la présente invention, a le maximum d'intérêt dans les cas où les dipôles
30 constituant les bras du filtre en échelle prototype sont des résonateurs ne comportant au plus qu'une inductance (dont on peut transformer la valeur pour obtenir une valeur voulue). Ainsi de préférence la présente invention s'applique aux filtres prototypes dont les bras ne comportent qu'un élément (une capacité, sauf aux extrémités), ou ne comportent qu'un résonateur à
35 deux ou trois éléments et à une seule inductance. Bien entendu il est également possible de se ramener à ces cas par des transformations

préalables. Il est effectivement possible d'obtenir des schémas prototypes comportant des dipôles irréductibles (résonateurs multimodes) à 3, 4 ou plus d'éléments comportant plus d'une inductance (par exemple pour des prototypes obtenus pas des transformations passe-bas passe-bande). Il est

5 cependant généralement possible de se ramener, par des transformations considérant plusieurs bras consécutifs du filtre, à une structure ne comportant que des bras constitués d'une capacité ou de résonateurs à une seule inductance (transformations de Saal et Ulbricht, de Colin, etc ...).

Par ailleurs le même type de transformation que celui décrit
10 précédemment est possible en divisant les inductances. L'emploi de deux types de transformation permet alors des généralisations intéressantes.

Dans le descriptif qui précède, les capacités sont divisées en trois parties pour éliminer les transformateurs internes (voire en deux parties dans certains cas pour les extrémités) par transformation de Norton (telle
15 que schématisée notamment sur les figures 7a et 7b). Cependant la présente invention n'est pas limitée à ces transformations particulières. On a schématisé sur les figures 49 et 50 des transformations équivalentes susceptibles d'être utilisées dans le cadre de la présente invention. Dans le cas où ces transformations font apparaître des capacités négatives, il
20 convient de recombinaison celles-ci avec des capacités positives voisines.

La figure 49 schématise la transformation d'un circuit comprenant une impédance Z en parallèle sur l'entrée d'un transformateur de rapport $1/n$ en un circuit en T comprenant dans sa branche horizontale une première impédance $(1-n)Z$ et une deuxième impédance $n(n-1)Z$ et dans sa
25 branche verticale une impédance nZ .

La figure 50 schématise la transformation d'un circuit comprenant une impédance Z en série sur l'entrée d'un transformateur de rapport $n/1$ en un circuit en II comprenant dans sa première branche verticale une impédance $Z / (1-n)$, dans sa branche horizontale une impédance Z / n et
30 dans sa deuxième branche verticale une impédance $Z / n (n-1)$.

Bien entendu la présente invention n'est pas limitée aux modes de réalisation particuliers qui viennent d'être décrits, mais s'étend à toutes variantes conformes à son esprit.

La présente invention s'applique en particulier à la conception de
35 composants pour les radiocommunications mobiles et par satellite dans la gamme de fréquence 0,5-3 GHz (filtres et multiplexeurs mettant en œuvre

des résonateurs à ondes de surfaces ou des résonateurs diélectriques notamment) et la transmission sur câble. Elle permet entre autres de trouver de nouvelles solutions pour le filtrage dans les terminaux devant être multi-bandes ou multi-standards.

5

BIBLIOGRAPHIE

Classification, propriétés et synthèse des filtres.

10 [1] J.K. Skwirzynski. On the Synthesis of filters IEEE Trans. Circuit Theory vol. CT-18 p152-16 3 janvier 1971.

[2] R. Saal, E.Ulbrich. On the design of filters by synthesis. IRE Trans. on circuit theory CT-5 pp 284-317, Décembre 1958.

15

[3] A.I. Zverev. Handbook of filter synthesis. Wiley New York 1967

[4] P. Amstutz. Elliptic approximation and elliptic filter design on small computers. IEEE Trans. on Circuits and Systems vol. CAS25 pp.1001-1011
20 1978

[5] M. Hasler, J.Neyrinck. Filtres Electriques. Traité d'électricité volume XIX. Presses Universitaires Romandes. Lausanne 1982.

25 [6] P.Bildstein. Synthèse des filtres LC. Doc.E3120-3, Techniques de l'ingénieur. Traité d'Electronique vol. E3, 21p

Filtres mettant en jeu des inverseurs d'impédance.

30 [7] P.Amstutz. Filtres à bandes étroites. Câble et Transmission ; vol. 2 pp. 88-97, 1967.

[8] R.J.Cameron. Fast generation of chebyshev filter prototypes with asymetrically-prescribed transmission zeros. ESA Journal vol. 6, pp. 83-95,
35 1982.

[9] R.J.Cameron. General prototype Network Synthesis method for microwave filters. ESA Journal vol. 6, pp. 196-206, 1982.

5 [10] G.Macchiarella. An original approach to the design of bandpass cavity filters with multiple couplings. IEEE Trans MTT, vol. 45 n° 2, pp 179-187, February 1997.

10 Résonateurs diélectriques, en particulier résonateurs TEM ou quasi TEM, ainsi que filtres les employant pour des applications au cellulaire :

[11] D. Kajfez, P. Guillon. Dielectric resonators. Artech House, Londres, 1986.

15 [12] C. Veyres : Circuits pour Hyperfréquence (Documents E620.3, E621.1, E622.1, E623.1, E624.1, E625.1 ; Techniques de l'ingénieur, Traité d'électronique : Vol. E1.

20 [13] Jeong-Soo Lim, Dong Chui Park. A modified Chebyshev Bandpass Filter with attenuation poles in the Stopband. IEEE Trans. MTT, vol. 45 n° 6, pp. 898-904, June 1997.

[14] T. Nishikawa. RF front end circuit components...Telephones IEICE Transactions E 74 n° 6, pp. 156-162, June 1991.

25 [15] H. Matsumoto et al. Miniaturized duplexer. Telephone IEICE Transactions E 74 n° 5, pp. 1214-1220, May 1991.

30 Principe et propriétés des résonateurs à cristaux et des filtres utilisant des résonateurs à cristaux à ondes de volume ou de surface :

[16] D. Royer, E. Dieulesaint. Ondes Elastiques dans les Solides ; tomes 1 & 2, Masson, Paris, 1999.

[17] E.A. Gerber, A. Ballato, Precision frequency Control, volume 1, chapitre 5, Piezoelectric and Electromechanical filters. Academic Press, New York, 1985.

5 [18] R.G. Kinsman. Crystal Filters John Wiley, NewYork, 1987

[19] J. Détaint. Optimization of AT berlinite and quartz thickness shear resonators for VHF filter applications. Proc. 1991 IEEE Int. Frequency Control Symposium, pp.166-180.

10

[20] M. Feldmann, J. Henaff. Dispositif de Traitement du Signal à Ondes de Surface, Masson, Paris, 1983.

[21] C.C.W. Ruppel, R. Dill, A. Fisherauer, G. Fisherauer et al. SAW devices for consumer communication applications. IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectrics & Frequency Control V. 40 n° 5, pp. 438-450, 1993.

15

[22] C.K. Campbell. Surface Acoustic Wave for Mobile and Wireless Communications. Academic Press, Boston, 1998.

20

Théorie des circuits et transformations des schémas.

[23] M. Feldmann. Théorie des réseaux et des systèmes linéaires. Eyrolles, Paris, 1981.

25

[24] A. B. Williams, F.J. Taylor. Electronic Filter Design Handbook. Mac Graw Hill, N.Y., 1992

[25] S. Stephanescu. Filtres Electriques. Masson, Paris, 1972.

30

[26] J.E. Colin. Transformation des quadripoles permettant l'introduction de cristaux piézo-électriques dans les filtres passe-bande en échelle. Câble et Transmission v. 21 n° 2 (1967) (nombreux autres articles de cet auteur sur les transformations de circuits)

35

Filtres de branchement.

- [27] G. Szentirmai (editor). Computer aided filter design. IEEE press 1973. (recueil d'articles de base sur différentes questions de ce thème dont plusieurs de J.W. Bandler)
- 5 [28] J.W. Bandler, S. Daijavad, Q.J. Zhang, "Exact simulation and sensitivity analysis of multiplexing network". IEEE Trans. Microwave Theory., vol. MMT-34, pp. 93-102, 1986.
- 10 [29] M.K. Chahine. Conception de multiplexeur hyperfréquence pour charge utile de satellite de télécommunication. Thèse Université Paris VI soutenue le 5/12/1994.

REVENDEICATIONS

1. Procédé d'optimisation des éléments d'un filtre passe-bande à
5 bande étroite ou intermédiaire dont on a déterminé le prototype LC, caractérisé par le fait qu'il comprend les étapes consistant à :
- i) décomposer en plusieurs capacités parallèles ou série des résonateurs à X éléments,
 - ii) insérer des paires de transformateurs entre le premier élément
10 séparé et le reste du résonateur,
 - iii) déplacer des transformateurs pour modifier les niveaux d'impédance des résonateurs, et
 - iv) absorber des transformateurs résiduels par transformation.
2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé par le fait que l'étape
15 i) de décomposition consiste à décomposer en deux capacités parallèles ou série des résonateurs à X éléments.
3. Procédé selon la revendication 1, caractérisé par le fait que l'étape
i) de décomposition consiste à décomposer en trois capacités parallèles ou série des résonateurs à X éléments.
- 20 4. Procédé selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisé par le fait que l'étape i) de décomposition s'applique à des résonateurs à deux éléments.
5. Procédé selon la revendication 4, caractérisé par le fait que l'étape
i) de décomposition consiste à remplacer un circuit parallèle comprenant
25 une inductance L_p en parallèle d'une capacité C_p , par un circuit comprenant une inductance L_p en parallèle de trois capacités C_{pu} , C_{pv} et C_{pw} .
6. Procédé selon la revendication 4, caractérisé par le fait que l'étape
i) de décomposition consiste à remplacer un circuit série comprenant une
30 inductance L_s en série d'une capacité C_s par un circuit comprenant une inductance L_s en série de trois capacités C_{su} , C_{sv} et C_{sw} .
7. Procédé selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisé par le fait que l'étape i) de décomposition s'applique à des résonateurs à trois éléments.
- 35 8. Procédé selon la revendication 7, caractérisé par le fait que l'étape i) de décomposition consiste à remplacer un circuit comprenant une

capacité C_s en série d'un résonateur formé d'une inductance M_p en parallèle d'une capacité C_p , par un circuit comprenant deux capacités C_{su} , C_{sv} en série en amont d'un résonateur formé d'une inductance M_p en parallèle d'une capacité C_p et une troisième capacité C_{sw} en série en aval de ce résonateur.

9. Procédé selon la revendication 7, caractérisé par le fait que l'étape i) de décomposition consiste à remplacer un circuit comprenant une capacité C_p en parallèle d'un résonateur formé d'une inductance L_s en série d'une capacité C_s , par un circuit comprenant trois capacités C_{pu} , C_{pv} et C_{pw} en parallèle d'un résonateur formé d'une inductance L_s en série d'une capacité C_s .

10. Procédé selon l'une des revendications 1 à 9, caractérisé par le fait que l'étape ii) d'insertion de transformateurs consiste à insérer des paires de transformateurs de rapports $1/m_i$ et $m_i/1$.

11. Procédé selon l'une des revendications 1 à 10, caractérisé par le fait que l'étape iii) de déplacement de transformateurs consiste à faire apparaître des transformateurs de rapports $m_1/m_2 : 1$, $m_2/m_3 : 1$, puis $m_3/m_4 : 1$, etc ...

12. Procédé selon l'une des revendications 1 à 11, caractérisé par le fait que l'étape iv) d'élimination de transformateurs, consiste à remplacer un transformateur et deux capacités, par deux autres capacités.

13. Procédé selon la revendication 12, caractérisé par le fait que l'étape iv) d'élimination de transformateurs consiste à remplacer un circuit comprenant une capacité parallèle amont C_p et un transformateur aval parallèle, reliés par une capacité série C_s sur le brin de tête, par un circuit comprenant une capacité amont série C_{st} et une capacité aval parallèle C_{pt} .

14. Procédé selon la revendication 12, caractérisé par le fait que l'étape iv) d'élimination de transformateurs consiste à remplacer un circuit comprenant une capacité série amont C_s et une capacité aval C_p en parallèle d'un transformateur aval parallèle, par un circuit comprenant une capacité amont parallèle C_{pt} et une capacité aval série C_{st} .

15. Procédé selon l'une des revendications 1 à 14, caractérisé par le fait que l'étape iv) d'élimination de transformateurs consiste en outre à éliminer des transformateurs d'extrémité.

16. Procédé selon la revendication 15, caractérisé par le fait que l'étape iv) d'élimination de transformateurs d'extrémité consiste à remplacer un transformateur d'extrémité par deux impédances de signes opposés.

17. Procédé selon l'une des revendications 15 ou 16, caractérisé par le fait que à l'occasion de l'élimination d'un transformateur d'extrémité, l'un des composants d'extrémité est absorbé par la transformation ou remplacé par un composant de même nature et de valeur différente.

18. Procédé selon l'une des revendications 15 à 17, caractérisé par le fait que l'étape iv) d'élimination des transformateurs d'extrémité consiste à réaliser une adaptation à l'aide de deux impédances Z_1 et Z_2 de signes contraires définies par :

$$Z_1 = \pm j\sqrt{Z_0(Z^* - Z_0)} \quad \text{et} \quad Z_2 = \mp jZ^* \sqrt{\frac{Z_0}{Z^* - Z_0}}$$

relations dans lesquelles :

. Z_0 est l'impédance de terminaison recherchée et
 . Z^* est l'impédance de terminaison après déplacement des transformateurs aux extrémités.

19. Procédé selon l'une des revendications 15 à 17, caractérisé par le fait que l'étape iv) d'élimination des transformateurs d'extrémité consiste à réaliser une adaptation à l'aide de deux impédances Z_1 et Z_2 de signes contraires définies par :

$$Z_1 = \pm j\sqrt{Z^*(Z_0 - Z^*)} \quad \text{et} \quad Z_2 = \mp jZ_0 \sqrt{\frac{Z^*}{Z_0 - Z^*}}$$

relations dans lesquelles :

. Z_0 est l'impédance de terminaison recherchée et
 . Z^* est l'impédance de terminaison après déplacement des transformateurs aux extrémités.

20. Procédé selon l'une des revendications 18 ou 19, caractérisé par le fait que l'une des impédances (Z_1) est une capacité, tandis que l'autre impédance (Z_2) est une capacité négative.

21. Procédé selon l'une des revendications 18 ou 19, caractérisé par le fait que l'une des impédances (Z_1) est une capacité, tandis que l'autre impédance (Z_2) est une inductance parallèle.

22. Procédé selon l'une des revendications 1 à 21, caractérisé par le fait qu'il met en œuvre un processus d'optimisation en deux étapes :

- . une première étape qui consiste, en choisissant certains paramètres auxiliaires, tels que les rapports de capacités de résonateurs à trois éléments et une des capacités issues de la décomposition de celle du résonateur à deux éléments d'une extrémité, à déterminer, pour au moins une valeur choisie des inductances, le domaine d'existence de solution, et
- . une deuxième étape qui consiste, en limitant les variations des paramètres à ce domaine, et en partant d'une extrémité du filtre, à procéder à la résolution d'équations en choisissant dans une table de valeurs standards au moins une des capacités de translation d'impédance situées entre les résonateurs selon un algorithme faisant intervenir la valeur calculée au centre du domaine.

23. Procédé selon l'une des revendications 1 à 22, caractérisé par le fait que, pour la conception d'un multiplexeur à plusieurs filtres, pour les extrémités des filtres, on divise en deux parties les capacités des résonateurs série des bras rejoignant le point commun aux deux filtres et cette division est faite de telle façon que les rapports de transformation soient égaux.

24. Procédé selon l'une des revendications 1 à 23, caractérisé par le fait qu'il est mis en œuvre pour la conception de filtres à base de résonateurs à ondes de volume.

25. Procédé selon l'une des revendications 1 à 23, caractérisé par le fait qu'il est mis en œuvre pour la conception de filtres à base de résonateurs à ondes de surfaces.

26. Procédé selon l'une des revendications 1 à 25, caractérisé par le fait qu'il est mis en œuvre pour la conception de filtres à base de résonateurs à cristaux piézoélectriques, par exemple au tantalate de lithium, ou de couches minces piézoélectriques, par exemple d'oxyde de zinc.

27. Procédé selon l'une des revendications 1 à 26, caractérisé par le fait qu'il est mis en œuvre pour la conception d'un filtre passe-bande dont on rend toutes les inductances égales à une valeur fixée.

28. Procédé selon l'une des revendications 1 à 27, caractérisé par le fait qu'il est mis en œuvre pour la conception d'un filtre passe-bande à résonateurs diélectriques en mode TEM.

29. Procédé selon l'une des revendications 1 à 28, caractérisé par le fait qu'il est mis en œuvre avec au moins un résonateur en série, l'un des accès étant sur l'âme centrale du résonateur, l'autre accès du quadripôle étant sur la métallisation extérieure du résonateur.

5 30. Procédé selon l'une des revendications 1 à 29, caractérisé par le fait qu'il est mis en œuvre pour la conception d'un filtre dont au moins certaines capacités sont ramenées à des valeurs fixées, par exemple normalisées.

10 31. Procédé selon l'une des revendications 1 à 30, caractérisé par le fait qu'il est mis en œuvre pour la conception d'un filtre présentant des résonateurs diélectriques de même impédance caractéristique.

15 32. Procédé selon l'une des revendications 1 à 31, caractérisé par le fait qu'il est mis en œuvre pour la conception d'un filtre présentant des résonateurs piézo-électriques présentant au moins sensiblement le même rapport de capacités et des inductances au moins voisines.

20 33. Procédé selon l'une des revendications 1 à 32, caractérisé par le fait qu'il est mis pour la conception d'un filtre ou multiplexeur mixte employant à la fois des inductances et des résonateurs diélectriques et/ou des résonateurs piézo-électriques.

25 34. Procédé selon l'une des revendications 1 à 33, caractérisé par le fait qu'il est mis en œuvre pour la conception d'un filtre passe bande en échelle.

30 35. Procédé selon l'une des revendications 1 à 34, caractérisé par le fait qu'il est mis en œuvre pour la conception d'un filtre polynomial formé d'une succession de dipôles LC série dans les bras horizontaux et de LC parallèle dans les bras verticaux.

35 36. Procédé selon l'une des revendications 1 à 35, caractérisé par le fait qu'il est mis en œuvre sur des filtres à résonateurs piézoélectriques à cristaux à ondes de volume ou de surface, ou à résonateurs piézo-électriques employant des matériaux non cristallins, pour faire en sorte que les rapports des éléments C parallèles/C série du schéma équivalent des résonateurs restent dans une plage donnée ou prennent une valeur donnée, et que les inductances de ces résonateurs prennent une valeur donnée adaptée à la réalisation économique, aisée et performante de ces résonateurs.

37. Procédé selon l'une des revendications 1 à 36, caractérisé par le fait qu'il est mis en œuvre pour la réalisation de filtres de branchement constitués de filtres reliant n accès d'entrée vers p accès de sortie en ne laissant passer d'une entrée vers une sortie, qu'un nombre fini de bandes de fréquence.

38. Procédé selon l'une des revendications 1 à 37, caractérisé par le fait qu'il est mis en œuvre pour la conception de filtres accordables dont on désire limiter la variation des capacités de couplage entre résonateurs tout en conservant une bande passante de valeur approximativement constante.

39. Procédé selon l'une des revendications 1 à 38, caractérisé par le fait que l'optimisation porte sur un circuit constituant seulement une partie d'un filtre.

40. Procédé selon l'une des revendications 1 à 37, caractérisé par le fait qu'il comporte l'étape consistant à transformer un circuit en T en un circuit en Π .

41. Procédé selon l'une des revendications 1 à 37, caractérisé par le fait qu'il comporte l'étape consistant à transformer un circuit en Π en un circuit en T.

42. Filtre passe-bande obtenu par la mise en œuvre du procédé conforme à l'une des revendications 1 à 41.

43. Filtres conformes à la revendication 42, caractérisés par le fait qu'ils sont regroupés pour la réalisation de multiplexeurs passe-bande formés de plusieurs filtres reliant n accès d'entrée à p sorties et ne laissant passer d'une entrée vers une sortie qu'un nombre fini de bandes de fréquences.

44. Filtres selon la revendication 43, caractérisés par le fait qu'ils constituent un duplexeur à 2 voies vers une ou bien une voie vers 2.

1/19

FIG. 1

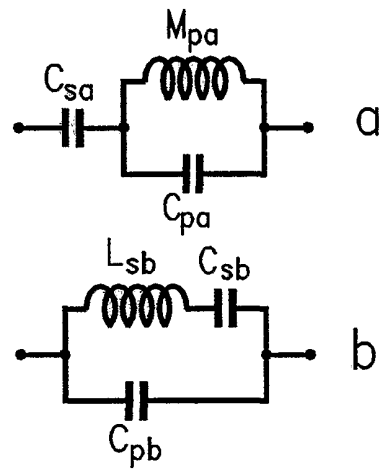
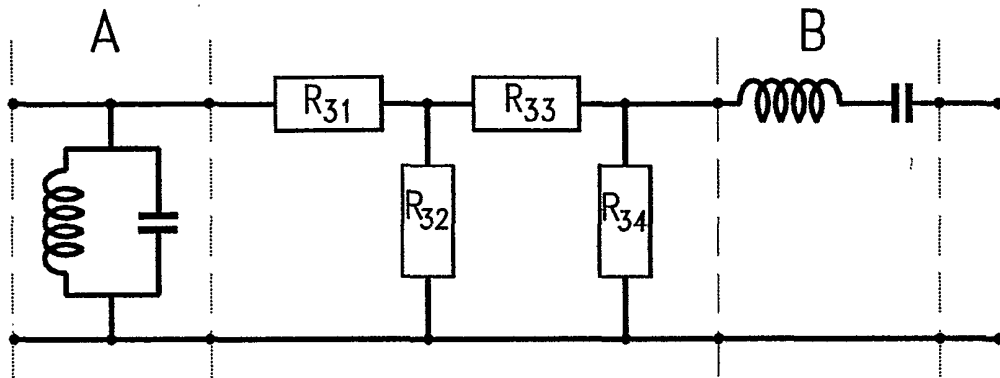


FIG. 2

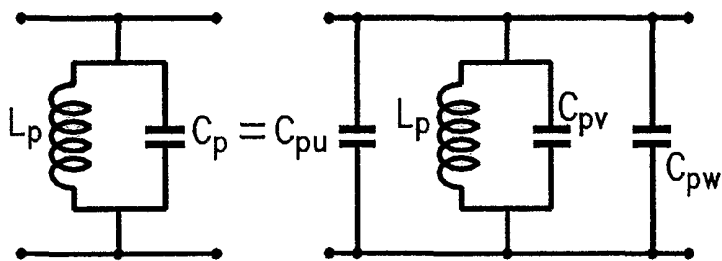


FIG. 3a

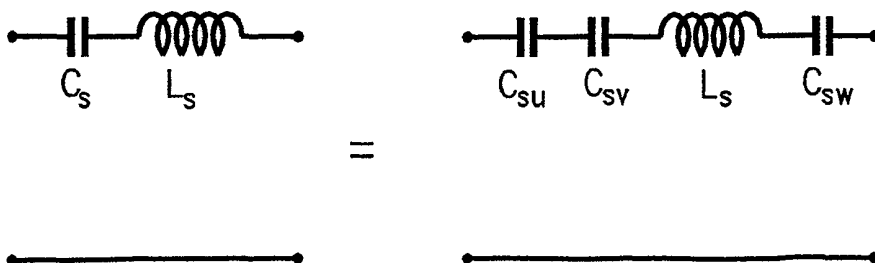


FIG. 3b

2/19

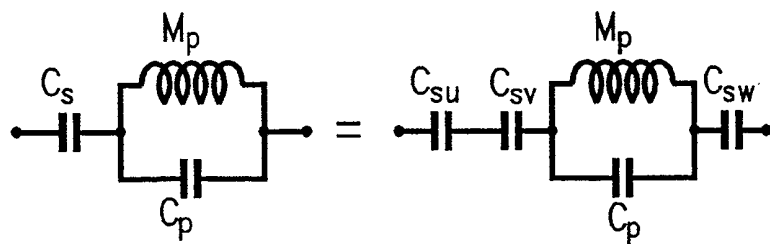


FIG. 4a

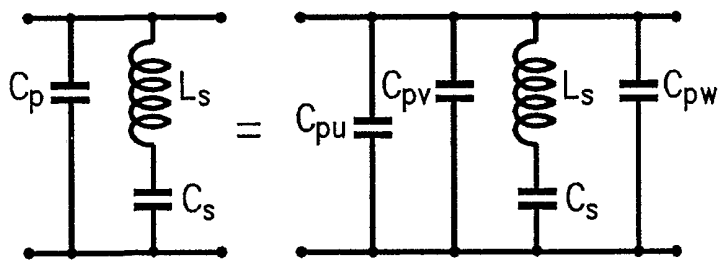


FIG. 4b

FIG. 5

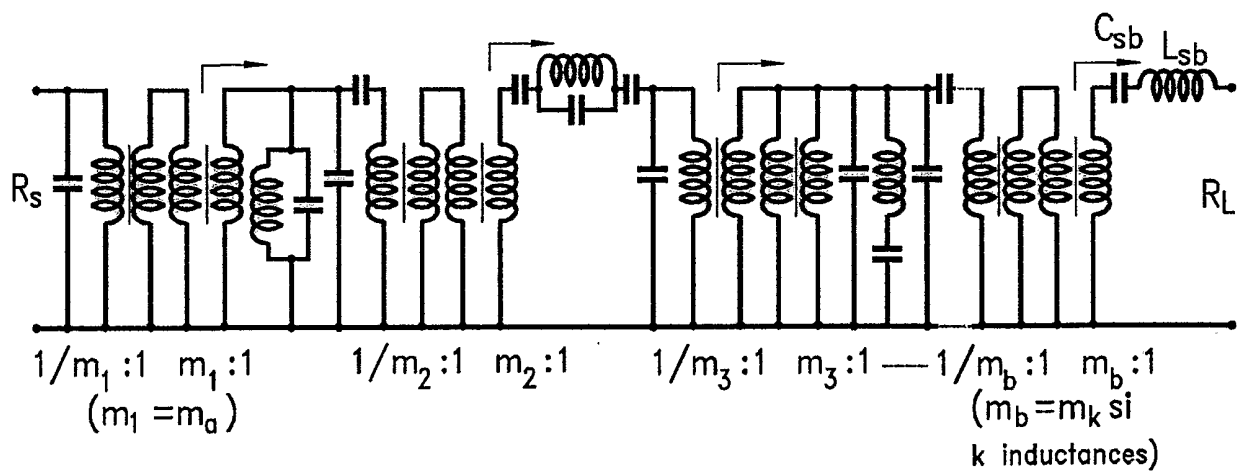
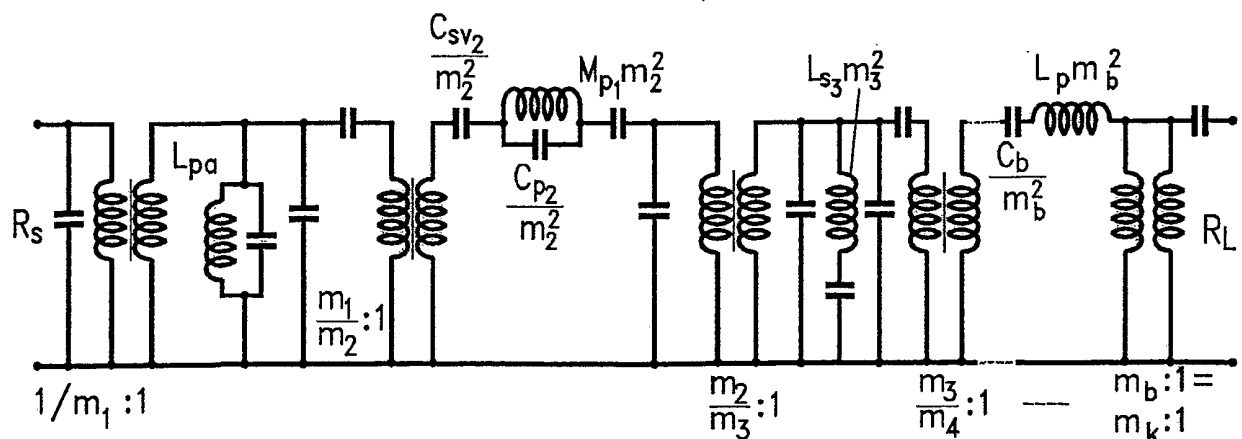


FIG. 6



3/19

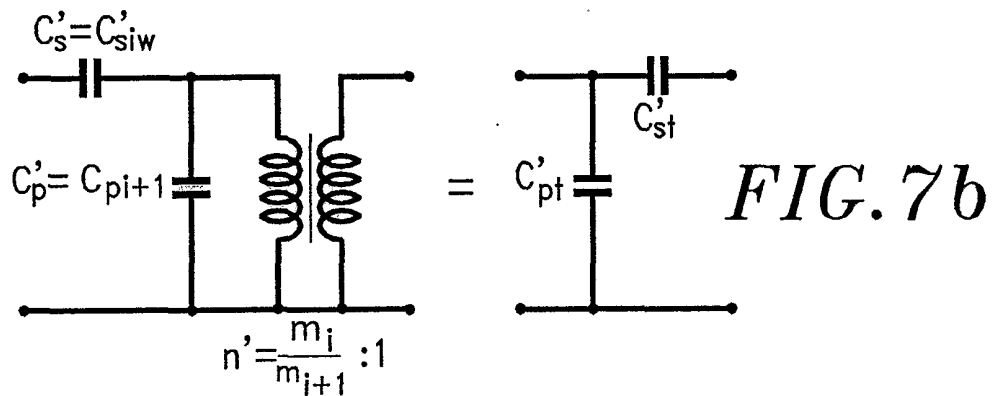
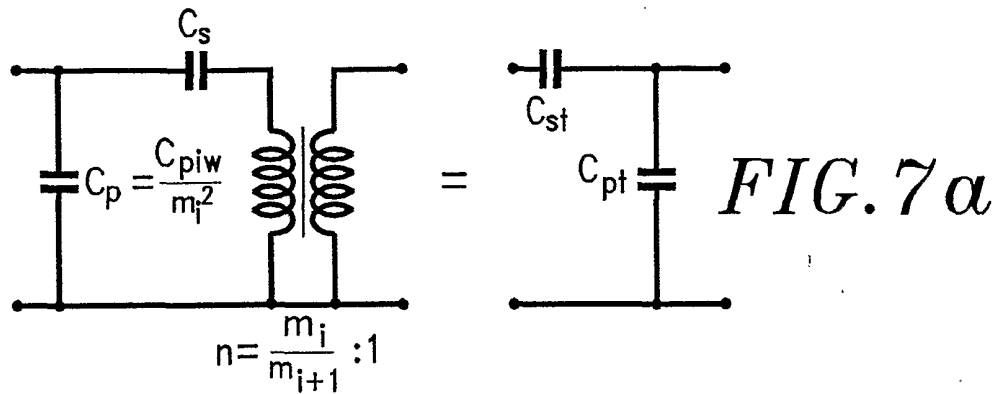


FIG. 8a

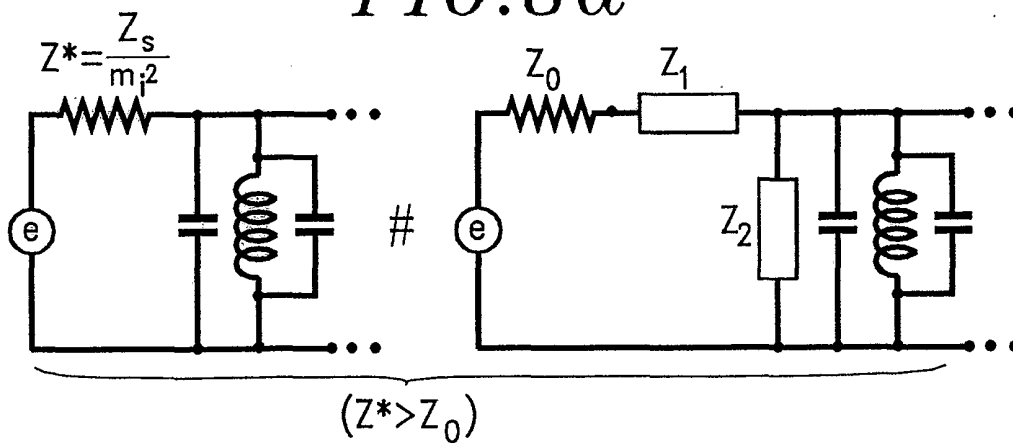
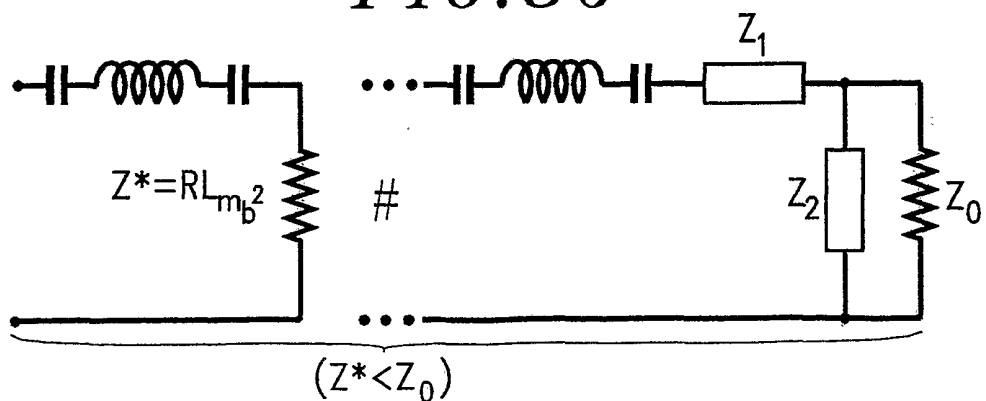


FIG. 8b



4/19

FIG. 9

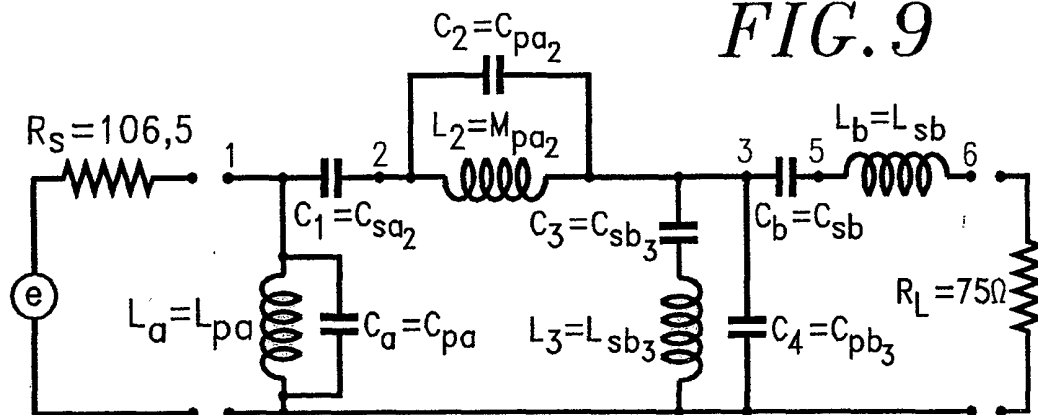


FIG. 10

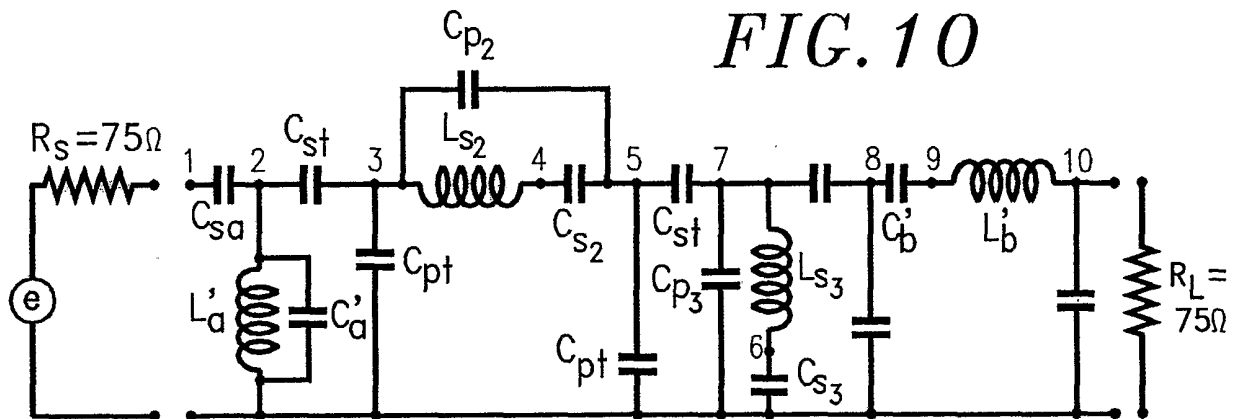
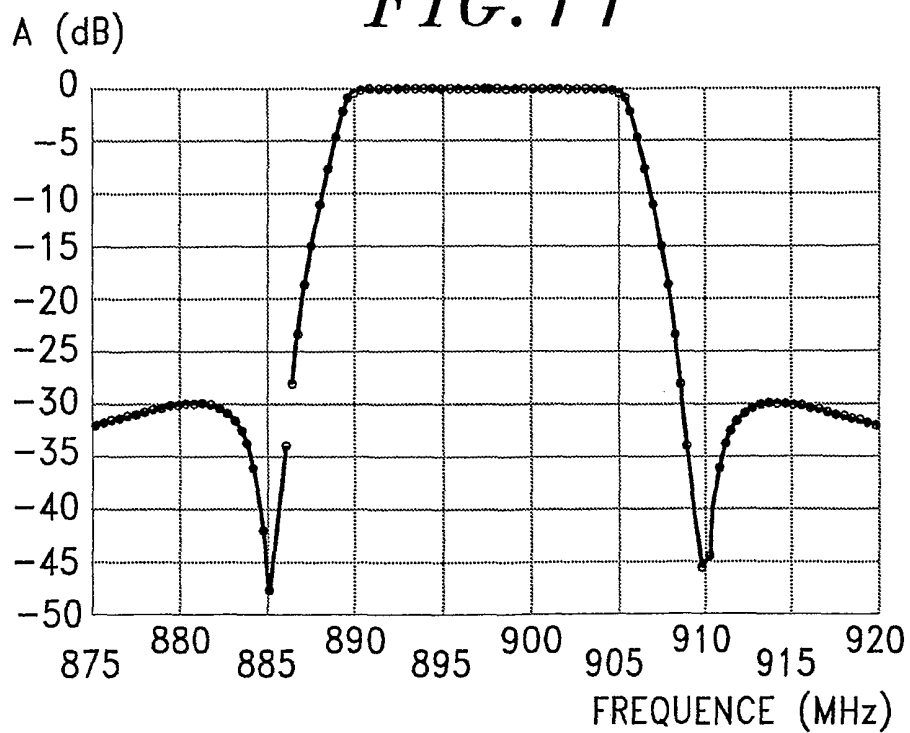


FIG. 11



5/19

FIG. 12

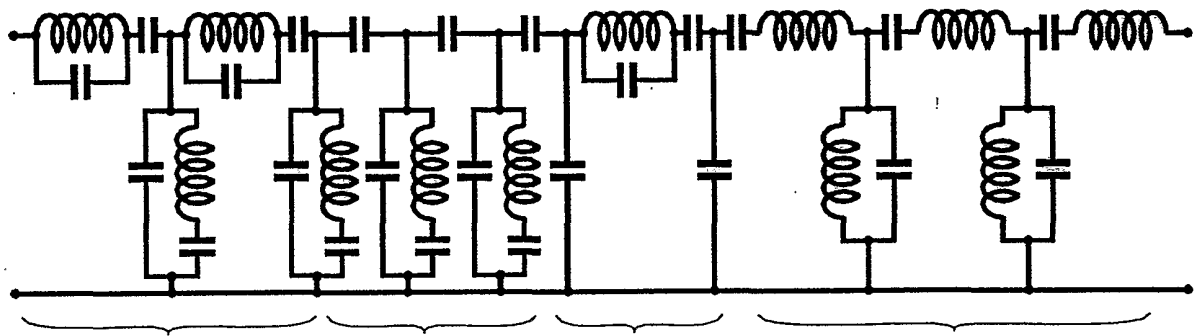


FIG. 13

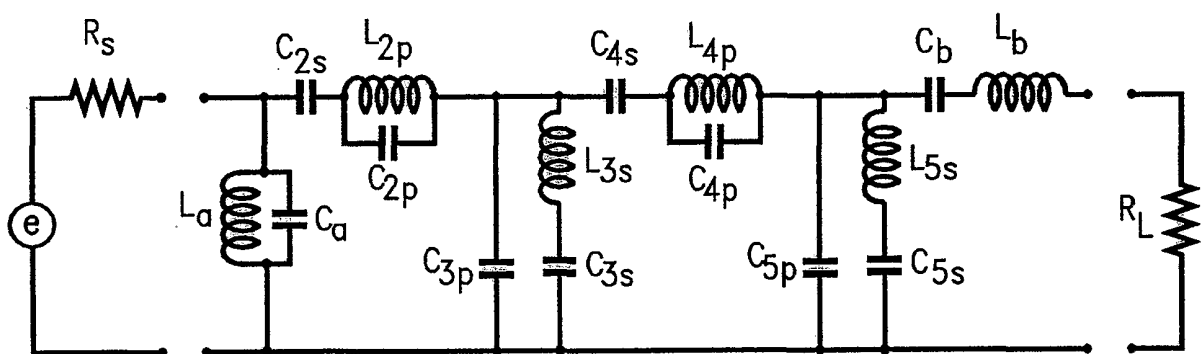
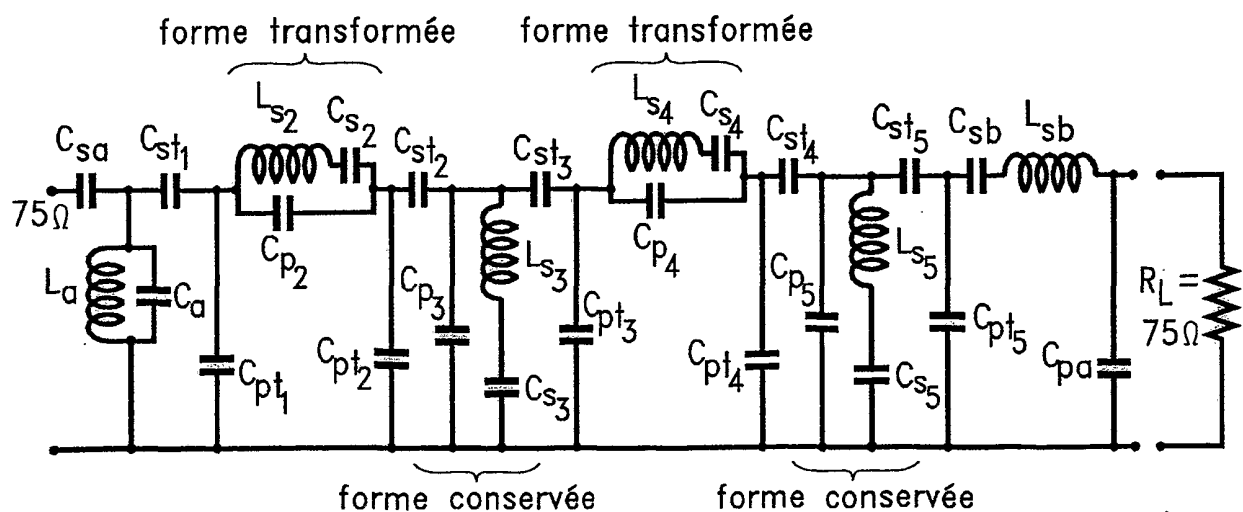
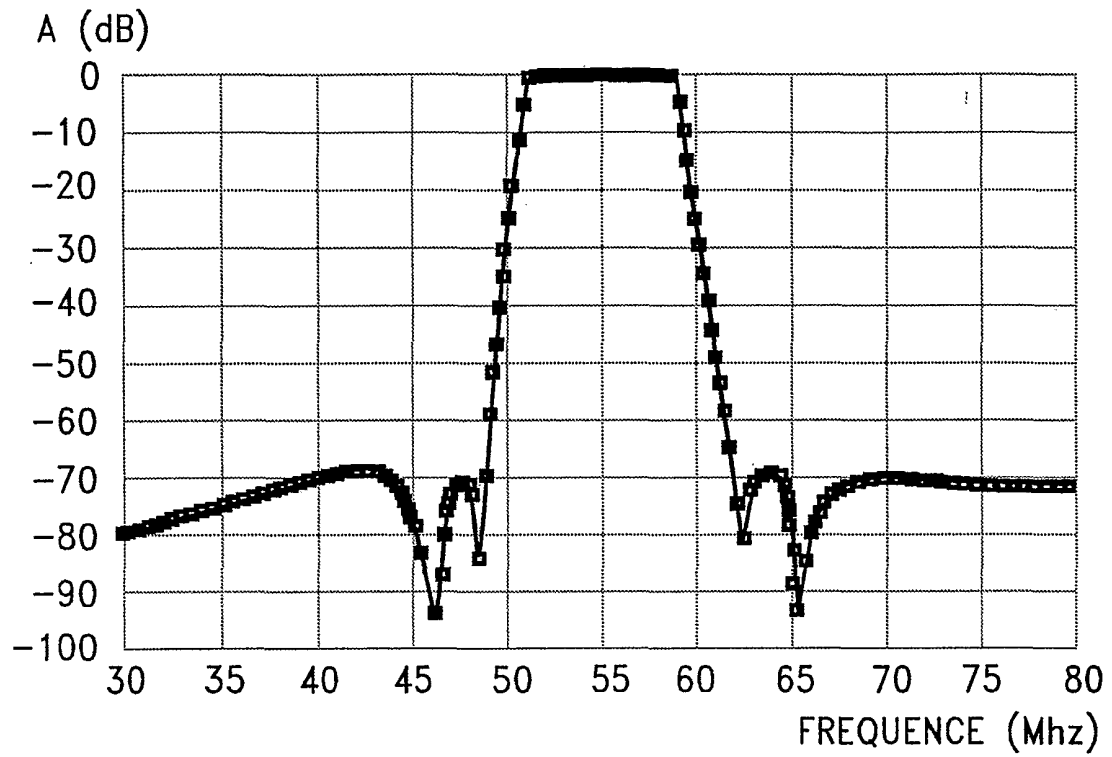
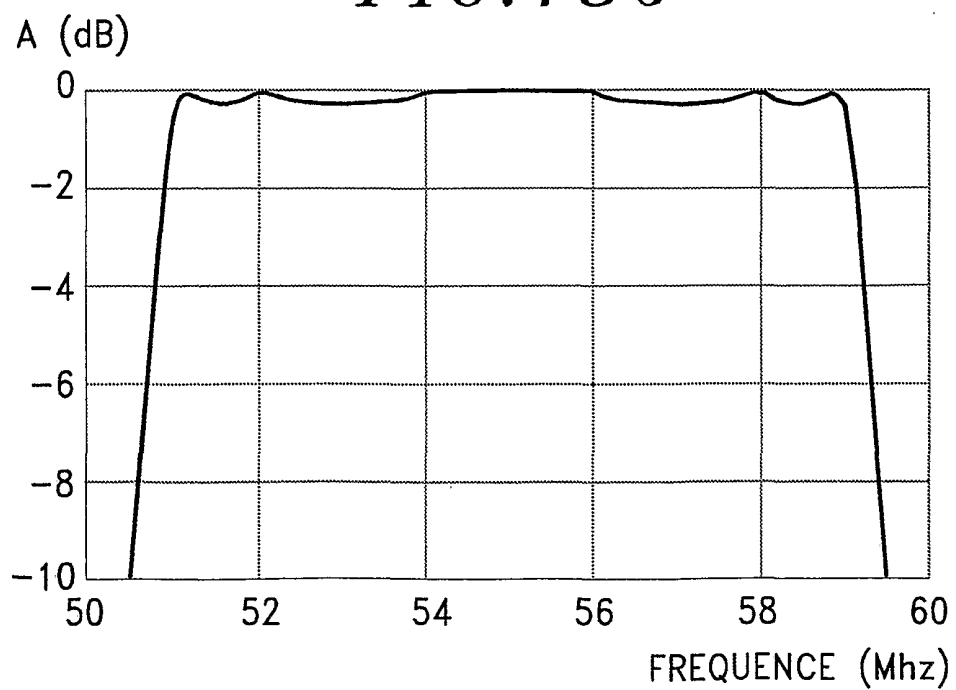


FIG. 14



7/19

FIG. 18a*FIG. 18b*

8/19

FIG. 19

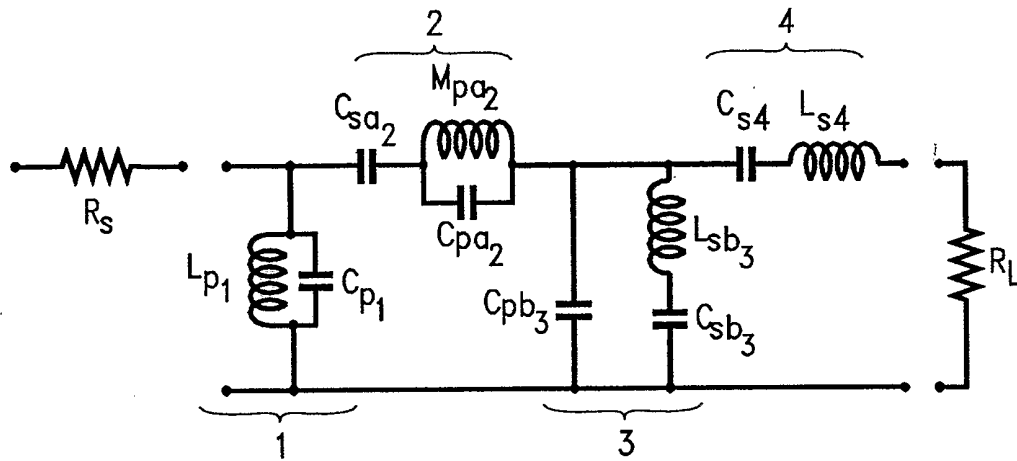


FIG. 20

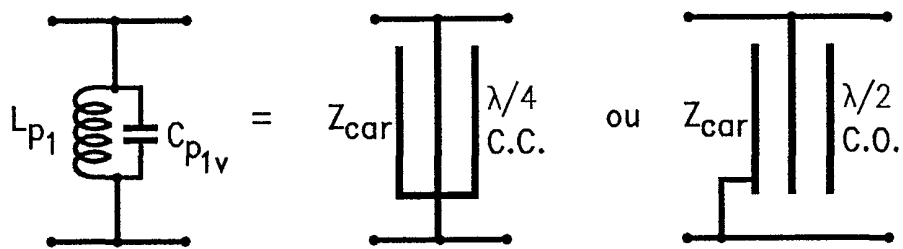


FIG. 21

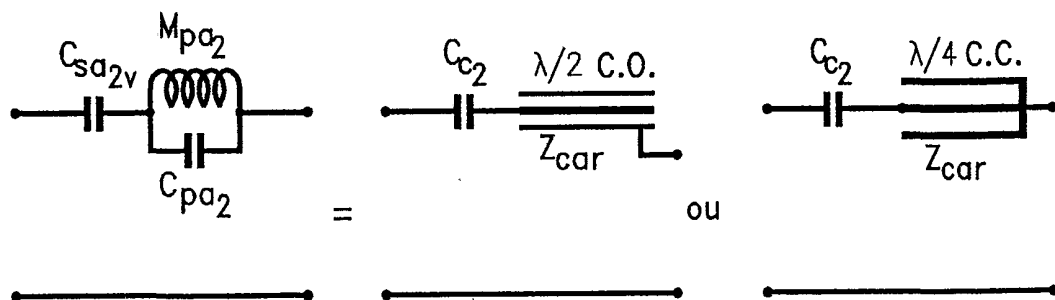
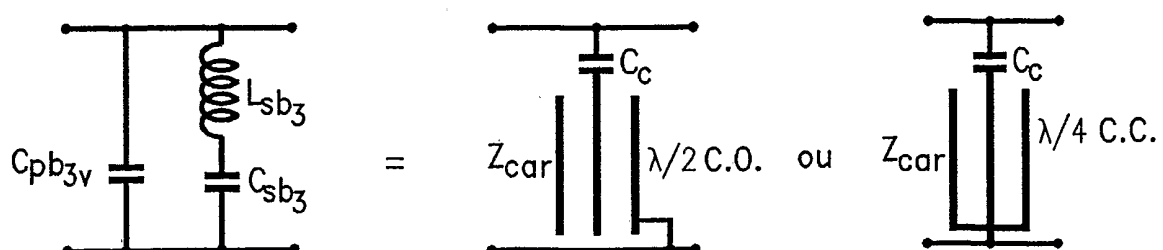


FIG. 22



9/19

FIG. 23

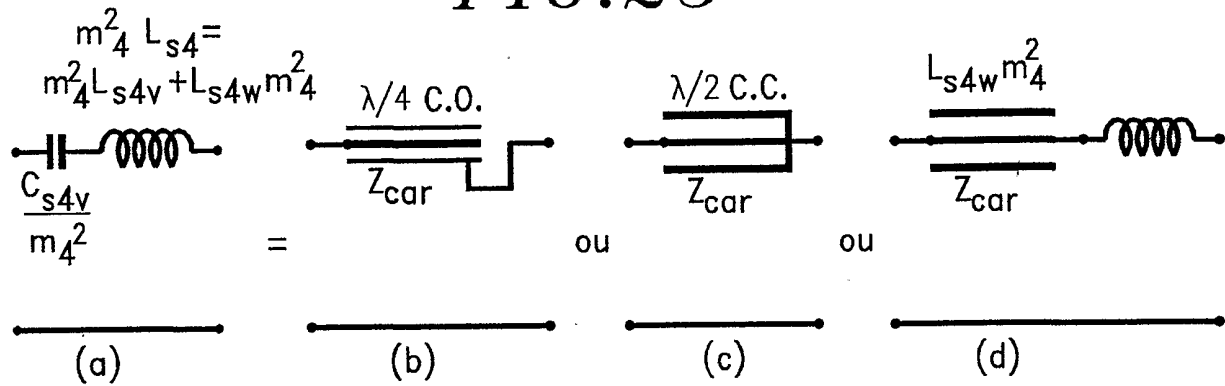


FIG. 24

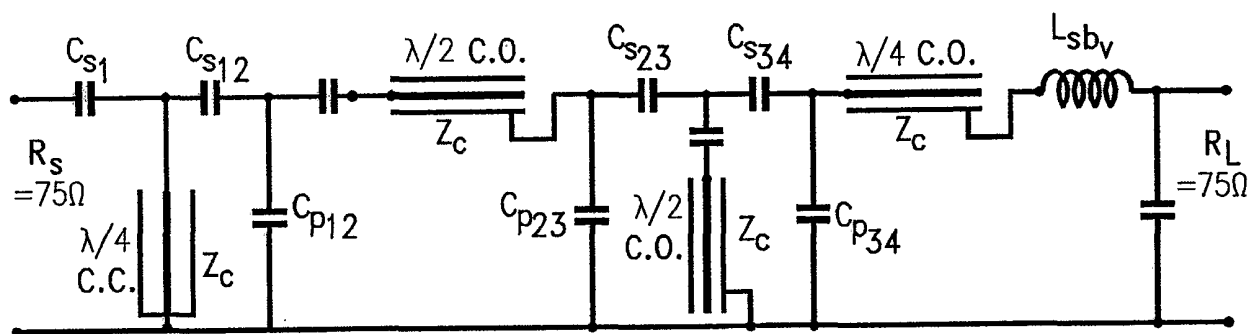
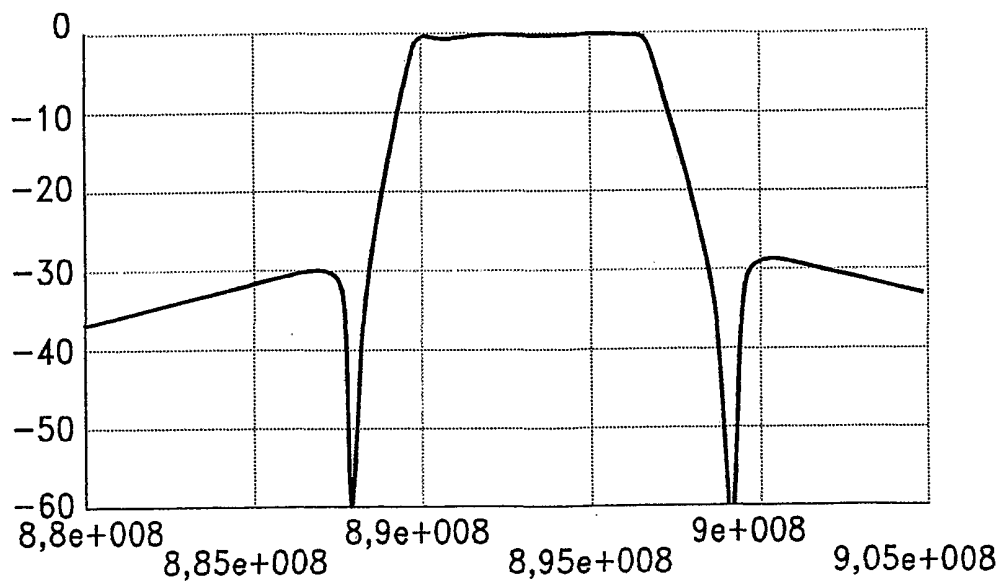


FIG. 25



10/19

FIG. 26

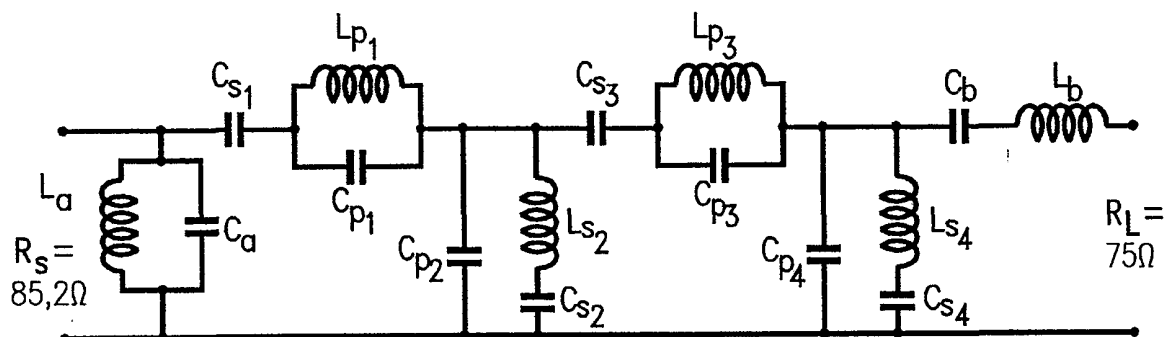


FIG. 27

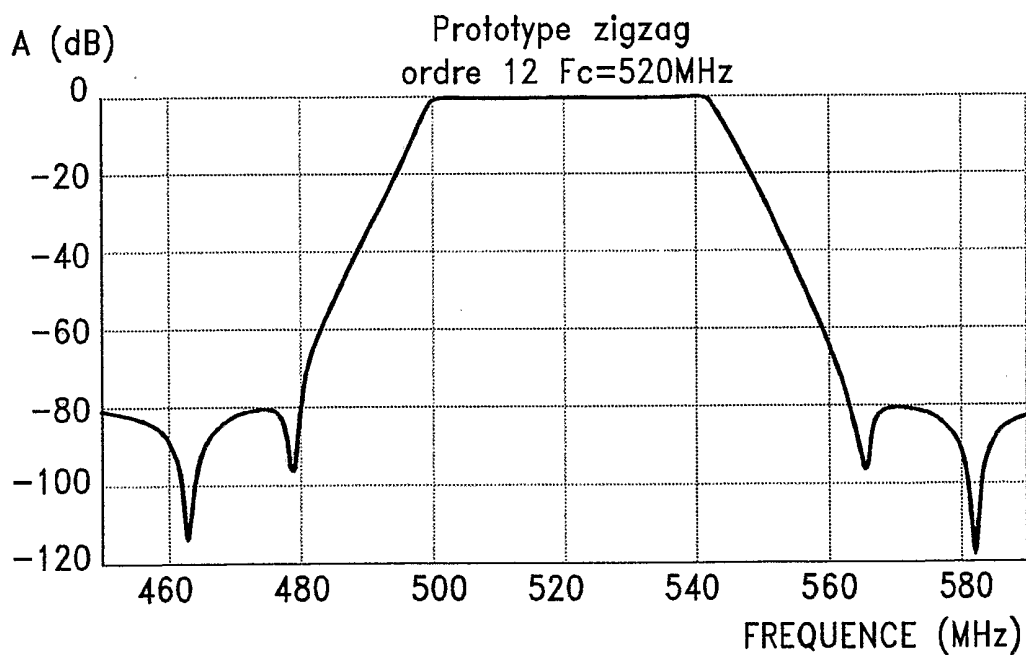
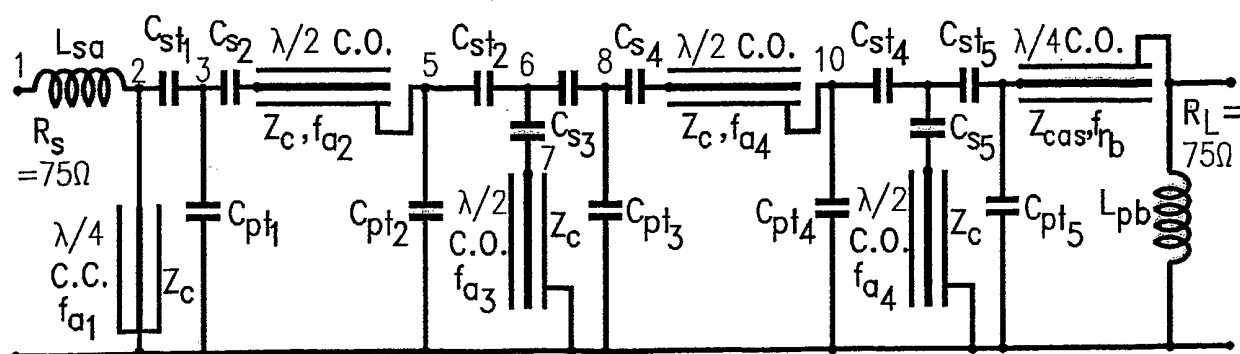


FIG. 28



11/19
FIG.29

Réponse du filtre transformé pour des résonateurs TEM $Z_c=11,5$ Ohm
(adaptation pour des inductances des deux cotés)

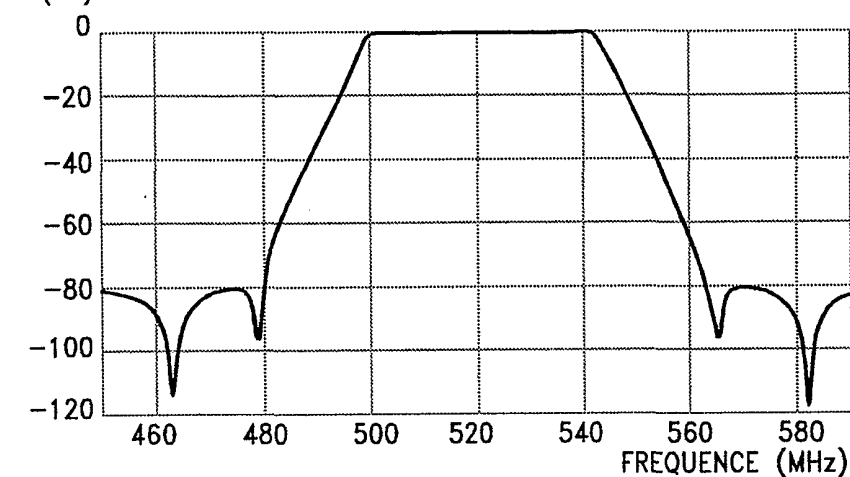


FIG.30a

A (dB) Filtre transformé (adaptation par deux capacités)

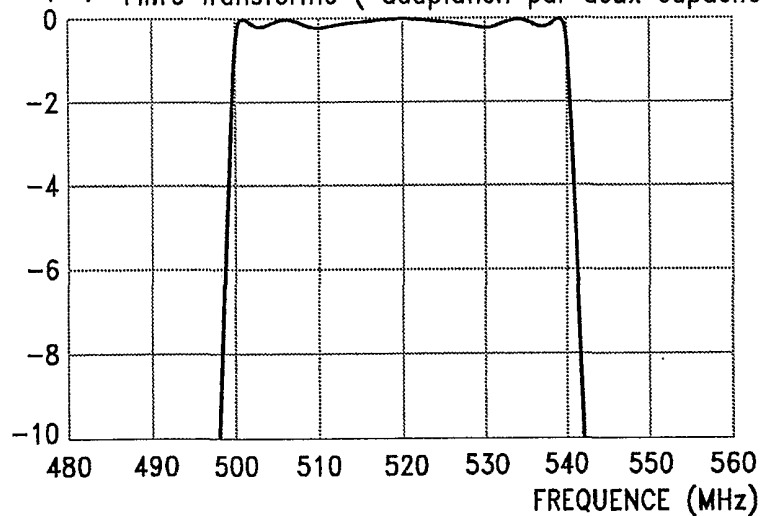
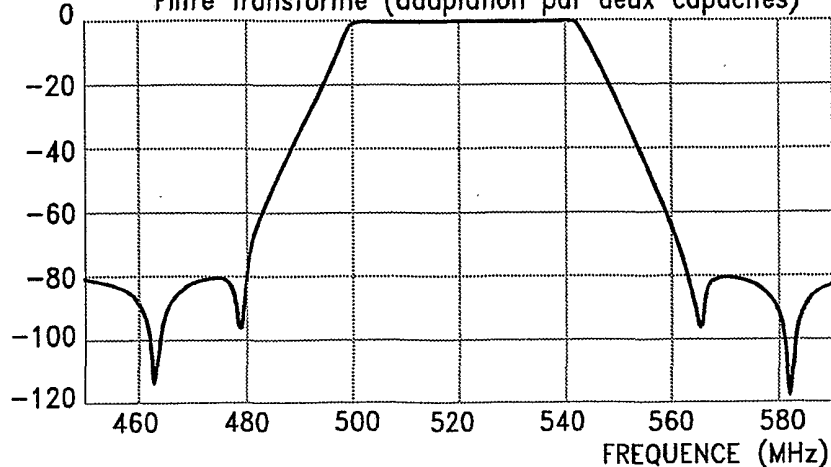


FIG.30b

A (dB) Filtre transformé (adaptation par deux capacités)



12/19

FIG. 31

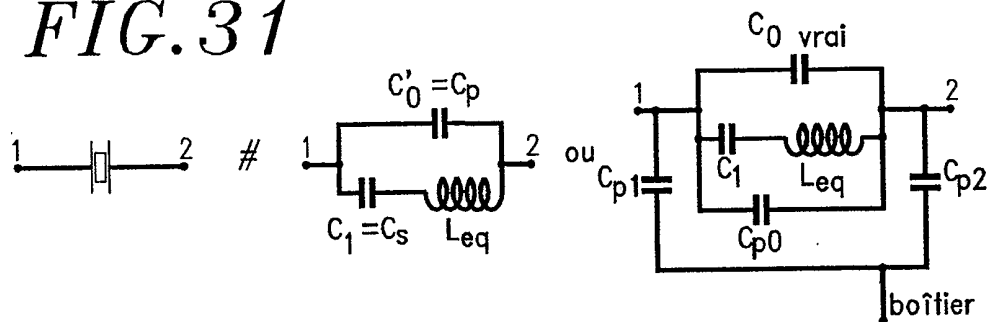


FIG. 32

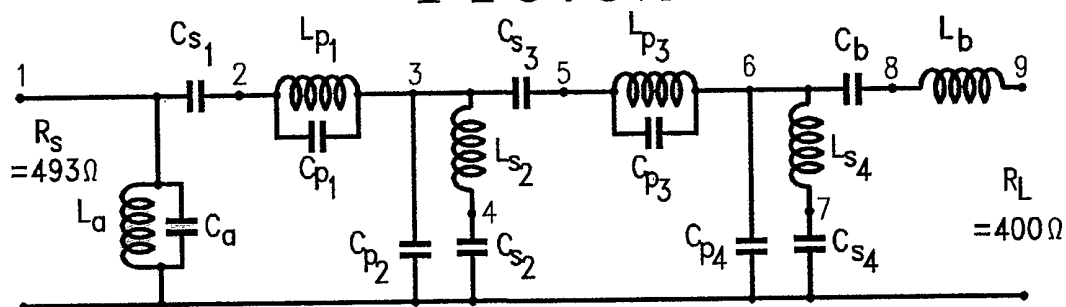
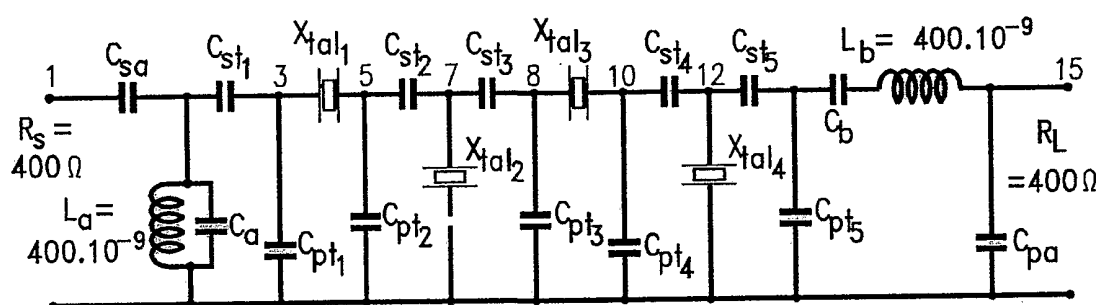


FIG. 33



Réponse du filtre à cristaux obtenu par transformation
(sans perte)

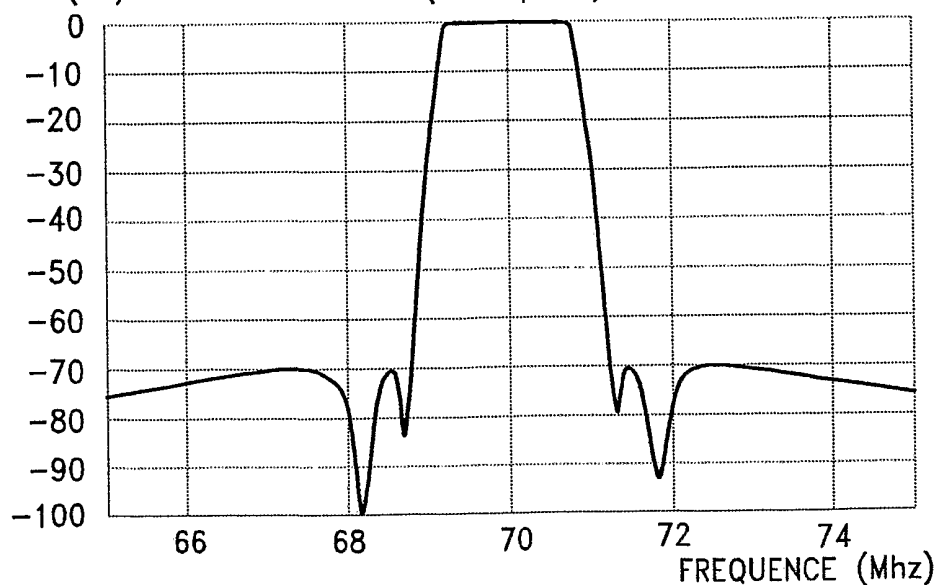
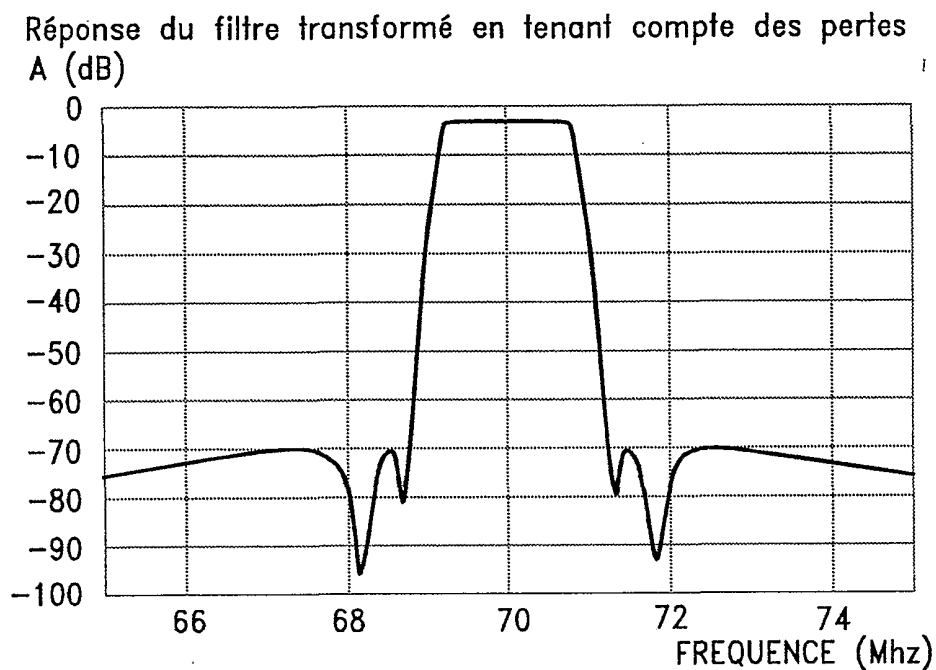
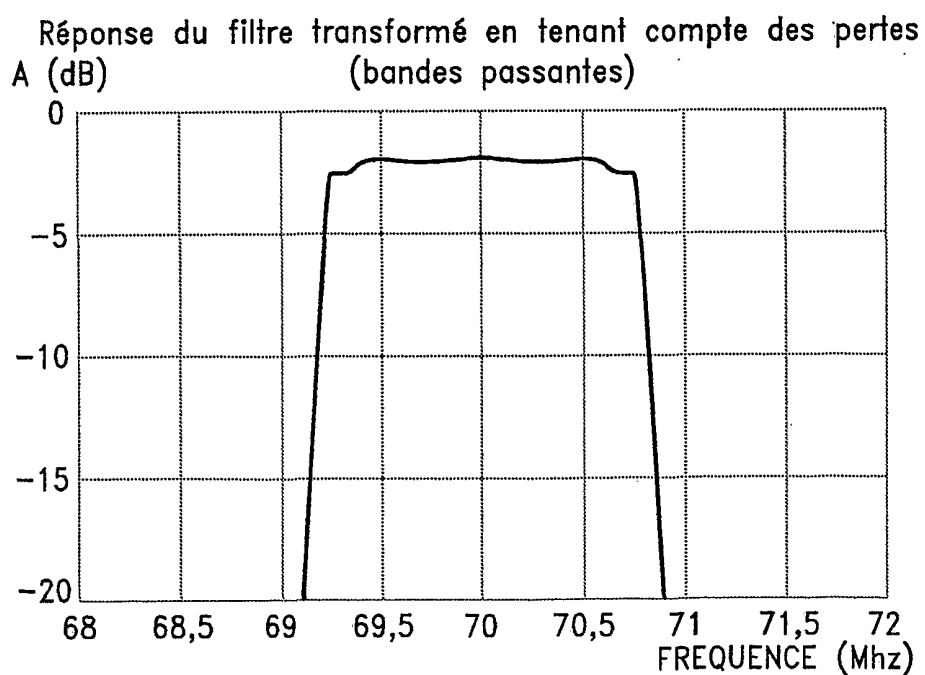


FIG. 34

13/19

FIG.35a*FIG.35b*

14/19

FIG. 36

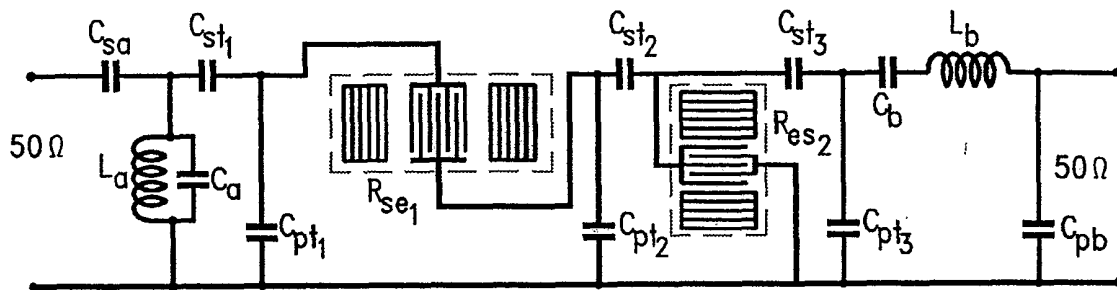


FIG. 37

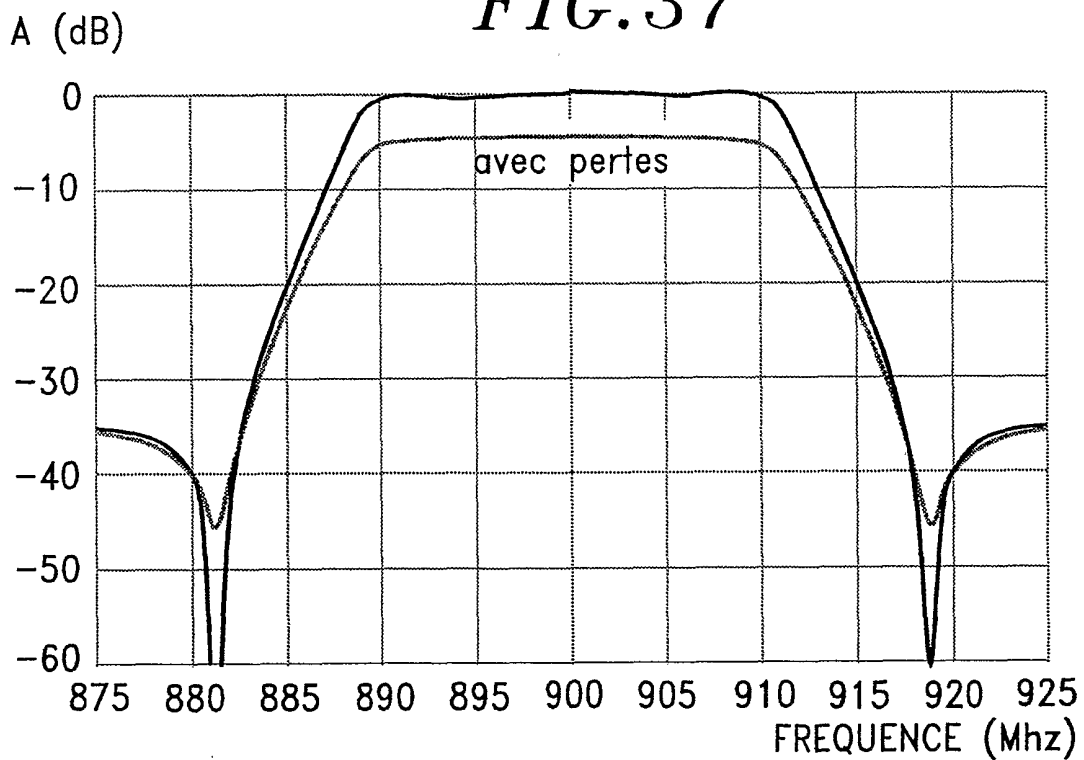


FIG. 38a

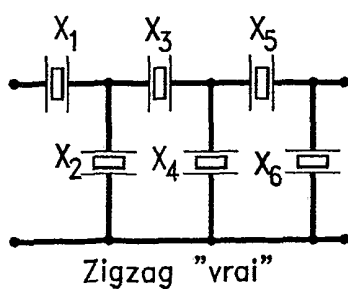


FIG. 38b

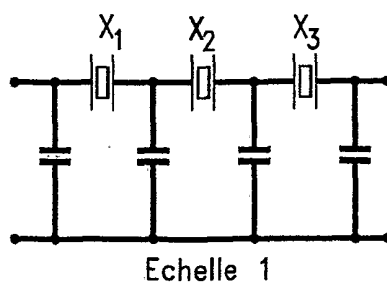
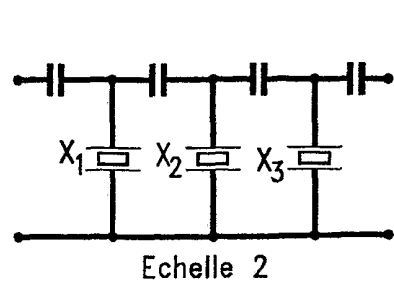
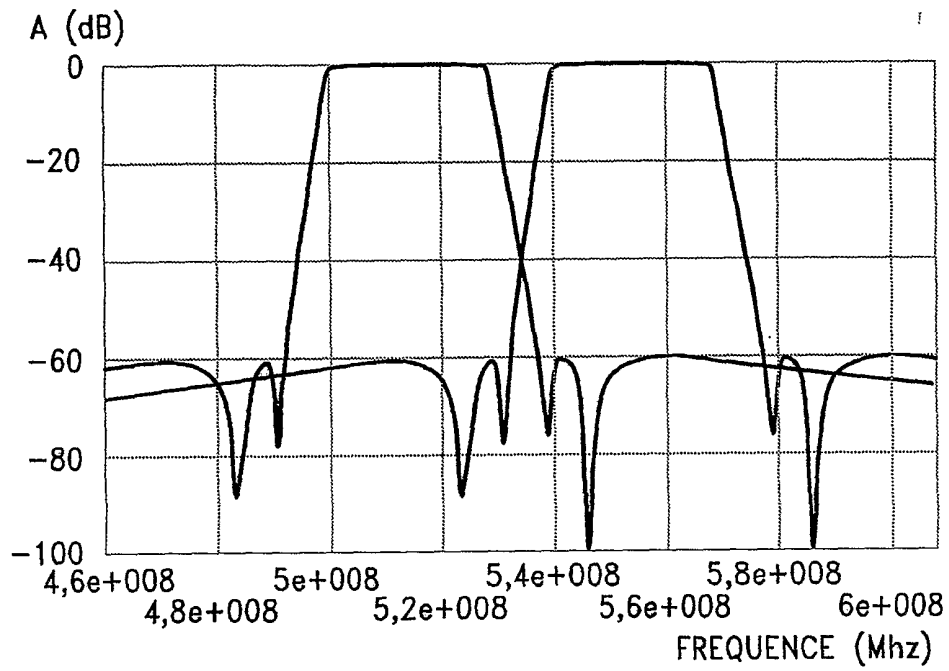
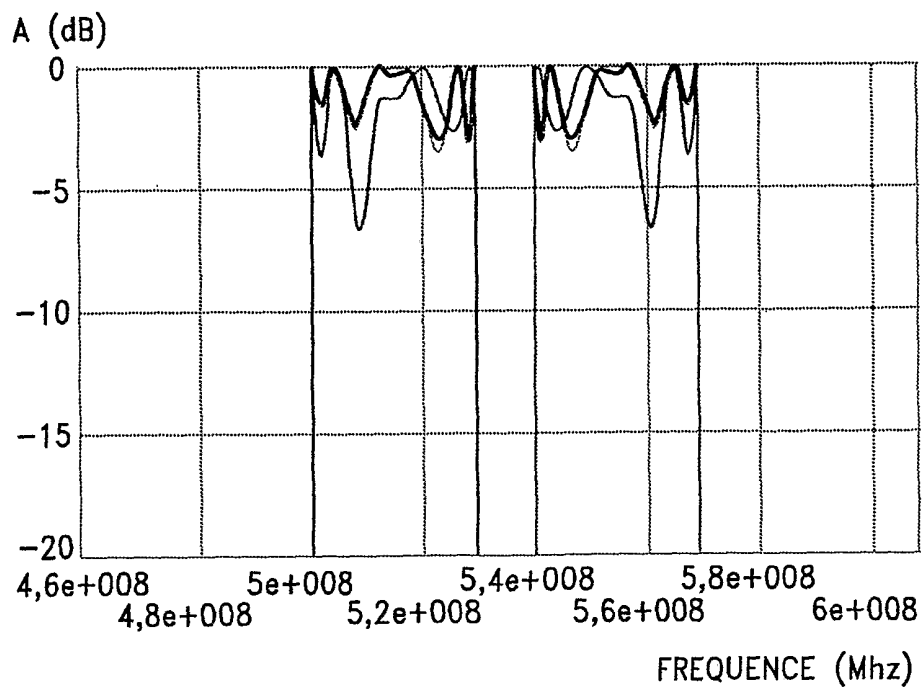


FIG. 38c



15/19

FIG. 39*FIG. 40*

16/19

FIG. 41

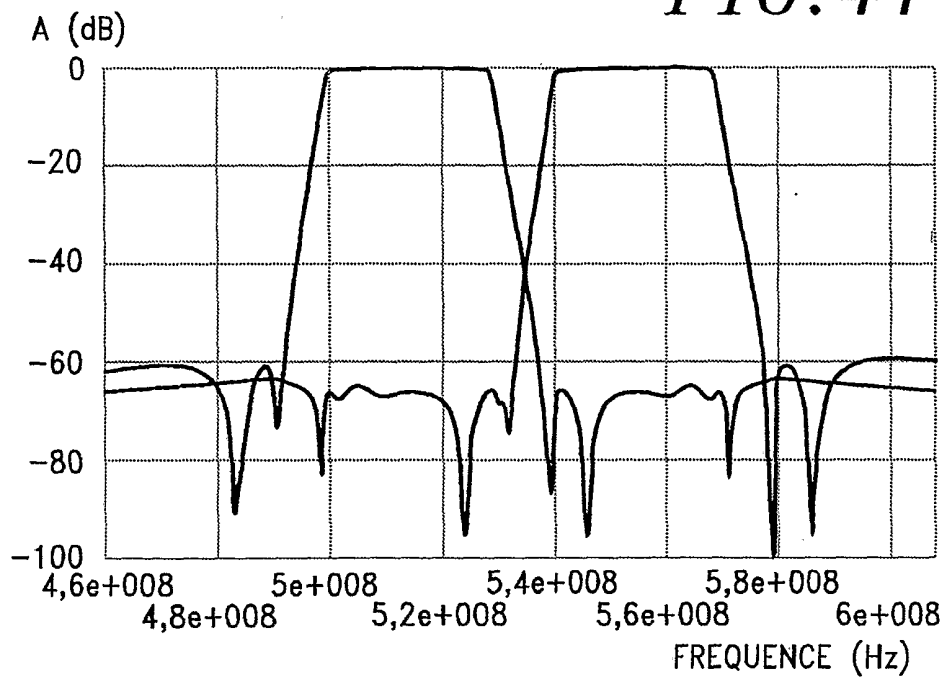


FIG. 42

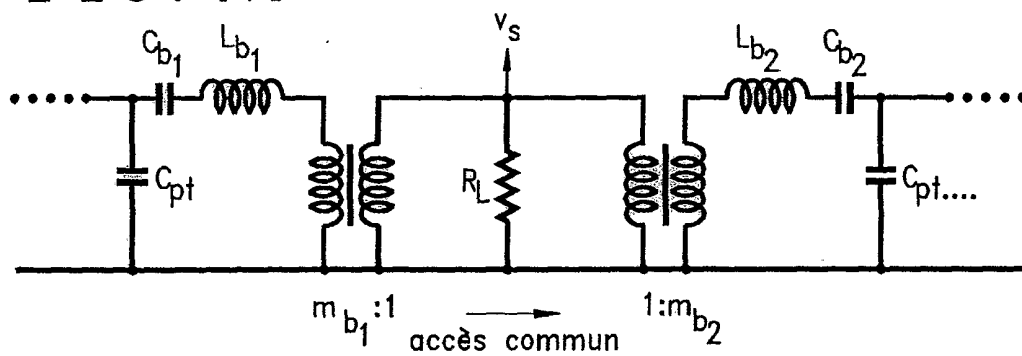
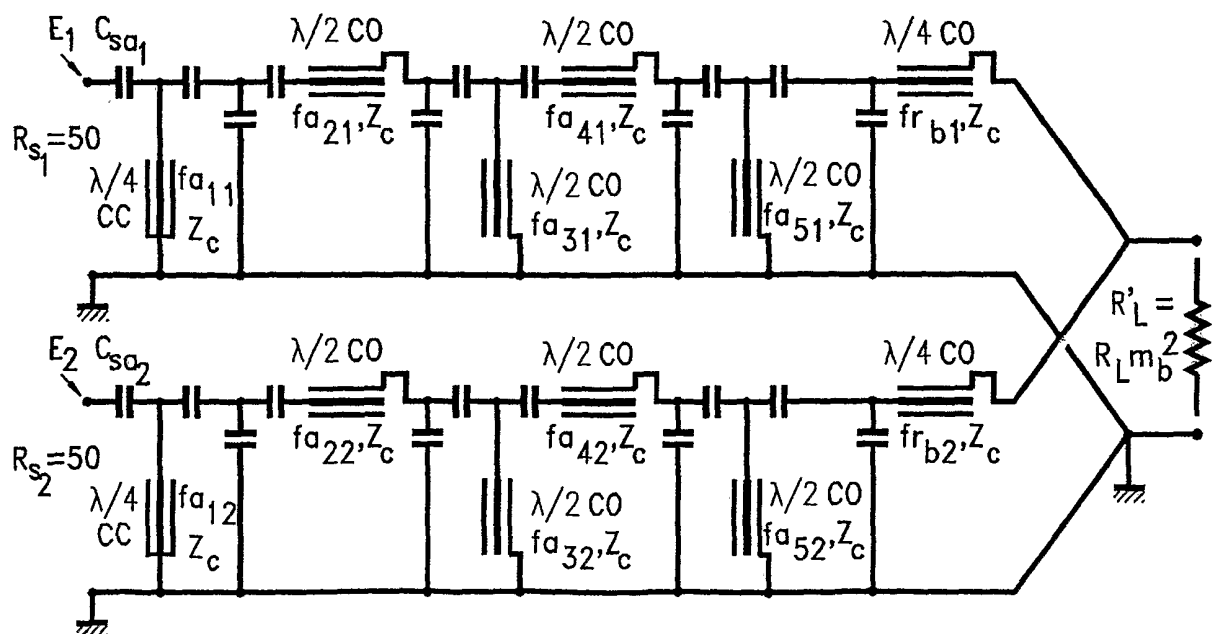
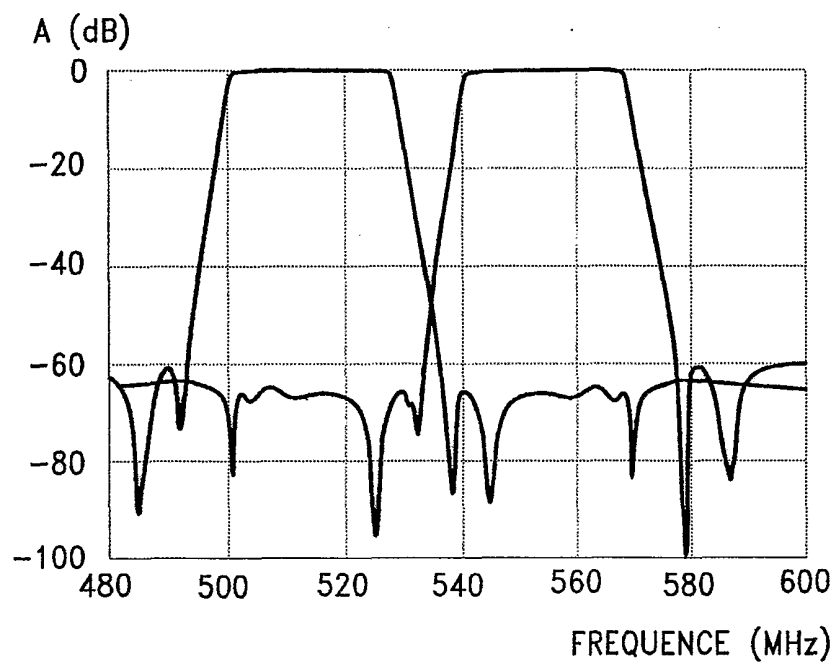
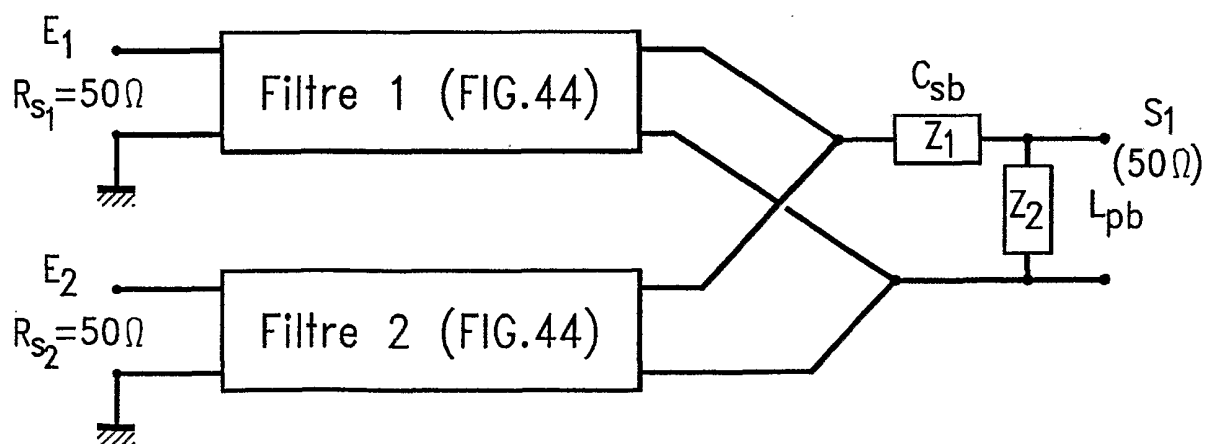


FIG. 43



17/19

FIG. 44*FIG. 45*

18/19

FIG. 46

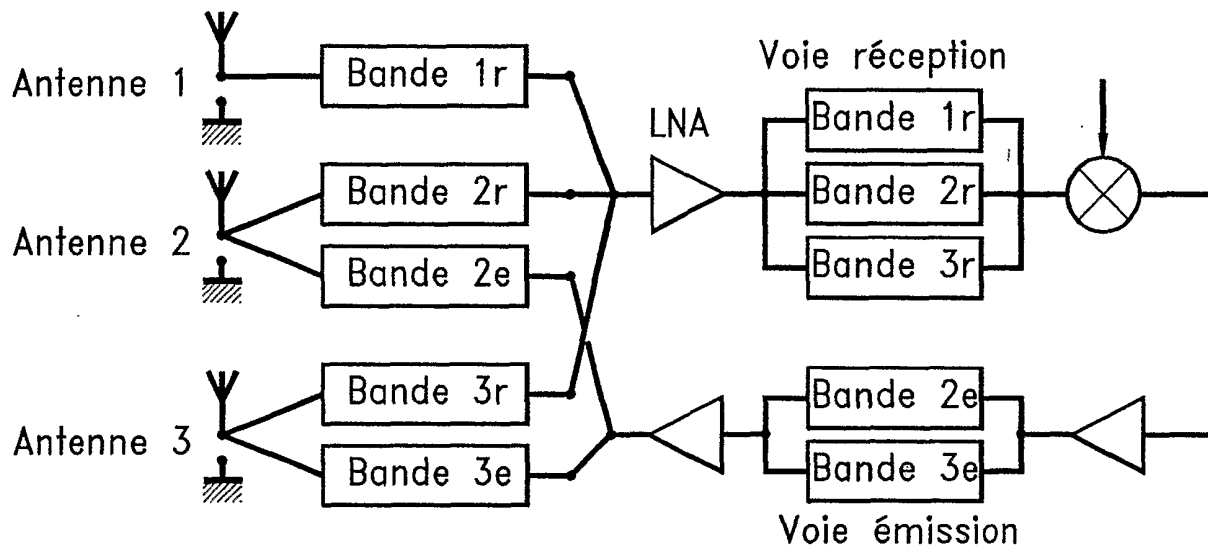
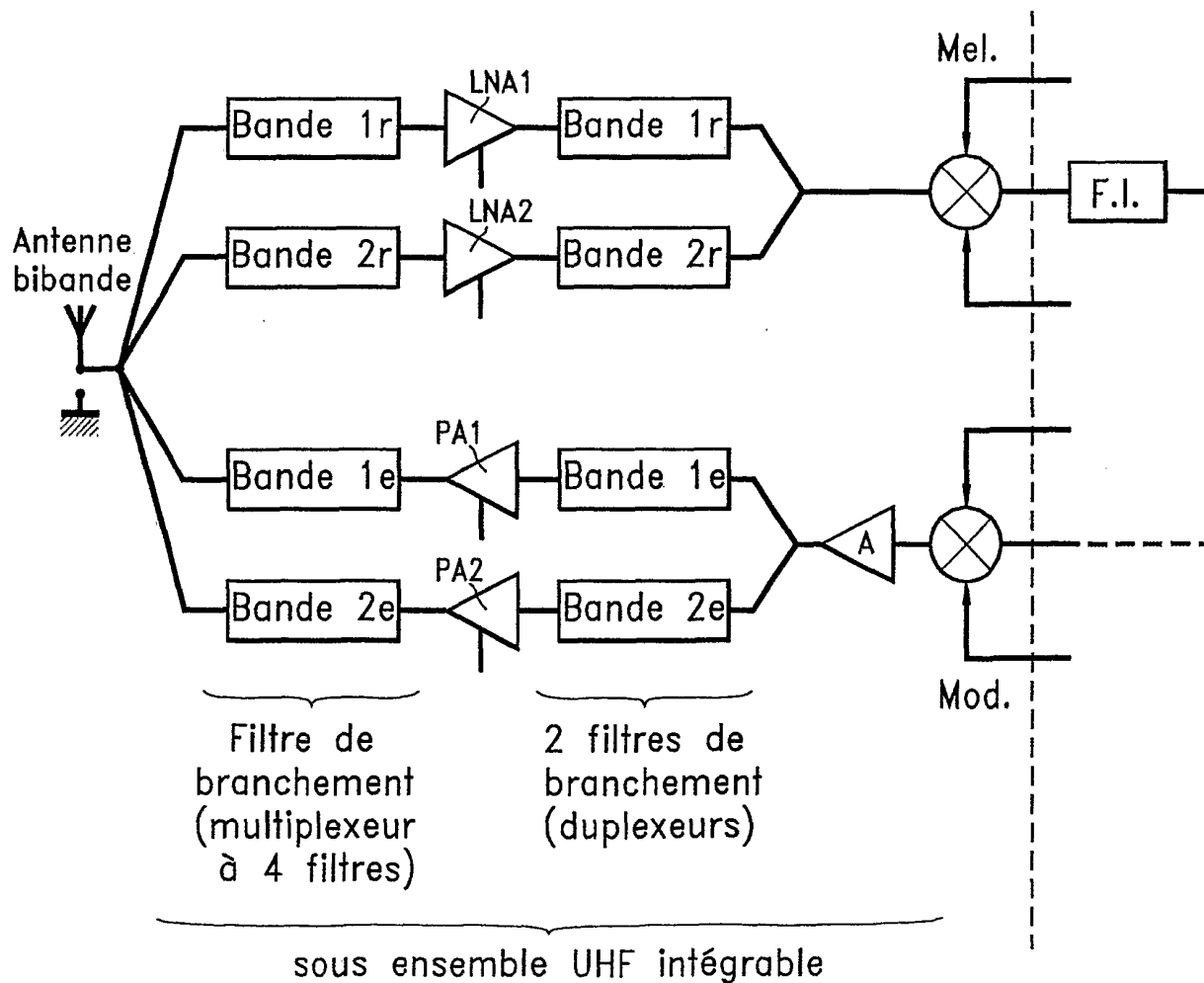


FIG. 47



19/19

FIG. 48

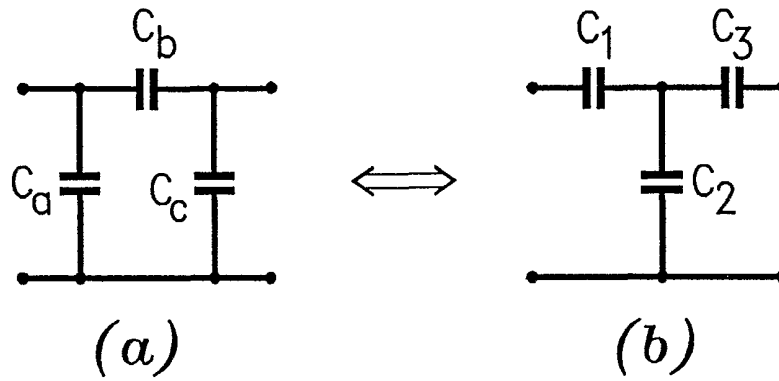


FIG. 49

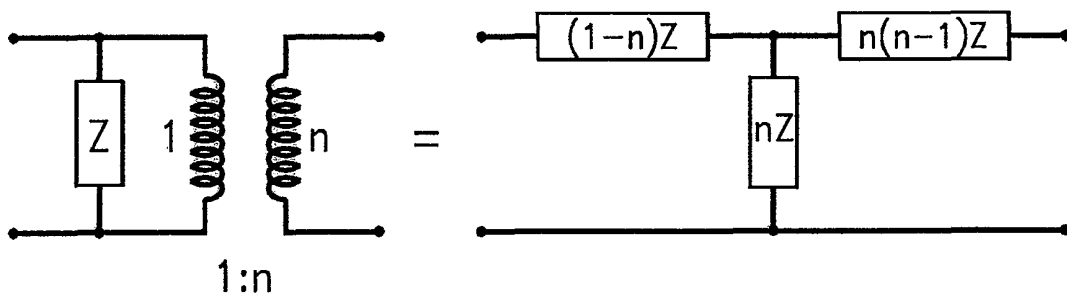
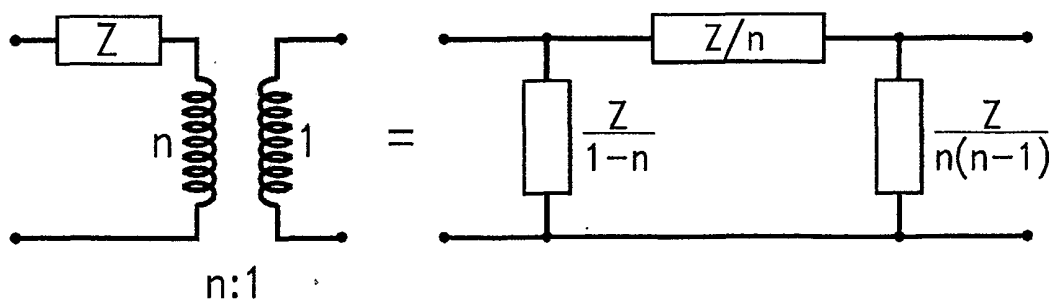


FIG. 50



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inte Application No
PCT/FR 01/03284

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H03H7/01

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)
IPC 7 H03H

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, INSPEC

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category °	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	DUBE G: "UN ENSEMBLE DE PROGRAMMES RELATIFS AUX FILTRES PASSIFS" REVUE TECHNIQUE THOMSON CSF, THOMSON-CSF, FR, vol. 6, no. 1, March 1974 (1974-03), pages 81-104, XP001012535 ISSN: 0035-4279 paragraph '0003! ----	1, 23-28, 31-36
A	AMSTUTZ P: "Elliptic approximation and elliptic filter design on small computers" IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS, DEC. 1978, USA, vol. CAS-25, no. 12, pages 1001-1011, XP001002946 ISSN: 0098-4094 cited in the application the whole document ----- -/--	1



Further documents are listed in the continuation of box C.



Patent family members are listed in 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

7 March 2002

Date of mailing of the international search report

20/03/2002

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

D/L PINTA BALLE., L

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter al Application No
PCT/FR 01/03284

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category °	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	SKWIRZYNSKI J K: "On synthesis of filters" IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUIT THEORY, JAN. 1971, USA, vol. ct-18, no. 1, pages 152-163, XP001002945 ISSN: 0018-9324 cited in the application the whole document ----	1,34
A	R. SAAL ET AL.: "On the Design of Filters by Synthesis" IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUIT THEORY., vol. 5, December 1958 (1958-12), pages 284-327, XP001002944 IEEE INC. NEW YORK., US cited in the application the whole document ----	1
A	GUENTHER A E: "ELECTRO-MECHANICAL FILTERS - SATISFYING ADDITIONAL DEMANDS" INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON CIRCUIT THEORY, XX, XX, 1973, pages 142-145, XP001012533 the whole document -----	1,24-26, 32-36

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Der nternationale No

PCT/FR 01/03284

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE

CIB 7 H03H7/01

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)

CIB 7 H03H

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 réalisable, termes de recherche utilisés)

EPO-Internal, 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	DUBE G: "UN ENSEMBLE DE PROGRAMMES RELATIFS AUX FILTRES PASSIFS" REVUE TECHNIQUE THOMSON CSF, THOMSON-CSF, FR, vol. 6, no. 1, mars 1974 (1974-03), pages 81-104, XP001012535 ISSN: 0035-4279 alinéa '0003!	1, 23-28, 31-36
A	AMSTUTZ P: "Elliptic approximation and elliptic filter design on small computers" IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS, DEC. 1978, USA, vol. CAS-25, no. 12, pages 1001-1011, XP001002946 ISSN: 0098-4094 cité dans la demande le document en entier	1



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
- *Z* document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

7 mars 2002

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

20/03/2002

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, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

D/L PINTA BALLE..., L

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Dem	Internationale No
PCT/FR 01/03284	

C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	SKWIRZYNSKI J K: "On synthesis of filters" IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUIT THEORY, JAN. 1971, USA, vol. ct-18, no. 1, pages 152-163, XP001002945 ISSN: 0018-9324 cité dans la demande le document en entier ---	1, 34
A	R. SAAL ET AL.: "On the Design of Filters by Synthesis" IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUIT THEORY., vol. 5, décembre 1958 (1958-12), pages 284-327, XP001002944 IEEE INC. NEW YORK., US cité dans la demande le document en entier ---	1
A	GUENTHER A E: "ELECTRO-MECHANICAL FILTERS - SATISFYING ADDITIONAL DEMANDS" INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON CIRCUIT THEORY, XX, XX, 1973, pages 142-145, XP001012533 le document en entier -----	1, 24-26, 32-36