

①⑨ RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
—  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
—  
PARIS  
—

①① N° de publication :

**2 919 131**

(à n'utiliser que pour les  
commandes de reproduction)

②① N° d'enregistrement national :

**07 05260**

⑤① Int Cl<sup>8</sup> : **H 04 B 3/32** (2006.01), H 04 L 25/02

①②

## BREVET D'INVENTION

**B1**

⑤④ PROCÉDE ET DISPOSITIF POUR LES TRANSMISSIONS PSEUDO-DIFFERENTIELLES.

②② Date de dépôt : 20.07.07.

③③ Priorité :

⑥⑥ Références à d'autres documents nationaux  
apparentés :

⑦① Demandeur(s) : *EXCEM Société par actions  
simplifiée* — FR.

④③ Date de mise à la disposition du public  
de la demande : 23.01.09 Bulletin 09/04.

④⑤ Date de la mise à disposition du public du  
brevet d'invention : 11.03.11 Bulletin 11/10.

⑦② Inventeur(s) : BROYDE FREDERIC et CLAVELIER  
EVELYNE.

⑤⑥ Liste des documents cités dans le rapport de  
recherche :

⑦③ Titulaire(s) : EXCEM Société par actions simplifiée.

*Se reporter à la fin du présent fascicule*

⑦④ Mandataire(s) : EXCEM.

**FR 2 919 131 - B1**



## Procédé et dispositif pour les transmissions pseudo-différentielles.

## DOMAINE TECHNIQUE DE L'INVENTION

L'invention concerne un procédé et un dispositif pour les transmissions pseudo-différentielles dans les interconnexions servant à transmettre une pluralité de signaux électriques, telles que les interconnexions réalisées avec des câbles multiconducteurs, ou avec les pistes d'un circuit imprimé, ou encore à l'intérieur d'un circuit intégré.

## ÉTAT DE LA TECHNIQUE ANTÉRIEURE

Considérons le problème de la transmission dans une interconnexion, pour obtenir  $m$  voies de transmission,  $m$  étant un entier supérieur ou égal à 2. Chaque voie de transmission peut être utilisée pour transmettre des signaux de type quelconque, par exemple des signaux analogiques ou des signaux numériques, entre une source et un destinataire. Nous considérons ici qu'un signal numérique est un signal dont la valeur n'est définie qu'à des instants discrets, l'ensemble des valeurs que peut prendre ce signal étant discret. Nous considérons aussi que chaque valeur d'un signal numérique correspond à un intervalle de tension ou de courant. Cette définition d'un signal numérique comme un "signal numérique défini par des intervalles de tension ou de courant" inclut :

- les signaux binaires utilisés en signalisation binaire, c'est-à-dire tout signal tel que, dans chaque voie de transmission, l'ensemble des valeurs que peut prendre ce signal a 2 éléments ;
- les signaux  $N$ -aires ( $N$  étant un entier supérieur ou égal à 3) utilisés en signalisation multiniveau (en anglais: multilevel signaling), c'est-à-dire tout signal tel que, dans chaque voie de transmission, l'ensemble des valeurs que peut prendre ce signal a  $N$  éléments.

Les signaux binaires sont ceux qui sont aujourd'hui le plus fréquemment utilisés par les circuits intégrés numériques, par exemple les circuits intégrés de la famille HCMOS bien connue des spécialistes. Les signaux multiniveau, par exemple les signaux quaternaires (parfois appelés PAM-4 ou 4-PAM), sont utilisés pour obtenir des débits de décision élevés.

Nous considérerons que tout signal ne satisfaisant pas à cette définition d'un signal numérique est un signal analogique. Par conséquent, le résultat de tout type de modulation d'une porteuse par un signal numérique sera considéré comme un signal analogique.

Ladite transmission peut être obtenue dans une interconnexion comportant  $n + 1$  conducteurs, dont  $n$  conducteurs de transmission, avec  $n = m$ . Un dispositif pour la transmission dans une telle interconnexion est représenté sur la figure 1, ce dispositif comportant une interconnexion (1) ayant  $n = 4$  conducteurs de transmission (11)(12)(13)(14) et un conducteur de référence (7), c'est-à-dire un conducteur de masse. Sur la figure 1, les deux

extrémités de l'interconnexion sont connectées chacune à un circuit de terminaison (4). Le circuit d'émission (5) reçoit en entrée les signaux des 4 voies de la source (2) et ses 5 bornes de sortie sont connectées aux conducteurs de l'interconnexion (1), un de ces conducteurs étant la masse. Le circuit de réception (6) a ses 5 bornes d'entrée connectées aux conducteurs de l'interconnexion (1), un de ces conducteurs étant la masse. Le dispositif de la figure 1 procure 4 voies de transmission, telles que les signaux des 4 voies de la source (2) sont transmis aux 4 voies du destinataire (3). Le dispositif de la figure 1 est assez général. Par exemple, selon le cas, l'une et/ou l'autre des deux terminaisons peuvent ne comporter aucun composant. Par exemple, selon le cas, le circuit de réception et/ou le circuit d'émission peuvent ne comporter aucun composant. Cependant, des dispositifs différents de celui de la figure 1 sont également envisageables, par exemple des dispositifs comportant plusieurs sources et/ou plusieurs destinataires, basés sur une architecture en bus de données.

Le procédé de transmission le plus simple pour obtenir  $m$  voies de transmission utilise  $m$  liaisons unifilaires, aussi appelées liaisons asymétriques (single-ended links en anglais). Avec  $m$  liaisons unifilaires, chaque voie de transmission utilise un conducteur de transmission de l'interconnexion, et le conducteur de référence (masse) est utilisé pour le courant de retour produit par les courants circulant sur les  $m$  conducteurs de transmission. Ce procédé peut être mis en oeuvre conformément à la figure 1. Ce procédé est sujet à deux phénomènes néfastes : l'écho et la diaphonie.

L'état de la technique antérieur concernant les transmissions sans écho et sans diaphonie, applicable à la présente demande de brevet, est exposé dans les 3 brevets suivants :

- le brevet français numéro 0300064 du 6 janvier 2003 intitulé "Procédé et dispositif pour la transmission avec une faible diaphonie", correspondant à la demande internationale numéro PCT/EP2003/015036 du 24 décembre 2003 (WO 2004/062129), intitulée "Method and device for transmission with reduced crosstalk";
- le brevet français numéro 0302814 du 6 mars 2003 intitulé "Procédé et dispositif numériques pour la transmission avec une faible diaphonie", correspondant à la demande internationale numéro PCT/EP2004/002382 du 18 février 2004 (WO 2004/079941), intitulée "Digital method and device for transmission with reduced crosstalk";
- le brevet français numéro 0303087 du 13 mars 2003 intitulé "Procédé et dispositif pour la transmission sans diaphonie", correspondant à la demande internationale numéro PCT/EP2004/002383 du 18 février 2004 (WO 2004/082168), intitulée "Method and device for transmission without crosstalk".

Les inventions décrites dans ces trois brevets peuvent être mises en oeuvre conformément à la figure 1. L'article de F. Broydé et E. Clavelier intitulé "A New Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections", paru dans le journal *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 52, No. 2, pages 405 à 416, en février 2005,

corrigé et complété par l'article de F. Broydé et E. Clavelier intitulé "Corrections to «A New Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections»", paru dans le journal *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 53, No. 8, p. 1851 en août 2006, démontre que les inventions décrites dans les dits brevets français numéro 0300064, 5 numéro 0302814 et numéro 0303087 permettent bien d'éliminer la diaphonie entre les différentes voies de transmission obtenues avec ladite interconnexion, et aussi l'écho.

Cependant il existe d'autres phénomènes de diaphonie pouvant produire du bruit. De tels phénomènes sont produits par des couplages électromagnétiques entre des conducteurs de ladite interconnexion et d'autres conducteurs proches, par exemple lorsque ladite 10 interconnexion et ces autres conducteurs sont réalisés sur un même circuit imprimé. Un tel autre conducteur peut par exemple être un conducteur d'alimentation, un conducteur d'une liaison pour signaux numériques, etc. Nous appellerons "diaphonie externe" ces phénomènes, pour les distinguer de la diaphonie entre lesdites voies de transmissions, que nous appellerons "diaphonie interne". Considérons une maille A comportant un des dits autres conducteurs et 15 un chemin de retour pour le courant. Les courants variables circulant dans ladite maille A peuvent induire des tensions perturbatrices dans une maille B utilisée pour la transmission dans ladite interconnexion. Inversement, les courants variables circulant dans cette maille B utilisée pour la transmission dans ladite interconnexion peuvent induire des tensions perturbatrices dans ladite maille A. Dans les deux cas, la tension perturbatrice causée par la diaphonie externe 20 est un bruit proportionnel au module de l'impédance commune entre la maille A et la maille B. Nous pouvons distinguer deux cas :

- lorsque ladite maille A et ladite maille B n'ont pas de conducteur en commun, l'impédance commune est uniquement produite par l'induction mutuelle ;
- lorsque ladite maille A et ladite maille B ont un conducteur en commun, l'impédance 25 commune comporte une résistance et la réactance produite par l'induction mutuelle.

Dans le second cas, l'inductance mutuelle partielle par unité de longueur du chemin dans le conducteur en commun est en général beaucoup plus élevée que l'inductance mutuelle partielle par unité de longueur de chemin dans des conducteurs distincts (voir l'ouvrage de F. W. Grover intitulé "Inductance Calculation", publié par Dover Publications). Par conséquent, 30 nous pouvons dire que la présence d'un conducteur en commun tend à produire un couplage fort entre la maille A et la maille B.

Un procédé de transmission utilisant le conducteur de référence, qui est souvent appelé le conducteur de masse, comme chemin de retour pour le courant de retour produit par les courants circulant sur les  $n$  conducteurs de transmission, souffrira donc souvent d'un couplage 35 fort entre les dites voies de transmission et les courants variables injectés dans le conducteur de référence par d'autres conducteurs. Par exemple, le courant variable circulant dans un conducteur d'alimentation alimentant un circuit intégré produira un courant de retour circulant

dans le conducteur de référence, si le conducteur de référence est utilisé pour le retour des courants d'alimentation, comme c'est le cas pour les circuits intégrés logiques CMOS à basse tension de la famille LVC, bien connue des spécialistes. Par exemple, le courant variable d'un conducteur d'une autre liaison de signal produira un courant de retour circulant dans le  
 5 conducteur de référence si le conducteur de référence est utilisé, par cette liaison de signal, pour le retour des courants inhérents aux signaux, comme c'est le cas pour ladite famille LVC.

Le cas particulier de diaphonie externe faisant intervenir la masse comme conducteur en commun à la maille A et à la maille B est parfois appelé "ground noise" ou "ground bounce" en anglais.

10 Si l'interconnexion est utilisée pour réaliser  $m$  liaisons unifilaires, le conducteur de référence (masse) est utilisé pour le courant de retour produit par les courants circulant sur les  $n = m$  conducteurs de transmission, comme dans le cas montré sur la figure 1. Ce procédé est donc vulnérable à la diaphonie externe (il est aussi sujet à la diaphonie interne).

Si l'interconnexion est utilisée selon l'une des inventions décrites dans les dits brevets  
 15 français numéro 0300064, numéro 0302814 et numéro 0303087, le conducteur de référence (masse) est aussi utilisé pour le courant de retour produit par les courants circulant sur les  $n$  conducteurs de transmission, comme montré sur la figure 1. Ces inventions, qui permettent de réduire ou d'éliminer la diaphonie interne, sont donc sujettes à la diaphonie externe.

Cependant, il existe des procédés de transmission destinés à procurer une bonne  
 20 protection contre la diaphonie externe : les liaisons différentielles (voir par exemple le livre de H. W. Johnson et M. Graham intitulé *High-speed digital design: a handbook of black magic*, publié par Prentice Hall PTR), et les liaisons pseudo-différentielles.

Un système de transmission différentiel procurant  $m$  voies de transmission utilise une  
 25 interconnexion ayant  $n = 2m$  conducteurs de transmission. Un système de transmission pseudo-différentiel procurant  $m$  voies de transmission utilise une interconnexion à  $n = m$  conducteurs de transmission et un conducteur commun distinct du conducteur de référence (masse). Un dispositif de transmission pseudo-différentiel est représenté sur la figure 2, ce dispositif comportant une interconnexion (1) ayant  $n = 4$  conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14)  
 30 plus un conducteur commun (10) distinct du conducteur de référence (7). Soulignons que le conducteur commun (10) n'a rien à voir avec la discussion précédente relative à des mailles ayant "un conducteur en commun".

Dans la figure 2, le circuit d'émission (5) reçoit en entrée les signaux des 4 voies de la  
 35 source (2) et ses 5 bornes de sortie sont connectées aux  $n + 1 = 5$  conducteurs de l'interconnexion (1), un de ces conducteurs étant le conducteur commun (10). Le circuit de réception (6) a ses 5 bornes d'entrée connectées aux conducteurs de l'interconnexion (1), un de ces conducteurs étant le conducteur commun (10). Le circuit de réception (6) produit sur ses bornes de sortie connectées au destinataire (3) des tensions, chacune de ces tensions étant

déterminée par une et une seule des tensions entre un des conducteurs de transmission et le conducteur commun. Le système de la figure 2 procure 4 voies de transmission, telles que les signaux des 4 voies de la source (2) sont transmis aux 4 voies du destinataire (3).

Sur la figure 2, il n'y a pas de circuit de terminaison, comme c'est le cas dans le brevet des États-Unis d'Amérique numéro 5,818,261 intitulé "Pseudo-differential bus driver/receiver for field programmable devices", dans le brevet des États-Unis d'Amérique numéro 5,994,925 intitulé "Pseudo-differential logic receiver" et dans le brevet des États-Unis d'Amérique numéro 7,099,395 intitulé "Reducing coupled noise in pseudo-differential signaling". Par conséquent, dans le cas de la figure 2, des réflexions importantes de signaux se produisent, et les spécialistes savent que ceci implique des limitations sur la longueur  $L$  de l'interconnexion ( $L$  doit être suffisamment petite) et sur la bande passante disponible.

Sur la figure 2, comme aucune terminaison n'est présente, il n'y a pas de contrainte sur la manière de router l'interconnexion (1) par rapport à la masse (7). Par conséquent, sur la figure 2, le conducteur de référence (7) est représenté avec une forme géométrique irrégulière, telle que la distance entre les conducteurs de l'interconnexion (1) et le conducteur de référence (7) varie en fonction de l'abscisse  $z$  le long de l'interconnexion. Ceci implique qu'il n'est *a priori* pas possible de modéliser la propagation dans l'interconnexion en utilisant une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 2 = 6$  conducteurs, la ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur.

Deux autres dispositifs de transmission pseudo-différentiels sont représentés sur la figure 3 et sur la figure 4, ces dispositifs comportant chacun :

- une interconnexion (1) ayant  $m = 4$  conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) plus un conducteur commun (10) distinct du conducteur de référence (7) ;
- un circuit d'émission (5) recevant en entrée les signaux des 4 voies de la source (2) ;
- un circuit de réception (6) ayant sa sortie connectée au destinataire (3).

Sur les figures 3 et 4, nous trouvons une terminaison (4), comme dans le brevet des États-Unis d'Amérique numéro 6,195,395 intitulé "Multi-agent pseudo-differential signaling scheme". Dans le cas de la figure 3, la terminaison (4) est constituée de  $m = 4$  résistances (401) (402) (403) (404) connectées chacune entre un conducteur de transmission et la masse. Dans le cas de la figure 4, la terminaison (4) est constituée de  $m + 1 = 5$  résistances,  $m = 4$  résistances (401) (402) (403) (404) étant connectées comme dans la figure 3, et une résistance (410) étant connectée entre le conducteur commun et le conducteur de référence.

Dans les figures 3 et 4, au lieu d'être connectées à la masse, les résistances de la terminaison (4) pourraient être connectées à un noeud destiné à présenter une tension fixe par rapport à la masse, par exemple à une tension d'alimentation. Cette technique est par exemple utilisée dans le procédé de signalisation pseudo-différentielle utilisant des circuits intégrés de la famille Gunning Transceiver Logic (GTL) bien connue des spécialistes. Chaque résistance

connectée à un conducteur de l'interconnexion (1) pourrait aussi être remplacée par un autre type de terminaison connu (voir par exemple le chapitre 6 du livre de H. W. Johnson et M. Graham mentionné ci-dessus), par exemple par une "terminaison partagée" (en anglais: "split termination" ou "Thevenin termination") comportant 2 résistances, la première étant insérée  
 5 entre ce conducteur de l'interconnexion et la masse, la seconde étant insérée entre ce conducteur de l'interconnexion et un noeud présentant une tension fixe par rapport à la masse.

Sur les figures 3 et 4, comme une terminaison (4) connectée à la masse est utilisée pour éviter la réflexion de signaux se propageant le long de l'interconnexion (1), il est clair pour le spécialiste que l'interconnexion doit être conçue de façon à ce qu'il soit possible de modéliser  
 10 la propagation dans l'interconnexion en utilisant une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 2 = 6$  conducteurs, la ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur, la ligne de transmission multiconductrice utilisant comme variables les  $n$  tensions naturelles (qui sont définies par rapport au conducteur de référence) et les  $n$  courants naturels circulant sur les conducteurs de transmission et sur le  
 15 conducteur commun. Ce résultat est typiquement obtenu avec une géométrie de l'interconnexion (1) et du conducteur de référence (7) telle que la section de l'interconnexion (1) et du conducteur de référence (7), dans un plan orthogonal à la direction de propagation, ne varie pas sur la plus grande partie de la longueur de l'interconnexion, au voisinage des conducteurs de transmission. Pour indiquer cette exigence, le conducteur de référence (7) est,  
 20 sur les figures 3 et 4, représenté avec une forme géométrique uniforme, telle que la distance entre les conducteurs de l'interconnexion (1) et le conducteur de référence (7) ne varie pas en fonction de l'abscisse  $z$  le long de l'interconnexion.

Sur les figures 3 et 4, l'utilisation d'une terminaison (4) réalisée avec des résistances connectées à la masse pour éviter la réflexion de signaux se propageant le long de  
 25 l'interconnexion (1) implique aussi que cette terminaison puisse procurer une matrice impédance pas trop différente de la matrice impédance caractéristique de ladite ligne de transmission multiconductrice à  $n + 2$  conducteurs. Les spécialistes comprennent que ceci ne peut se produire que si la matrice impédance caractéristique de ladite ligne de transmission multiconductrice à  $n + 2$  conducteurs est telle que le module de chacun des éléments diagonaux  
 30 est bien plus grand que le module de chacun des éléments non diagonaux, dans une bande de fréquence convenable. Ceci implique que les conducteurs de transmission sont en quelque sorte plus proches du conducteur de référence (7) que du conducteur commun (10).

Les figures 5 et 6 montrent chacune une section de l'interconnexion (1) et du conducteur de référence (7) dans un plan orthogonal à la direction de propagation, pour des  
 35 interconnexions réalisées dans ou sur un circuit imprimé. Pour chacune de ces interconnexions, la matrice impédance caractéristique de ladite ligne de transmission multiconductrice à  $n + 2$  conducteurs est telle que le module de chacun des éléments diagonaux est bien plus grand que

le module de chacun des éléments non diagonaux. La figure 5 correspond à une structure microstrip comportant les conducteurs de l'interconnexion (10) (11) (12) (13) (14) et un conducteur de référence (7) réalisé avec un plan de masse. La figure 6 correspond à une structure stripline comportant les conducteurs de l'interconnexion (10) (11) (12) (13) (14) et un conducteur de référence (7) réalisé avec un plan de masse supérieur (71) et un plan de masse inférieur (72), ces deux plans de masse étant suffisamment connectés l'un à l'autre, avec des vias (non représentés sur la figure 6). Le plan de masse inférieur (72) pourrait par exemple être remplacé par un plan d'alimentation. Dans ce cas les connexions entre les deux plans (71) (72) se feraient à travers des condensateurs.

10 Comme indiqué dans ledit brevet des États-Unis d'Amérique numéro 6,195,395, l'état de l'art relatif à la lutte contre la diaphonie externe impose que les routages de tous les conducteurs de transmission et du conducteur commun doivent être rendus identiques, pour obtenir des tensions de bruit pratiquement égales sur tous les conducteurs de l'interconnexion. Ceci semble être obtenu avec les configurations des figures 5 et 6. Malheureusement, nous voyons que, sur les figures 5 et 6, le conducteur commun (10) est proche d'un conducteur de transmission (14), mais éloigné d'autres conducteurs de transmission (11) (12). Les courants circulant dans le conducteur de référence (7) à cause d'une maille A induiront donc des tensions différentes dans les différents conducteurs de l'interconnexion, et la diaphonie externe ne pourra pas être éliminée.

20 Par conséquent, le spécialiste comprend que, selon ces techniques connues, il y a une contradiction entre une protection efficace contre la diaphonie externe qui implique que les conducteurs de transmission sont en quelque sorte plus proches du conducteur commun que du conducteur de référence, et des réflexions réduites qui impliquent que les conducteurs de transmission sont en quelque sorte plus proches du conducteur de référence que du conducteur commun.

25 La demande de brevet français numéro 07/04421 du 21 juin 2007, intitulée "Dispositif d'interface pseudo-différentiel avec circuit de terminaison" décrit des terminaisons qui ne produisent pas de courants de retour circulant principalement dans le conducteur de référence ou dans un conducteur d'alimentation. De telles terminaisons peuvent donc être utilisées pour améliorer les transmissions pseudo-différentielles.

30 Cependant, l'état de la technique antérieur ne décrit pas les conditions, relatives à la structure de l'interconnexion et au dimensionnement de telles terminaisons, qui procurent une réduction efficace des réflexions et de la diaphonie externe. Par conséquent, il n'existe pas de procédé de transmission dans une interconnexion à  $n + 1$  conducteurs, protégé efficacement contre la diaphonie externe et capable de fonctionner avec des réflexions réduites.



## EXPOSÉ DE L'INVENTION

Le procédé selon l'invention a pour but la transmission dans une interconnexion à deux ou plus de deux conducteurs de transmission, les réflexions à au moins une extrémité de l'interconnexion étant réduites et la transmission étant protégée contre la diaphonie externe.

5 L'invention concerne un procédé pour la transmission dans une interconnexion ayant  $n$  conducteurs de transmission et un conducteur de retour distinct du conducteur de référence,  $n$  étant un entier supérieur ou égal à 2, l'interconnexion étant structurellement combinée avec le conducteur de référence sur toute la longueur de l'interconnexion, procédé procurant, dans  
10 à transmettre depuis l'entrée d'au moins un circuit d'émission jusqu'à la sortie d'au moins un circuit de réception,  $m$  étant un entier supérieur ou égal à 2 et inférieur ou égal à  $n$ , le procédé comportant les étapes suivantes :

on numérote de 1 à  $n$  les dits conducteurs de transmission et on définit, pour tout entier  $j$  supérieur ou égal à 1 et inférieur ou égal à  $n$ , en toute abscisse donnée le long de ladite  
15 interconnexion, un "courant naturel" d'indice  $j$  comme le courant circulant sur le conducteur de transmission numéro  $j$  et une "tension naturelle référencée au conducteur de retour" d'indice  $j$  comme la tension entre le conducteur de transmission numéro  $j$  et ledit conducteur de retour ;

on modélise l'interconnexion, dans une partie de ladite bande de fréquences connue, en  
20 prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, par une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 1$  conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant comme variables les dites  
25 tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels ;

on détermine, pour ladite ligne de transmission multiconductrice et ladite partie de ladite  
bande de fréquences connue, la matrice impédance caractéristique par rapport au  
conducteur de retour ;

on couple les bornes d'au moins un circuit de terminaison au dit conducteur de retour et à  
30 chacun des dits conducteurs de transmission, ledit au moins un circuit de terminaison étant, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, approximativement caractérisé, pour ladite interconnexion, par une matrice impédance par rapport au conducteur de retour (notée  $\mathbf{Z}_{RL}$ ), ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour étant une matrice carrée d'ordre  $n$  approximativement égale à une matrice  
35 diagonale ;

on utilise un dit circuit d'émission recevant les dits  $m$  signaux à transmettre, la sortie du dit

circuit d'émission étant couplée à au moins  $m$  des dits conducteurs de transmission, la sortie du dit circuit d'émission délivrant des variables de transmission à ladite interconnexion ;

5 on utilise un dit circuit de réception délivrant  $m$  "signaux de sortie du circuit de réception" correspondant chacun à une voie de transmission, l'entrée du dit circuit de réception étant couplée à au moins  $m$  des dits conducteurs de transmission et au dit conducteur de retour, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une seule des dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour apparaissant à l'entrée du dit circuit de réception.

10 Ladite partie de ladite bande de fréquences connue peut être n'importe quel sous-ensemble de ladite bande de fréquences connue. Il est important de bien distinguer l'interconnexion, un dispositif physique constitué de conducteurs et d'isolants, du modèle qui décrit certaines de ses propriétés, qui est ici le modèle de ligne de transmission multiconductrice uniforme sur sa longueur. Ce modèle n'est pas capable de décrire toutes les  
15 interconnexions, mais il doit convenir pour modéliser ladite interconnexion, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, avec une précision suffisante.

Selon l'invention, ladite interconnexion est structurellement combinée avec le conducteur de référence sur toute la longueur de l'interconnexion. Par conséquent, si ladite interconnexion est réalisée avec un circuit imprimé, le conducteur de référence peut être un  
20 conducteur du circuit imprimé, ce conducteur ne faisant pas partie de ladite interconnexion. Par conséquent, si ladite interconnexion est réalisée avec un câble, le conducteur de référence peut être un conducteur du câble (le câble comporte donc au moins  $n + 2$  conducteurs), mais le conducteur de référence ne fait néanmoins pas partie de ladite interconnexion.

Ladite interconnexion peut en particulier être réalisée sans câble, par exemple une  
25 interconnexion réalisée dans ou sur un circuit imprimé rigide ou flexible (en utilisant des pistes et/ou des surfaces de cuivre), ou une interconnexion réalisée dans ou sur le substrat d'un module multi-puces (en anglais: multi-chip module ou MCM) ou d'un circuit hybride, ou une interconnexion réalisée à l'intérieur d'un circuit intégré monolithique.

Selon l'invention, le conducteur de retour est distinct du conducteur de référence. Il est  
30 donc important de clarifier le concept de conducteur distinct, dans le cadre de la théorie des lignes de transmissions multiconductrices. Dans le cadre de cette théorie, un conducteur peut être constitué de plusieurs conducteurs suffisamment interconnectés. Tel est par exemple le cas dans la structure stripline bien connue des spécialistes, dans laquelle le conducteur de référence est constitué de deux plans de masse connectés l'un à l'autre en de nombreux points.  
35 De la même façon, il est judicieux de traiter comme un unique conducteur de référence une pluralité de conducteurs entre lesquels est maintenue une basse impédance dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, en un nombre suffisant de points le long de la direction

de propagation. Par exemple, dans un circuit imprimé multicouche, des pistes d'une couche interne, utilisées comme conducteurs de transmission, peuvent être routées entre un plan conducteur servant de masse (plan de masse) et un plan conducteur connecté à une tension d'alimentation (plan d'alimentation). Le spécialiste sait que, si une faible impédance est maintenue entre ces plans conducteurs par un nombre suffisant de condensateurs de découplage connectés entre ces plans conducteurs et répartis le long des dites pistes internes, alors les deux plans conducteurs, bien qu'à des potentiels différents, se comportent bien comme un conducteur de référence unique pour la propagation des signaux à des fréquences suffisamment hautes. L'expression "conducteur de référence" peut donc désigner plusieurs conducteurs connectés les uns aux autres en un nombre suffisant de points le long de la direction de propagation, à travers des impédances suffisamment basses dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue. L'expression "conducteur de retour" peut aussi désigner plusieurs conducteurs connectés les uns aux autres en un nombre suffisant de points le long de la direction de propagation, à travers des impédances suffisamment basses dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue.

Pour tout entier  $j$  supérieur ou égal à 1 et inférieur ou égal à  $n$ , à une abscisse donnée  $z$  le long de ladite interconnexion, notons  $i_j$  le courant naturel d'indice  $j$ , c'est-à-dire le courant circulant sur le conducteur de transmission numéro  $j$ , et notons  $v_{Rj}$  la tension naturelle référencée au conducteur de retour d'indice  $j$ , c'est-à-dire la tension entre le conducteur de transmission numéro  $j$  et ledit conducteur de retour. Nous pouvons définir le vecteur-colonne  $\mathbf{I}_R$  des courants naturels  $i_1, \dots, i_n$  et le vecteur-colonne  $\mathbf{V}_R$  des tensions naturelles référencées au conducteur de retour  $v_{R1}, \dots, v_{Rn}$ .

Selon l'invention, l'interconnexion est modélisée par une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 1$  conducteurs, avec une précision suffisante dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités. Il est clair pour le spécialiste que ceci implique que tous les conducteurs autres que les conducteurs de l'interconnexion peuvent être négligés lorsque l'on modélise la propagation dans l'interconnexion et que, en particulier, le conducteur de référence peut être négligé lorsque l'on modélise la propagation dans l'interconnexion. Il est donc possible de définir, en chaque abscisse  $z$  le long de l'interconnexion, à toute fréquence  $f$  dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, une matrice impédance linéique  $\mathbf{Z}_R$  et une matrice admittance linéique  $\mathbf{Y}_R$ , et les équations des télégraphistes applicables sont :

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{V}_R}{dz} = -\mathbf{Z}_R \mathbf{I}_R \\ \frac{d\mathbf{I}_R}{dz} = -\mathbf{Y}_R \mathbf{V}_R \end{cases} \quad (1)$$

La ligne de transmission multiconductrice à  $n + 1$  conducteurs définie par (1) utilise comme variables les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels.  $\mathbf{Z}_R$  et  $\mathbf{Y}_R$  sont des matrices carrées d'ordre  $n$ , et nous noterons

$$\mathbf{Z}_R \approx \begin{pmatrix} Z_{R11} & \cdots & Z_{R1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{Rn1} & \cdots & Z_{Rnn} \end{pmatrix} \quad (2)$$

5 et

$$\mathbf{Y}_R \approx \begin{pmatrix} Y_{R11} & \cdots & Y_{R1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{Rn1} & \cdots & Y_{Rnn} \end{pmatrix} \quad (3)$$

Bien entendu, l'interconnexion utilisée dans un dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention peut éventuellement être aussi modélisée par une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 2$  conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant comme variables des tensions naturelles référencées à la masse et des courants naturels. Pour un tel modèle, le spécialiste comprend qu'il faut considérer, à une abscisse donnée  $z$  le long de l'interconnexion :

- a) pour tout entier  $j$  supérieur ou égal à 1 et inférieur ou égal à  $n$ , le courant naturel d'indice  $j$ , noté  $i_j$ ;
- b) le courant circulant sur le conducteur de retour, noté  $i_{n+1}$ ;
- c) pour tout entier  $j$  supérieur ou égal à 1 et inférieur ou égal à  $n$ , la tension entre le conducteur de transmission numéro  $j$  et ledit conducteur de référence, notée  $v_{Gj}$ ;
- d) la tension entre ledit conducteur de retour et ledit conducteur de référence, notée  $v_{Gn+1}$ .

20 Nous pouvons alors définir le vecteur-colonne  $\mathbf{I}_G$  des courants  $i_1, \dots, i_{n+1}$  et le vecteur-colonne  $\mathbf{V}_G$  des tensions naturelles référencées à la masse  $v_{G1}, \dots, v_{Gn+1}$ . Lorsqu'il est possible de définir, en chaque abscisse  $z$  le long de l'interconnexion, à toute fréquence  $f$  dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, une matrice impédance linéique  $\mathbf{Z}_G$  et une matrice admittance linéique  $\mathbf{Y}_G$ , les équations des télégraphistes applicables sont :

$$25 \quad \begin{cases} \frac{d\mathbf{V}_G}{dz} = -\mathbf{Z}_G \mathbf{I}_G \\ \frac{d\mathbf{I}_G}{dz} = -\mathbf{Y}_G \mathbf{V}_G \end{cases} \quad (4)$$

Dans l'équation (4) les matrices  $\mathbf{Z}_G$  et  $\mathbf{Y}_G$  sont des matrices carrées d'ordre  $n + 1$ . Nous avons dit plus haut que, selon l'invention, l'interconnexion peut être modélisée avec une précision suffisante par une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 1$  conducteurs. Par conséquent, le spécialiste comprend que, dans l'équation (4), nous pouvons dire que, avec une

30

précision suffisante :  
- les  $v_{Gj} - v_{Gn+1}$  ne dépendent que des  $i_1, \dots, i_n$ ;

- les relations entre les  $v_{Gj} - v_{Gn+1}$  et les  $i_1, \dots, i_n$  sont déterminées par les matrices  $\mathbf{Z}_R$  et  $\mathbf{Y}_R$  ;
- la tension  $v_{Gn+1}$  est indépendante de tout  $i_1, \dots, i_{n+1}$  tel que  $i_1 + \dots + i_{n+1} = 0$ .

Il est alors possible de démontrer qu'il existe une impédance linéique  $Z_{RG}$  et une admittance linéique  $Y_{RG}$  telles que les matrices  $\mathbf{Z}_G$  et  $\mathbf{Y}_G$  sont approximativement, dans ladite

5 partie de ladite bande de fréquences connue, données par

$$\mathbf{Z}_G \approx \begin{pmatrix} Z_{R11} + Z_{RG} & \cdots & Z_{R1n} + Z_{RG} & Z_{RG} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ Z_{Rn1} + Z_{RG} & \cdots & Z_{Rnn} + Z_{RG} & Z_{RG} \\ Z_{RG} & \cdots & Z_{RG} & Z_{RG} \end{pmatrix} \quad (5)$$

et

$$\mathbf{Y}_G \approx \begin{pmatrix} Y_{R11} & \cdots & Y_{R1n} & -\sum_{i=1}^n Y_{R1i} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ Y_{Rn1} & \cdots & Y_{Rnn} & -\sum_{i=1}^n Y_{Rni} \\ -\sum_{i=1}^n Y_{Ri1} & \cdots & -\sum_{i=1}^n Y_{Rin} & Y_{RG} + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n Y_{Rij} \end{pmatrix} \quad (6)$$

Notons que, dans le cas des interconnexions montrées sur les figures 5 et 6, le

10 spécialiste peut facilement vérifier que la matrice  $\mathbf{Z}_G$  n'est pas de la forme de l'équation (5), et que la matrice  $\mathbf{Y}_G$  n'est pas de la forme de l'équation (6). De la même façon, l'interconnexion utilisée dans le sixième mode de réalisation du dit brevet français numéro 0300064, décrite initialement par J.G. Nickel, D. Trainor et J.E. Schutt-Ainé dans leur article

15 "Frequency-Domain-Coupled Microstrip-Line Normal-Mode Parameter Extraction From S-Parameters", paru dans la revue *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, No. 4, November 2001, aux pages 495 à 503, est une structure microstrip comportant 3 conducteurs au-dessus d'un plan de masse, telle que

$$\mathbf{Z}_G \approx j\omega \mathbf{L}_G \quad \text{avec} \quad \mathbf{L}_G = \begin{pmatrix} 0,3139 & 0,0675 & 0,0222 \\ 0,0675 & 0,3193 & 0,0675 \\ 0,0222 & 0,0675 & 0,3139 \end{pmatrix} \mu\text{H/m} \quad (7)$$

et

$$20 \quad \mathbf{Y}_G \approx j\omega \mathbf{C}_G \quad \text{avec} \quad \mathbf{C}_G = \begin{pmatrix} 130,3 & -16,2 & -0,8 \\ -16,2 & 133,7 & -16,2 \\ -0,8 & -16,2 & 130,3 \end{pmatrix} \text{pF/m} \quad (8)$$

où  $\omega$  est la pulsation. Puisque les éléments de la dernière ligne et de la dernière colonne de  $\mathbf{L}_G$  ne sont pas égaux,  $\mathbf{Z}_G$  donné par l'équation (7) ne peut satisfaire l'équation (5). Puisque la somme des éléments de la première ligne (ou de la première colonne) de  $\mathbf{C}_G$  n'est pas nulle, et que la somme des éléments de la deuxième ligne (ou de la deuxième colonne) de  $\mathbf{C}_G$  n'est pas nulle,  $\mathbf{Y}_G$  donné par l'équation (8) ne peut satisfaire l'équation (6). Par conséquent, les

25 équations (5) et (6) ne s'appliquent qu'à des interconnexions particulières. Par conséquent, la

caractéristique “dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ladite interconnexion peut être modélisée avec une précision suffisante par une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 1$  conducteurs” est une propriété remarquable d’un dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l’invention.

5 Il existe des structures dans lesquelles les conducteurs de transmission sont en quelque sorte plus proches du conducteur de retour que du conducteur de référence, et qui peuvent être dimensionnées pour que l’interconnexion puisse être modélisée, avec une précision suffisante, par une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 1$  conducteurs. Des exemples de telles structures seront décrits dans le premier mode de réalisation de l’invention et dans le deuxième  
10 mode de réalisation de l’invention.

Selon l’invention, ladite ligne de transmission multiconductrice a des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant comme variables les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels. Par conséquent, ladite matrice impédance linéique  $\mathbf{Z}_R$  et ladite matrice  
15 admittance linéique  $\mathbf{Y}_R$  sont indépendantes de l’abscisse  $z$ , et l’équation (1) implique que les résultats classiques concernant les lignes de transmission multiconductrices uniformes peuvent être transposés. En particulier, le spécialiste comprend que la transposition des dits articles de F. Broydé et E. Clavelier fournit, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, les résultats suivants :

20 - il est possible de calculer une matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour, notée  $\mathbf{Z}_{RC}$ , à partir de  $\mathbf{Z}_R$  et  $\mathbf{Y}_R$  ;  
- si, comme dit plus haut, nous notons  $\mathbf{Z}_{RL}$  ladite matrice impédance d’un circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour,  $\mathbf{Z}_{RL}$  est, selon l’invention, une matrice carrée d’ordre  $n$  et la matrice des coefficients de réflexion en tension du circuit de terminaison par rapport au  
25 conducteur de retour, notée  $\mathbf{P}_R$ , est donnée par

$$\mathbf{P}_R = (\mathbf{Z}_{RL} - \mathbf{Z}_{RC})(\mathbf{Z}_{RL} + \mathbf{Z}_{RC})^{-1} \quad (9)$$

- un circuit de terminaison tel que  $\mathbf{Z}_{RL}$  est une matrice diagonale peut par exemple être constitué de  $n$  dipôles linéaires, chaque dipôle linéaire ayant une borne connectée à un conducteur de transmission et une borne connectée au conducteur de retour, les  $n$  dipôles  
30 linéaires étant facilement dimensionnés de façon à ce que tous les éléments de la matrice  $\mathbf{P}_R$  aient un module inférieur à une valeur arbitraire suffisamment petite, par exemple 6/10 ;  
- il est même possible de déterminer un circuit de terminaison présentant une matrice diagonale  $\mathbf{Z}_{RL}$  minimisant les effets néfastes des réflexions, en minimisant une norme appropriée de  $\mathbf{P}_R$ .

Par conséquent, selon l’invention, il est possible que, dans ladite partie de ladite bande  
35 de fréquences connue, chaque élément de la matrice  $\mathbf{P}_R$  des coefficients de réflexion en tension, par rapport au conducteur de retour, d’au moins un dit circuit de terminaison, ait un module

inférieur ou égal à 6/10.

Par conséquent, selon l'invention, il est possible que, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, la matrice impédance  $\mathbf{Z}_{RL}$ , par rapport au conducteur de retour, d'au moins un dit circuit de terminaison, soit approximativement égale à une matrice diagonale  
5 minimisant une norme matricielle de la matrice  $\mathbf{P}_R$  des coefficients de réflexion en tension, par rapport au conducteur de retour, du dit au moins un dit circuit de terminaison.

Les méthodes de calcul permettant de synthétiser un circuit de terminaison minimisant une telle norme sont bien connues des spécialistes. Nous devons cependant noter que l'équation (9) est une égalité entre matrices carrées d'ordre  $n$ , concernant un circuit de  
10 terminaison pouvant être constitué de  $n$  dipôles linéaires ayant une borne connectée au conducteur de retour (ces dipôles linéaires ne sont pas connectés au conducteur de référence), alors que la théorie exposée dans les dits articles de F. Broydé et E. Clavelier se rapporte à une égalité entre matrices carrées d'ordre  $n + 1$ , concernant un circuit de terminaison constitué de  $n + 1$  dipôles linéaires ayant une borne connectée au conducteur de référence.

Les spécialistes savent, par exemple par le calcul basé sur la géométrie des conducteurs et des isolants, sur la conductivité des conducteurs et sur la permittivité et les pertes des isolants, déterminer les matrices  $\mathbf{Z}_G$  et  $\mathbf{Y}_G$  d'une ligne de transmission multiconductrice, en fonction de la fréquence. Les spécialistes savent aussi mesurer ces matrices. Il est donc clair qu'il est possible de dimensionner les conducteurs d'une structure convenable pour que :  
15 - les équations (5) et (6) soient vérifiées avec une précision suffisante dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue ;  
- les matrices  $\mathbf{Z}_R$  et  $\mathbf{Y}_R$  obtenues à partir des équations (5) et (6) soient indépendantes de  $z$  ;  
20 - on obtienne une matrice  $\mathbf{Z}_{RC}$  voisine d'une matrice souhaitée.

Par conséquent, le procédé selon l'invention peut être tel qu'avant que l'on modélise  
25 ladite interconnexion, on dimensionne ladite interconnexion de telle manière qu'elle peut, avec une précision suffisante dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, être modélisée par une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 1$  conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice ayant des  
30 caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant comme variables les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels.

Nous décrivons à présent un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention. Un dispositif pour la transmission procurant, dans une bande de fréquences  
35 connue,  $m$  voies de transmission correspondant chacune à un signal à transmettre entre l'entrée d'au moins un circuit d'émission et la sortie d'au moins un circuit de réception,  $m$  étant un entier supérieur ou égal à 2, comporte :

- une interconnexion ayant  $n$  conducteurs de transmission et un conducteur de retour distinct du conducteur de référence,  $n$  étant un entier supérieur ou égal à  $m$ , l'interconnexion étant structurellement combinée avec le conducteur de référence sur toute la longueur de l'interconnexion, l'interconnexion étant telle qu'elle peut être modélisée, dans une
- 5 partie de ladite bande de fréquences connue, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, par une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 1$  conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur, ladite ligne de transmission multiconductrice
- 10 utilisant comme variables les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels ;
- au moins un dit circuit d'émission recevant les dits  $m$  signaux à transmettre, la sortie du dit au moins un dit circuit d'émission étant couplée à au moins  $m$  des dits conducteurs de transmission ;
- 15 au moins un dit circuit de réception délivrant, quand ledit au moins un dit circuit de réception est dans l'état activé,  $m$  "signaux de sortie du circuit de réception" correspondant chacun à une voie de transmission, l'entrée du dit au moins un dit circuit de réception étant couplée à au moins  $m$  des dits conducteurs de transmission et au dit conducteur de retour, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant
- 20 principalement déterminé par une seule des dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour ;
- au moins un circuit de terminaison couplé au dit conducteur de retour et à chacun des dits conducteurs de transmission, ledit au moins un circuit de terminaison étant, dans ladite
- 25 partie de ladite bande de fréquences connue, quand ledit au moins un circuit de terminaison est dans l'état activé, approximativement caractérisé, pour ladite interconnexion, par une matrice impédance  $\mathbf{Z}_{RL}$  par rapport au conducteur de retour, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour étant une matrice carrée d'ordre  $n$  approximativement égale à une matrice diagonale, le dit au moins un circuit de terminaison étant, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, quand
- 30 ledit au moins un circuit de terminaison est dans l'état activé, tel que chaque élément de la matrice  $\mathbf{P}_R$  des coefficients de réflexion en tension, par rapport au conducteur de retour, du dit au moins un circuit de terminaison, a un module inférieur ou égal à  $6/10$ .
- Selon l'invention, il est possible qu'il existe un état désactivé pour au moins un des dits circuits de réception, dans lequel le comportement de ce circuit de réception est différent de
- 35 celui défini ci-dessus. Cependant, l'existence d'un état désactivé pour au moins un des dits circuits de réception n'est nullement une caractéristique de l'invention. Selon l'invention, il est possible qu'il existe un état désactivé pour au moins un des dits circuits de terminaison,



dans lequel le comportement de ce circuit de terminaison est différent de celui défini ci-dessus. Cependant, l'existence d'un état désactivé pour au moins un des dits circuits de terminaison n'est nullement une caractéristique de l'invention.

5 Dans un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, ladite interconnexion peut en particulier être réalisée sans câble, comme exposé plus haut.

Dans un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, il est possible que le nombre  $m$  de voies de transmission entre un des dits circuits d'émission et un des dits circuits de réception soit égal au nombre  $n$  de conducteurs de transmission. Dans le cas contraire,  $n > m$ , et les conducteurs de transmission qui ne sont pas attribués à une voie de transmission peuvent avoir une autre fonction, par exemple transmettre des tensions de référence ou l'alimentation, ou des signaux d'adresse ou de contrôle. En particulier,  $n$  peut être supérieur ou égal à trois.

10 Dans un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, il est possible que chacun des dits circuits de terminaison soit disposé à une extrémité de ladite interconnexion. Cette disposition est préférée car les spécialistes comprennent que la meilleure technique pour éliminer les réflexions consiste à disposer, en au moins une extrémité de l'interconnexion, un circuit de terminaison tel que la matrice impédance du circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour soit voisine d'une matrice diagonale minimisant les effets néfastes des réflexions. Cependant, un circuit de terminaison est parfois disposé ailleurs qu'à une extrémité de l'interconnexion, comme expliqué dans les sections 6.1.3 et 6.3 du chapitre 6 du livre de H. W. Johnson et M. Graham mentionné plus haut et comme montré sur la figure 4 c du dit brevet des États-Unis d'Amérique numéro 6,195,395.

20 Un dispositif selon l'invention peut être tel que les dits circuits de terminaison, les dits circuits d'émission et les dits circuits de réception sont tous deux à deux sans parties communes. Inversement, un dispositif selon l'invention peut être tel que les dits circuits de terminaison, les dits circuits d'émission et les dits circuits de réception ne sont pas tous deux à deux sans parties communes.

30 Le procédé et le dispositif selon l'invention, grâce aux caractéristiques spécifiées pour l'interconnexion et pour les terminaisons, utilisent le conducteur de retour comme chemin de retour pour le courant de retour produit par les courants circulant sur les  $n$  conducteurs de transmission, d'où le nom "conducteur de retour". Ceci n'est pas le cas du conducteur commun utilisé dans les figures 3 et 4. Cependant, le conducteur de retour tel que défini dans l'invention et le conducteur commun de l'état de l'art antérieur partagent la propriété d'être utilisés par le circuit de réception pour délivrer les "signaux de sortie du circuit de réception". Par conséquent, il est approprié de considérer que le procédé et le dispositif selon l'invention sont pseudo-différentiels.

35 Selon l'invention, il est spécifié qu'il doit être possible de modéliser l'interconnexion

par une ligne de transmission multiconductrice de caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur pour ladite partie de ladite bande de fréquences connue, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités. Pour que la prise en compte de ces impédances localisées puisse se limiter à constater qu'elles ne sont pas présentes ou qu'elles sont négligeables, ces circuits doivent être tels qu'ils ne perturbent pas la propagation le long de la ligne de transmission multiconductrice. Le spécialiste voit que ce résultat peut être obtenu par exemple :

- en utilisant des circuits d'émission et/ou des circuits de réception connectés en série avec les conducteurs de l'interconnexion, et présentant une faible impédance série,
- en utilisant des circuits d'émission et/ou des circuits de réception connectés en parallèle avec les conducteurs de l'interconnexion, et présentant une forte impédance parallèle.

Connecter les circuits de réception et les circuits d'émission en parallèle avec l'interconnexion est plus simple à réaliser que de les connecter en série. C'est donc la connexion en parallèle qui est *a priori* préférée.

Selon l'invention, il est possible que la section de l'interconnexion dans un plan orthogonal à la direction de propagation ne varie pas, à un facteur d'échelle près, sur la plus grande partie de la longueur de l'interconnexion, au voisinage des conducteurs de transmission.

Un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention peut préférentiellement être tel que ladite bande de fréquences connue contient des fréquences comprises entre 100 kHz et 100 GHz. Il est souvent possible, par exemple à des fréquences supérieures à 1 MHz, d'obtenir une matrice  $Z_{RC}$  pratiquement réelle et indépendante de la fréquence. Dans ce cas, il est clair pour le spécialiste qu'un circuit de terminaison présentant une matrice diagonale  $Z_{RL}$  minimisant les effets néfastes des réflexions à de telles fréquences pourrait par exemple être constitué d'un réseau de  $n$  résistances connectées au conducteur de retour, et que les calculs pour dimensionner ce réseau peuvent reposer sur l'équation (9).

Au moins un des dits circuits de terminaison d'un dispositif selon l'invention peut par exemple être un circuit de terminaison défini dans ladite demande de brevet français numéro 07/04421, ayant  $n$  bornes signal et une borne commune, chacune des dites bornes signal étant connectée à un et un seul des dits conducteurs de transmission, chacun des dits conducteurs de transmission étant connecté à une et une seule des dites bornes signal, ladite borne commune étant connectée au dit conducteur de retour. Par conséquent, un dispositif selon l'invention peut être tel qu'au moins un dit circuit de terminaison est, quand ledit au moins un dit circuit de terminaison est dans l'état activé, approximativement équivalent, pour les dits conducteurs de transmission et ledit conducteur de retour, à un réseau constitué de  $n$  branches, chacune des dites branches ayant une première borne et une seconde borne, chacune des dites

branches étant constituée d'un dipôle linéaire passif connecté en série avec une source de tension délivrant une tension constante, la première borne de chacune des dites branches étant connectée à un et un seul des dits conducteurs de transmission, la seconde borne de chacune des dites branches étant connectée au dit conducteur de retour, chacun des dits conducteurs de transmission étant connecté à ladite première borne d'une et une seule des dites branches. Un tel circuit de terminaison dans l'état activé présente, par rapport au dit conducteur de retour, à toute fréquence, une matrice impédance diagonale d'ordre  $n$ .

Un dispositif selon l'invention peut être tel qu'au moins un dit circuit de terminaison est constitué d'un réseau de  $n$  résistances, chacune des dites résistances étant connectée entre un des dits conducteurs de transmission et ledit conducteur de retour, chacune des dites résistances étant connectée à un conducteur de transmission différent.

Un circuit de terminaison constitué d'un réseau de résistances n'est cependant nullement une caractéristique de l'invention. Selon un premier exemple, les concepteurs, en vue de réduire la puissance dissipée par un des dits circuits de terminaison, peuvent choisir de ne permettre à ce circuit de terminaison d'être efficace que dans un intervalle de fréquences pertinent, par exemple en incluant des réactances appropriées dans ce circuit de terminaison. Selon un deuxième exemple, un des dits circuits de terminaison pourrait incorporer des composants actifs, par exemple des transistors à effet de champ à grille isolée (MOSFET) opérant dans le régime ohmique. L'impédance du canal de tels composants peut être réglable par un moyen électrique. Par conséquent, un dispositif selon l'invention peut être tel que la matrice impédance  $Z_{RL}$  par rapport au conducteur de retour, d'au moins un dit circuit de terminaison dans l'état activé, peut être réglée par des moyens électriques.

Dans le cas où un des dits circuits de terminaison a un état activé et un état désactivé, l'impédance du canal d'un ou plusieurs MOSFET peut par exemple être contrôlée par un ou plusieurs signaux de contrôle prenant des valeurs différentes dans l'état activé et dans l'état désactivé. Par conséquent, au moins un des dits circuits de terminaison peut être tel que ledit circuit de terminaison a un état activé et un état désactivé, la matrice impédance, par rapport au dit conducteur de retour, du dit circuit de terminaison dans l'état activé étant différente de la matrice impédance, par rapport au dit conducteur de retour, du dit circuit de terminaison dans l'état désactivé.

Dans le cas où un des dits circuits de terminaison a un état activé et un état désactivé, des composants tels que des transistors peuvent par exemple être utilisés comme des commutateurs ayant un état fermé et un état ouvert. Dans ce cas, les dits transistors peuvent par exemple être dans l'état fermé quand ce circuit de terminaison est dans l'état activé, et être dans l'état ouvert quand ce circuit de terminaison est dans l'état désactivé. Par conséquent, il est possible qu'au moins un dit circuit de terminaison ait un état activé et un état désactivé, chaque courant circulant depuis ledit au moins un dit circuit de terminaison vers un des dits

conducteurs de transmission étant pratiquement nul lorsque ledit au moins un dit circuit de terminaison est dans l'état désactivé. Les concepteurs, en vue de réduire la puissance dissipée par un tel circuit de terminaison, peuvent choisir de mettre ce circuit de terminaison dans l'état désactivé quand un circuit d'émission proche du circuit de terminaison est dans l'état activé.

- 5 Un tel circuit de terminaison peut par exemple utiliser un des principes montrés sur les Figures 10 et 11 de ladite demande de brevet français numéro 07/04421.

Selon l'invention, au moins un circuit de terminaison est tel que  $Z_{RL}$  est une matrice carrée d'ordre  $n$ . Ceci implique que ce circuit de terminaison dans l'état activé se comporte, pour l'interconnexion, comme s'il n'était pas connecté au dit conducteur de référence.

- 10 Cependant, un dispositif selon l'invention peut aussi comporter un ou plusieurs circuits d'amortissement couplés au dit conducteur de retour, chacun des dits circuits d'amortissement étant, pour ledit conducteur de retour, approximativement équivalent à un réseau constitué d'un dipôle passif ayant une première borne connectée au dit conducteur de retour et une
- 15 seconde borne connectée à la première borne d'une source de tension délivrant une tension constante, la seconde borne de ladite source de tension étant connectée au dit conducteur de référence (masse). Comme l'invention n'utilise pas de signaux appliqués entre le conducteur de retour et la masse, la fonction des dits circuits d'amortissement n'est pas de réduire les réflexions des signaux. Le spécialiste comprend que les dits circuits d'amortissement sont destinés à procurer un amortissement des résonances du circuit constitué par le conducteur de
- 20 retour et le conducteur de référence, qui peut être excité par le bruit produit par des couplages électromagnétiques non voulus. Les dits circuits d'amortissement peuvent donc réduire encore les effets des couplages électromagnétiques non voulus.

N'importe lequel des dits circuits d'amortissement peut être tel que ledit dipôle passif appartenant au dit réseau approximativement équivalent au dit circuit d'amortissement peut

25 être considéré comme linéaire. Par conséquent, selon l'invention, au moins un des dits circuits d'amortissement peut être, pour ledit conducteur de retour, approximativement équivalent à un réseau constitué d'un dipôle linéaire passif ayant une première borne couplée au dit conducteur de retour et une seconde borne maintenue à une tension fixe (positive, négative ou nulle) par rapport au dit conducteur de référence. Un tel circuit d'amortissement est caractérisé,

30 à toute fréquence non nulle, par une impédance scalaire.

Il est important d'observer que la combinaison d'un tel circuit d'amortissement et d'un des dits circuits de terminaison présente, par rapport au dit conducteur de retour, à toute fréquence donnée, une matrice impédance diagonale d'ordre  $n + 1$ . Cette caractéristique ne s'applique pas aux terminaisons de l'état de l'art antérieur des figures 3 et 4.

- 35 Un dispositif selon l'invention peut être tel qu'aucun des dits circuits d'amortissement n'a de partie commune avec un des dits circuits de réception et/ou avec un des dits circuits de terminaison et/ou avec un des dits circuits d'émission. Inversement, un dispositif selon

l'invention peut être tel qu'au moins un des dits circuits d'amortissement a une ou plusieurs parties communes avec un des dits circuits de réception et/ou avec un des dits circuits de terminaison et/ou avec un des dits circuits d'émission

Au moins un des dits circuits d'émission d'un dispositif selon l'invention peut par exemple être un dispositif décrit dans la demande de brevet français numéro 07/04889 du 6  
5 juillet 2007, intitulée "Dispositif d'interface pseudo-différentiel avec circuit d'équilibrage", ayant  $n$  bornes signal et une borne commune, chacune des dites bornes signal étant connectée à un et un seul des dits conducteurs de transmission, chacun des dits conducteurs de transmission étant connecté à une et une seule des dites bornes signal, ladite borne commune  
10 étant connectée au dit conducteur de retour.

Un dit circuit d'émission et un dit circuit de réception d'un dispositif selon l'invention peuvent par exemple former un dispositif décrit dans la demande de brevet français numéro 07/04949 du 9 juillet 2007, intitulée "Dispositif d'interface pseudo-différentiel avec circuit de commutation", ayant  $n$  bornes signal et une borne commune, chacune des dites bornes signal  
15 étant connectée à un et un seul des dits conducteurs de transmission, chacun des dits conducteurs de transmission étant connecté à une et une seule des dites bornes signal, ladite borne commune étant connectée au dit conducteur de retour.

Selon l'invention, au moins un des dits circuits d'émission et/ou au moins un des dits circuits de réception peuvent avoir une fonction de filtrage, par exemple en vue de l'obtention  
20 d'une pré-accentuation, d'une désaccentuation ou d'une égalisation améliorant la transmission. Il devient alors nécessaire de synthétiser les filtres correspondants, soit sous la forme de filtres analogiques, soit sous la forme de filtres numériques, par une des nombreuses méthodes connues des spécialistes.

Lorsque les pertes ne sont pas négligeables dans l'interconnexion, des distorsions de  
25 phase et d'amplitude peuvent se produire, dont on dit qu'elles sont les distorsions dues à la propagation. La réduction de ces distorsions peut être obtenue, dans un dispositif selon l'invention, en utilisant une égalisation réduisant les effets des distorsions dues à la propagation, ladite égalisation étant mise en oeuvre dans au moins un des dits circuits d'émission et/ou dans au moins un des dits circuits de réception. Ce type de traitement, qui est  
30 aussi parfois appelé compensation, est bien connu des spécialistes et peut être mis en oeuvre en utilisant un traitement analogique du signal ou un traitement numérique du signal.

Les spécialistes savent qu'il est classique d'utiliser des algorithmes adaptatifs pour mettre en oeuvre ce type de traitement dans les récepteurs pour transmission de données. Un dispositif selon l'invention peut utiliser une égalisation adaptative. Ce type de traitement est  
35 bien connu des spécialistes et est souvent mis en oeuvre en utilisant un traitement numérique du signal.

## BRÈVE PRÉSENTATION DES DIFFÉRENTES FIGURES

D'autres avantages et caractéristiques ressortiront plus clairement de la description qui va suivre de modes particuliers de réalisation de l'invention, donnés à titre d'exemples non limitatifs, et représentés dans les dessins annexés sur lesquels :

- 5           -     la figure 1 représente un dispositif pour la transmission comportant une interconnexion à quatre conducteurs de transmission, et a déjà été commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique ;
- la figure 2 représente un premier dispositif pseudo-différentiel pour la transmission comportant une interconnexion à quatre conducteurs de
- 10          -     la figure 3 représente un deuxième dispositif pseudo-différentiel pour la transmission comportant une interconnexion à quatre conducteurs de transmission, et a déjà été commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique ;
- la figure 4 représente un troisième dispositif pseudo-différentiel pour la transmission comportant une interconnexion à quatre conducteurs de
- 15          -     la figure 5 montre une section droite d'une interconnexion et du conducteur de référence, pouvant être utilisés dans les dispositifs de transmission pseudo-différentiels des figures 3 et 4 ;
- la figure 6 montre une section droite d'une interconnexion et du conducteur de référence, pouvant être utilisés dans les dispositifs de transmission pseudo-différentiels des figures 3 et 4 ;
- 20          -     la figure 7 représente un premier mode et un deuxième mode de réalisation de l'invention ;
- la figure 8 montre une section droite d'une interconnexion et du conducteur de référence pour le premier mode de réalisation de l'invention ;
- 25          -     la figure 9 montre une section droite d'une interconnexion et du conducteur de référence pour le deuxième mode de réalisation de l'invention ;
- la figure 10 représente un troisième mode de réalisation de l'invention ;
- la figure 11 représente le circuit d'émission et un circuit d'amortissement utilisés dans le troisième mode de réalisation de l'invention ;
- 30          -     la figure 12 représente le circuit de terminaison, le circuit de réception et un
- 35

- circuit d'amortissement utilisés dans le troisième mode de réalisation de l'invention ;
- la figure 13 représente un quatrième mode de réalisation de l'invention.

## DESCRIPTION DÉTAILLÉE DE CERTAINS MODES DE RÉALISATION

### 5 Premier mode de réalisation.

Au titre d'un premier mode de réalisation d'un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, donné à titre d'exemple non limitatif, nous avons représenté sur la figure 7 un dispositif selon l'invention, comportant une interconnexion (1) ayant  $n = 4$  conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) et un conducteur de retour (10) distinct du  
 10 conducteur de référence (7). Les deux circuits de terminaison (4) sont connectés aux conducteurs (10) (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1), la matrice impédance de chaque circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour étant approximativement égale, dans une partie de ladite bande de fréquences connue, à une matrice diagonale d'ordre  $n$  minimisant une norme matricielle de la matrice des coefficients de réflexion en tension du circuit de  
 15 terminaison par rapport au conducteur de retour. Le circuit d'émission (5) reçoit en entrée les signaux des 4 voies de la source (2) et ses  $n + 1 = 5$  bornes de sortie sont connectées aux conducteurs (10) (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1). Le circuit de réception (6) a ses  $n + 1 = 5$  bornes d'entrée connectées aux conducteurs (10) (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1). La sortie du circuit de réception (6) délivre 4 "signaux de sortie du circuit  
 20 de réception" au destinataire (3). Ainsi, les signaux analogiques ou numériques des quatre voies de la source (2) sont transmis aux quatre voies du destinataire (3).

Le circuit d'émission (5) est un "Dispositif d'interface pseudo-différentiel avec circuit d'équilibrage" selon ladite demande de brevet français numéro 07/04889, qui produit à sa sortie des courants naturels (les variables de transmission sont donc des courants naturels),  
 25 chacun de ces courants naturels étant principalement déterminé par le signal d'une seule voie de la source (2). Chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" délivré par le circuit de réception (6) est principalement déterminé par une seule des tensions naturelles référencées au conducteur de retour.

Le spécialiste voit que, pour le système de transmission pseudo-différentiel de l'état  
 30 de l'art antérieur montré sur la figure 3 :

- la terminaison (4) n'a pas de matrice impédance par rapport au conducteur commun ;
- la terminaison (4) a une matrice impédance  $Z_{G1}$  par rapport au conducteur de référence.

La matrice impédance  $Z_{G1}$  est une matrice diagonale d'ordre 4, égale à

$$\mathbf{Z}_{G1} = \begin{pmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_4 \end{pmatrix} \quad (10)$$

où nous avons utilisé les notations de la figure 3 et une numérotation convenable des conducteurs de transmission. Le spécialiste voit que, pour le système de transmission pseudo-différentiel de l'état de l'art antérieur montré sur la figure 4 :

- 5 - la terminaison (4) a une matrice impédance  $\mathbf{Z}_{C2}$  par rapport au conducteur commun ;
- la terminaison (4) a une matrice impédance  $\mathbf{Z}_{G2}$  par rapport au conducteur de référence.

Les matrices impédance  $\mathbf{Z}_{C2}$  et  $\mathbf{Z}_{G2}$  sont des matrices carrées d'ordre 5, égales à

$$\mathbf{Z}_{C2} = \begin{pmatrix} R_1 + R_D & R_D & R_D & R_D & R_D \\ R_D & R_2 + R_D & R_D & R_D & R_D \\ R_D & R_D & R_3 + R_D & R_D & R_D \\ R_D & R_D & R_D & R_4 + R_D & R_D \\ R_D & R_D & R_D & R_D & R_D \end{pmatrix} \quad (11)$$

et

$$\mathbf{Z}_{G2} = \begin{pmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_D \end{pmatrix} \quad (12)$$

où nous avons utilisé les notations de la figure 4 et une numérotation convenable des conducteurs. La matrice impédance  $\mathbf{Z}_{G2}$  par rapport au conducteur de référence est diagonale tandis que la matrice impédance  $\mathbf{Z}_{C2}$  par rapport au conducteur commun n'est pas une matrice diagonale, puisque un système de transmission pseudo-différentiel nécessite  $R_D \neq 0$ .

- 15 Les circuits de terminaison (4) de la figure 7 sont tels que la matrice impédance de chaque circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour est approximativement égale, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, à une matrice diagonale d'ordre  $n$ . Cette caractéristique ne s'applique pas aux terminaisons de l'état de l'art antérieur pour lesquelles, à toute fréquence donnée :
- 20 - il n'est pas possible de définir une matrice impédance par rapport au conducteur de retour (appelé conducteur commun) pour la terminaison (4) de la figure 3, constituée de  $n = 4$  résistances (401) (402) (403) (404) ;
- il est possible de définir une matrice impédance  $\mathbf{Z}_{C2}$  par rapport au conducteur de retour (appelé conducteur commun) pour la terminaison (4) de la figure 4, constituée de  $n + 1 = 5$



résistances (401) (402) (403) (404) (410), mais l'équation (11) montre que cette matrice carrée d'ordre  $n + 1$  n'est pas diagonale, car, pour des transmissions pseudo-différentielles,  $R_D \neq 0$ .

Sur la figure 7, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, le spécialiste comprend que chaque circuit de terminaison (4) se comporte comme s'il n'était pas connecté à la masse. Par conséquent, il n'y a pas de contrainte sur la manière dont est routée l'interconnexion (1) par rapport à la masse (7). Par conséquent, sur la figure 7, le conducteur de référence (7) est représenté avec une forme géométrique irrégulière, qui indique que la distance entre les conducteurs de l'interconnexion (1) et le conducteur de référence (7) peut varier en fonction de l'abscisse  $z$  le long de l'interconnexion.

L'interconnexion (1) est réalisée dans un circuit imprimé, les conducteurs de transmission étant des pistes de largeur égale à environ  $203 \mu\text{m}$ . La figure 8 montre une section de l'interconnexion et du conducteur de référence (7) dans un plan orthogonal à la direction de propagation, à une abscisse  $z$  donnée. Dans cette structure, le conducteur de retour (10) est une surface de cuivre et les conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) sont des pistes qui sont clairement plus proches du conducteur de retour (10) que du conducteur de référence (7). L'interconnexion est dimensionnée de façon à pouvoir être modélisée, avec une précision suffisante, par une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 1$  conducteurs, telle que

$$\mathbf{Z}_R \approx j\omega \mathbf{L}_R \quad \text{avec} \quad \mathbf{L}_R \approx \begin{pmatrix} 334 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 334 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 334 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 334 \end{pmatrix} \text{ nH/m} \quad (13)$$

et

$$\mathbf{Y}_R \approx j\omega \mathbf{C}_R \quad \text{avec} \quad \mathbf{C}_R \approx \begin{pmatrix} 107 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 107 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 107 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 107 \end{pmatrix} \text{ pF/m} \quad (14)$$

Les équations (13) et (14) sont applicables à :

- une bande de fréquences au-dessus de 3 MHz, correspondant à ladite partie de ladite bande de fréquences connue, dans laquelle le concepteur a établi que les pertes peuvent être négligées dans le calcul de la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour  $\mathbf{Z}_{RC}$  ;
- des conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) suffisamment espacés pour que le concepteur suppose que les inductances mutuelles et les capacités mutuelles entre les conducteurs de transmission peuvent être négligées.

L'interconnexion (1) est donc telle que ladite matrice impédance linéique  $\mathbf{Z}_R$  et ladite matrice admittance linéique  $\mathbf{Y}_R$  sont indépendantes de l'abscisse  $z$ , et telle que la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour  $\mathbf{Z}_{RC}$  est donnée par

$$\mathbf{Z}_{RC} \approx \begin{pmatrix} 55,9 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 55,9 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 55,9 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 55,9 \end{pmatrix} \Omega \quad (15)$$

Par conséquent, les circuits de terminaison (4) de la figure 7 peuvent clairement être constitués de  $n = 4$  résistances d'environ  $56 \Omega$ , chacune de ces résistances étant connectée entre un des conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) et le conducteur de retour (10). De cette façon, la matrice impédance de chaque circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour est approximativement égale, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, à une matrice diagonale d'ordre  $n$  minimisant une norme matricielle de la matrice des coefficients de réflexion en tension du circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour, puisque l'équation (9) donne  $\mathbf{P}_R \approx \mathbf{0}$ .

A des fréquences pour lesquelles les équations (5) et (6) peuvent être utilisées, il est possible, en toute abscisse  $z$ , de définir l'impédance linéique  $Z_{RG}$  et l'admittance linéique  $Y_{RG}$  utilisées dans les équations (5) et (6). Le fait que, comme il a été dit plus haut, il n'y a pas de contrainte sur la manière dont est routée l'interconnexion (1) par rapport à la masse (7), implique que  $Z_{RG}$  et  $Y_{RG}$  dépendent *a priori* de l'abscisse  $z$ . Ceci implique qu'il n'est *a priori* pas possible de modéliser la propagation dans la structure interconnexion-masse en utilisant une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 2 = 6$  conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur.

Pour le spécialiste, la figure 8 montre que la position des conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) par rapport au conducteur de retour (10) et au conducteur de référence (7) est telle que le conducteur de retour (10) peut en quelque sorte agir comme un écran électromagnétique. Par conséquent, les courants circulant dans le conducteur de référence (7) induiront des tensions naturelles référencées au conducteur de retour pratiquement nulles dans les conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14). Par conséquent, la diaphonie externe pourra être pratiquement éliminée, en utilisant un principe différent de celui présenté ci-dessus dans la section sur l'état de l'art antérieur. Le spécialiste voit que, selon l'invention, il n'y a pas de contradiction entre une protection efficace contre la diaphonie externe, qui implique que les conducteurs de transmission sont en quelque sorte plus proches du conducteur de retour (10) que du conducteur de référence (7), et des réflexions réduites.

Une interconnexion ayant la structure montrée sur la figure 8 pourrait aussi être réalisée à l'intérieur d'un circuit intégré, et être utilisée dans un dispositif selon l'invention conçu en utilisant une approche similaire à celle présentée dans ce premier mode de réalisation.

Deuxième mode de réalisation.

Le deuxième mode de réalisation d'un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, donné à titre d'exemple non limitatif, correspond également au dispositif selon l'invention représenté sur la figure 7, et les explications relatives à la figure 7 données dans la présentation du premier mode de réalisation sont applicables à ce deuxième mode de réalisation, sauf que, dans ce deuxième mode de réalisation, le circuit d'émission (5) est un "Dispositif d'interface pseudo-différentiel avec circuit d'équilibrage" selon ladite demande de brevet français numéro 07/04889, qui produit à sa sortie des tensions naturelles référencées au conducteur de retour (les variables de transmission sont donc des tensions naturelles référencées au conducteur de retour), chacune de ces tensions naturelles référencées au conducteur de retour étant principalement déterminée par le signal d'une seule voie de la source (2). La figure 8 n'est pas applicable à ce deuxième mode de réalisation.

L'interconnexion est réalisée avec la technologie "interconnexion à haute densité", sur un circuit imprimé, les conducteurs de transmission étant des pistes de largeur égale à environ 30  $\mu\text{m}$  avec une distance d'environ 40  $\mu\text{m}$  entre pistes. La figure 9 montre une section de l'interconnexion et du conducteur de référence (7) dans un plan orthogonal à la direction de propagation, à une abscisse  $z$  donnée. Dans cette structure, le conducteur de retour (10) est constitué de deux surfaces de cuivre (101) (102) interconnectées, et les conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) sont des pistes qui sont clairement plus proches du conducteur de retour (10) que du conducteur de référence (7). L'interconnexion est dimensionnée de façon à pouvoir être modélisée, avec une précision suffisante, par une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 1$  conducteurs, telle que

$$\mathbf{Z}_R \approx j\omega \mathbf{L}_R \quad \text{avec} \quad \mathbf{L}_R \approx \begin{pmatrix} 305,714 & 24,944 & 2,129 & 0,182 \\ 24,944 & 304,731 & 24,861 & 2,129 \\ 2,129 & 24,861 & 304,731 & 24,944 \\ 0,182 & 2,129 & 24,944 & 305,714 \end{pmatrix} \text{ nH/m} \quad (16)$$

et

$$\mathbf{Y}_R \approx j\omega \mathbf{C}_R \quad \text{avec} \quad \mathbf{C}_R \approx \begin{pmatrix} 102,591 & -8,395 & -0,032 & 0,000 \\ -8,395 & 103,607 & -8,391 & -0,032 \\ -0,032 & -8,391 & 103,607 & -8,395 \\ 0,000 & -0,032 & -8,395 & 102,591 \end{pmatrix} \text{ pF/m} \quad (17)$$

Les équations (16) et (17) sont applicables à une bande de fréquences au-dessus de 50 MHz, correspondant à une partie de ladite bande de fréquences connue, dans laquelle le concepteur a établi que les pertes peuvent être négligées dans le calcul de la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour  $\mathbf{Z}_{RC}$ .

L'interconnexion (1) est donc telle que ladite matrice impédance linéique  $\mathbf{Z}_R$  et ladite

matrice admittance linéique  $\mathbf{Y}_R$  sont indépendantes de l'abscisse  $z$ , et telle que la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour  $\mathbf{Z}_{RC}$  est donnée par

$$\mathbf{Z}_{RC} \approx \begin{pmatrix} 54,77 & 4,47 & 0,38 & 0,03 \\ 4,47 & 54,60 & 4,45 & 0,38 \\ 0,38 & 4,45 & 54,60 & 4,47 \\ 0,03 & 0,38 & 4,47 & 54,77 \end{pmatrix} \Omega \quad (18)$$

Pour calculer la matrice diagonale  $\mathbf{Z}_{RL}$  définie plus haut, le concepteur choisit de minimiser la norme matricielle  $\|\mathbf{P}_R\|_\infty$  de la matrice des coefficients de réflexion en tension du circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour, cette norme matricielle étant égale à la plus grande somme des modules des éléments d'une ligne. De cette façon, le concepteur obtient

$$\mathbf{Z}_{RL} \approx \begin{pmatrix} 58,8 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 54,2 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 54,2 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 58,8 \end{pmatrix} \Omega \quad (19)$$

10 pour laquelle  $\|\mathbf{P}_R\|_\infty \approx 0,082$ . Par conséquent, les circuits de terminaison (4) peuvent être constitués :

- de 2 résistances d'environ 58,8  $\Omega$ , chacune de ces résistances étant connectée entre un des conducteurs de transmission (11) (14) numéro 1 ou 4 et le conducteur de retour ;

15 - et de 2 résistances d'environ 54,2  $\Omega$ , chacune de ces résistances étant connectée entre un des conducteurs de transmission (12) (13) numéro 2 ou 3 et le conducteur de retour.

De cette façon, la matrice impédance de chaque circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour est approximativement égale, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, à une matrice diagonale d'ordre  $n$  minimisant une norme matricielle de la matrice des coefficients de réflexion en tension du circuit de terminaison par rapport au

20 conducteur de retour. Pour le spécialiste, la figure 9 montre que la position des conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) par rapport aux surfaces de cuivre interconnectées (101) (102) et au conducteur de référence (7) est telle que le conducteur de retour (10) peut agir comme un écran électromagnétique. Comme dans le cas du premier mode de réalisation, ceci réduit efficacement la diaphonie externe.

25 Sur la figure 7, le conducteur de référence (7) est représenté avec une forme géométrique irrégulière, qui indique que la distance entre les conducteurs de l'interconnexion (1) et le conducteur de référence (7) peut varier en fonction de l'abscisse  $z$  le long de l'interconnexion. Cependant, il est également possible que la section droite de l'interconnexion (1) et du conducteur de référence (7) représentée sur la figure 9 soit indépendante de l'abscisse

z. Dans ce cas, les paramètres  $Z_{RG}$  et  $Y_{RG}$  des équations (5) et (6) sont indépendants de l'abscisse  $z$ , et une conception possible est par exemple telle que, pour des fréquences supérieures à 50 MHz,  $Z_{RG} \approx j\omega L_{RG}$  avec  $L_{RG} \approx 66,4$  nH/m et  $Y_{RG} \approx j\omega C_{RG}$  avec  $C_{RG} \approx 469$  pF/m. Dans ce cas, il est possible de modéliser la propagation dans l'interconnexion en utilisant une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 2 = 6$  conducteurs, utilisant comme variables des tensions naturelles référencées à la masse et des courants naturels, cette ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur. Pour cette ligne de transmission multiconductrice à  $n + 2$  conducteurs, le calcul de la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de référence, notée  $Z_{GC}$ , donne

$$Z_{GC} \approx \begin{pmatrix} 66,67 & 16,37 & 12,28 & 11,93 & 11,90 \\ 16,37 & 66,50 & 16,35 & 12,28 & 11,90 \\ 12,28 & 16,35 & 66,50 & 16,37 & 11,90 \\ 11,93 & 12,28 & 16,37 & 66,67 & 11,90 \\ 11,90 & 11,90 & 11,90 & 11,90 & 11,90 \end{pmatrix} \Omega \quad (20)$$

Clairement, les valeurs des résistances données par l'équation (19) pour les résistances d'un circuit de terminaison (4) n'apparaissent pas dans l'équation (20). La méthode selon l'invention utilise donc une méthode de terminaison très différente des méthodes de terminaison de l'état de l'art antérieur.

Dans ce deuxième mode de réalisation, pour compenser les distorsions dues à la propagation à cause des pertes aux fréquences supérieures à 200 MHz, le circuit de réception (6) met en oeuvre un des procédés d'égalisation analogiques connus.

Le spécialiste note que, dans le premier et le deuxième mode de réalisation, le conducteur de retour (10) se comportant en quelque sorte comme un écran électromagnétique, le système de transmission pseudo-différentiel selon l'invention ne génère pratiquement pas de perturbations électromagnétiques pouvant dégrader les performances des circuits proches, et n'est pratiquement pas vulnérable aux perturbations électromagnétiques produites par des circuits proches.

Une interconnexion ayant la structure montrée sur la figure 9 pourrait aussi être réalisée à l'intérieur d'un circuit intégré, et être utilisée dans un dispositif selon l'invention conçu en utilisant une approche similaire à celle présentée dans ce deuxième mode de réalisation.

### Troisième mode de réalisation.

Au titre d'un troisième mode de réalisation d'un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, donné à titre d'exemple non limitatif, nous avons représenté sur la figure 10 un dispositif selon l'invention, comportant une interconnexion (1) ayant  $n = 3$  conducteurs de transmission (11) (12) (13) et un conducteur de retour (10) distinct du

conducteur de référence (7). Le circuit de terminaison (4) est connecté aux conducteurs de l'interconnexion (1), la matrice impédance du circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour étant, dans une partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, approximativement égale à une matrice diagonale d'ordre  $n$  telle que tous les éléments de la

5 matrice des coefficients de réflexion en tension du circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour ont un module inférieur ou égal à  $1/10$ . Le circuit d'émission (5) reçoit en entrée les signaux des 3 voies de la source (2) et ses 4 bornes de sortie sont connectées aux conducteurs de l'interconnexion (1). Le circuit de réception (6) a ses 4 bornes d'entrée connectées aux conducteurs de l'interconnexion (1) et délivre 3 "signaux de sortie du circuit

10 de réception" au destinataire (3).

Dans ce troisième mode de réalisation, deux circuits d'amortissement (8) sont connectés entre le conducteur de retour (10) et un noeud maintenu à une tension constante par rapport à une borne de référence. Pour le premier circuit d'amortissement, ce noeud est une borne d'alimentation ayant une tension constante par rapport à un noeud de référence. Le

15 second circuit d'amortissement est connecté directement à un noeud de référence.

Le circuit d'émission (5) et le premier des dits circuits d'amortissement (8) sont représentés sur la figure 11, dans laquelle :

- chacun des  $n$  "signaux d'entrée du circuit d'émission" est appliqué à une entrée (57) qui est une entrée différentielle comportant 2 bornes (571) (572) ;
- 20 - chacune des  $n$  entrées (57) correspond à l'entrée d'une paire différentielle constituée de deux transistors (511) (512) dont les sources sont alimentées par une source de courant (513) fournissant un courant  $I$  pratiquement constant ;
- chacune des  $n$  bornes de sortie (581) couplées à un conducteur de transmission est connectée au drain du deuxième transistor (512) de chacune des dites paires différentielles et à une source
- 25 de courant (531) fournissant un courant voisin de  $I/2$  et pratiquement constant ;
- la borne de sortie (580) couplée au conducteur de retour est connectée aux drains des  $n$  premiers transistors (511) des dites paires différentielles et au dit premier des dits circuits d'amortissement, constitué d'une résistance (811) connectée à une borne d'alimentation.

Le circuit d'émission représenté sur la figure 11 délivre, à chaque borne de sortie (581)

30 couplée à un conducteur de transmission, un courant naturel approximativement déterminé par un et un seul des "signaux d'entrée du circuit d'émission". Puisque la résistance (811) ne fait pas partie du circuit d'émission, le courant total sortant des bornes de sortie du circuit d'émission est pratiquement  $-nI/2$ . Ce courant total est donc pratiquement constant.

Le circuit de terminaison (4), le circuit de réception (6) et le second des dits circuits

35 d'amortissement (8) sont représentés sur la figure 12, dans laquelle :

- chacun des  $n = 3$  "signaux de sortie du circuit de réception" est délivré à une sortie (68) qui est une sortie différentielle comportant 2 bornes (681) (682) ;

- chacune des  $n$  sorties (68) correspond à la sortie d'une paire différentielle constituée de deux transistors (611) (612) dont les sources sont polarisées par une source de courant (613) et dont les drains sont polarisés par deux résistances (631) (632) ;
- chacune des  $n$  bornes d'entrée (671) couplée à un conducteur de transmission est connectée  
5 à la grille du premier transistor (611) d'une des dites paires différentielles ;
- la borne d'entrée (670) couplée au conducteur de retour est connectée à la grille des  $n$  seconds transistors (612) des dites paires différentielles ;
- le second circuit d'amortissement est constitué d'une branche comportant un condensateur (821) connecté en série avec une résistance (822), cette branche étant connectée entre la masse  
10 et la borne d'entrée (670) couplée au conducteur de retour ;
- le circuit de terminaison est constitué de  $n$  résistances (411) telles que tous les éléments de ladite matrice des coefficients de réflexion en tension du circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour ont un module inférieur ou égal à 1/10 dans ladite partie de la bande de  
15 fréquences utilisée pour la transmission, chacune de ces résistances étant connectée entre une des dites bornes d'entrée (671) couplées à un conducteur de transmission et ladite borne d'entrée (670) couplée au conducteur de retour ;
- le circuit de réception est constitué de tous les composants montrés sur la figure 12, excepté ceux déjà identifiés comme appartenant au circuit de terminaison ou au second circuit d'amortissement.

20 Le spécialiste voit que le circuit de réception représenté sur la figure 12 produit à ses sorties  $n$  "signaux de sortie du circuit de réception" correspondant chacun à une des voies de transmission, chacun de ces "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une seule des tensions naturelles référencées au conducteur de retour.

25 Dans ce troisième mode de réalisation, il n'y a qu'une seule terminaison parce que les signaux sont destinés à se propager dans une seule direction, et parce qu'une terminaison unique réduit suffisamment les réflexions.

Le circuit d'amortissement (811) de la figure 11 et le circuit d'amortissement (821) (822) de la figure 12 amortissent les résonances du circuit constitué par le conducteur de retour et le conducteur de référence. Les spécialistes comprennent que ceci peut améliorer la  
30 protection contre la diaphonie externe, et que, dans le cas où les paramètres  $Z_{RG}$  et  $Y_{RG}$  des équations (5) et (6) sont à peu près indépendants de l'abscisse  $z$ , un bon amortissement est obtenu quand le carré de l'impédance des circuits d'amortissement est approximativement égal au rapport  $Z_{RG} / Y_{RG}$ . En pratique, des valeurs comprises entre 5  $\Omega$  et 100  $\Omega$  peuvent souvent convenir pour les résistances (811) (822) des circuits d'amortissement. Le circuit  
35 d'amortissement (811) de la figure 11 est une résistance qui est aussi utilisée pour polariser le drain de plusieurs transistors du circuit d'émission. Nous aurions donc pu considérer que cette résistance (811) est une partie du circuit d'émission.

Le circuit d'amortissement constitué d'une résistance (811) et les sources de courant (513) (531) du circuit d'émission peuvent être dimensionnés de façon à ce qu'une tension nulle appliquée entre les bornes d'entrée (571) (572) du circuit d'émission pour un canal donné produise une tension pratiquement nulle entre les bornes de sortie (681) (682) du circuit de réception pour le même canal.

Ce troisième mode de réalisation convient à la transmission de signaux analogiques, et la transmission de signaux numériques.

#### Quatrième mode de réalisation.

Au titre d'un quatrième mode de réalisation d'un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, donné à titre d'exemple non limitatif, nous avons représenté sur la figure 13 un dispositif selon l'invention, comportant une interconnexion (1) ayant  $n = 4$  conducteurs de transmission et un conducteur de retour (10) distinct du conducteur de référence (7). Les deux circuits de terminaison (4) sont connectés aux conducteurs de l'interconnexion (1), aux deux extrémités, chaque circuit de terminaison étant tel que la matrice impédance du circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour est, dans une partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, approximativement égale à une matrice diagonale d'ordre  $n$  telle que tous les éléments de la matrice des coefficients de réflexion en tension du circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour ont un module inférieur ou égal à  $1/10$ . Les 2 circuits d'émission (5) placés en 2 abscisses  $z$  différentes reçoivent à leurs entrées les signaux des 4 voies des deux sources (2), et les 5 bornes de sortie de chaque circuit d'émission sont connectées aux 5 conducteurs de l'interconnexion (1). Les 3 circuits de réception (6) sont placés en 3 abscisses  $z$  différentes et les 5 bornes d'entrée de chaque circuit de réception sont connectées aux 5 conducteurs de l'interconnexion (1). Trois circuits d'amortissement (8) sont connectés entre le conducteur de retour (10) et le conducteur de référence (7). La sortie de chaque circuit de réception (6) délivre 4 "signaux de sortie du circuit de réception" à un destinataire (3).

Sur la figure 13, chaque circuit d'émission (5) est associé à un circuit de réception (6) placé à la même abscisse  $z$  que le circuit d'émission (5), le circuit d'émission (5) et le circuit de réception (6) associé étant un dispositif d'interface pseudo-différentiel avec circuit de commutation décrit dans ladite demande de brevet français numéro 07/04949, le circuit d'émission (5) délivrant, lorsque le circuit d'émission est dans l'état activé,  $n$  courants naturels, chacun des dits courants naturels étant principalement déterminé par le signal d'une seule voie de la source (2) connectée au circuit d'émission (5). Nous notons que la figure 13 montre une architecture en bus de données, et que les lignes d'adresses et/ou de contrôle nécessaires pour obtenir l'état activé d'au plus un circuit d'émission (5) à un instant donné ne sont pas



représentées sur la figure 13. Chacun des “signaux de sortie du circuit de réception” délivré par n’importe lequel des circuits de réception (6) est principalement déterminé par une seule des tensions naturelles référencées au conducteur de retour apparaissant à l’entrée du circuit de réception. Ainsi, les signaux des quatre voies d’une source (2) connectée à un circuit d’émission (5) dans l’état activé sont transmis aux quatre voies des destinataires (3), sans diaphonie externe notable.

On note que, dans le dispositif de la figure 13, les circuits d’émission (5) et les circuits de réception (6) étant connectés en parallèle avec l’interconnexion (1), ils peuvent, pour ne pas perturber de façon préjudiciable la propagation des ondes le long de l’interconnexion, et pour ne pas provoquer de réflexion indésirable aux extrémités de l’interconnexion, présenter à l’interconnexion des impédances élevées. Dans le dispositif de la figure 13, deux circuits de terminaison (4) sont nécessaires, car des ondes provenant de l’interconnexion (1) peuvent être incidentes sur ses deux extrémités.

Ce quatrième mode de réalisation est destiné à transmettre des signaux numériques, et le circuit de réception (6) peut être de n’importe quel type connu convenable de récepteur pseudo-différentiel pour signaux numériques, par exemple un des récepteurs pseudo-différentiels décrits dans les dits brevets des États-Unis d’Amérique numéro 5,994,925 et 7,099,395.

Sur la figure 13, l’architecture en bus utilise une connexion directe des circuits d’émission (5) et des circuits de réception (6) à l’interconnexion (1). Ceci n’est pas une caractéristique de l’invention. Par exemple, selon l’invention, des circuits d’émission (5) et/ou des circuits de réception (6) peuvent être couplés à l’interconnexion (1) en utilisant au moins un coupleur électromagnétique. Ce type de couplage est par exemple décrit dans le brevet des États-Unis d’Amérique numéro 7,080,186 intitulé “Electromagnetically-coupled bus system”. Ce type de couplage indirect peut procurer une plus grande bande passante des transmissions.

## INDICATIONS SUR LES APPLICATIONS INDUSTRIELLES

L’invention est adaptée à la transmission pseudo-différentielle entre circuits intégrés dans une interconnexion à deux ou plus de deux conducteurs de transmission, la transmission présentant des couplages non voulus réduits.

Nous notons que, dans les modes de réalisation de l’invention donnés ci-dessus à titre d’exemples non limitatifs et représentés sur les figures 11 et 12, les composants actifs sont des MOSFET. Ceci n’est nullement une caractéristique de l’invention, et les spécialistes comprennent qu’il eût également été possible d’utiliser des transistors bipolaires ou d’autres types de composants actifs. Par conséquent, l’invention peut être mise en oeuvre dans des circuits intégrés réalisés en utilisant n’importe quel procédé de fabrication applicable.

L'invention est adaptée à la protection contre le bruit produit par des couplages électromagnétiques non voulus sur des circuits imprimés. Elle est particulièrement avantageuse pour les circuits imprimés comportant des circuits analogiques à large bande ou des circuits numériques rapides. Pour transmettre dans  $m$  voies de transmission, l'invention présente  
5 l'avantage de ne nécessiter que  $m + 1$  broches sur un circuit intégré assurant les fonctions de circuit d'émission et de circuit de réception, au lieu de  $2m$  broches dans le cas d'un émetteur-récepteur pour transmission différentielle.

L'invention est particulièrement adaptée à la transmission pseudo-différentielle à l'intérieur d'un circuit intégré, car elle procure une bonne protection contre le bruit lié aux  
10 courants circulant dans le conducteur de référence et dans le substrat du circuit intégré.

L'invention est adaptée à une mise en oeuvre dans une architecture en bus de données.

L'invention est particulièrement adaptée à la signalisation multiniveau, car ce type de procédé de transmission est plus sensible au bruit que la signalisation binaire.

L'invention est particulièrement adaptée à la signalisation bidirectionnelle simultanée,  
15 car ce type de procédé de transmission est plus sensible au bruit que la signalisation unidirectionnelle.

## REVENDICATIONS

1. Procédé pour la transmission dans une interconnexion (1) ayant  $n$  conducteurs de transmission et un conducteur de retour (10) distinct d'un conducteur de référence (7),  $n$  étant un entier supérieur ou égal à 2, l'interconnexion (1) étant structurellement combinée avec le conducteur de référence (7) sur toute la longueur de l'interconnexion (1), procédé procurant, dans une bande de fréquences connue,  $m$  voies de transmission correspondant chacune à un signal à transmettre depuis l'entrée d'au moins un circuit d'émission (5) jusqu'à la sortie d'au moins un circuit de réception (6),  $m$  étant un entier supérieur ou égal à 2 et inférieur ou égal à  $n$ , le procédé comportant les étapes suivantes :
- on numérote de 1 à  $n$  les dits conducteurs de transmission et on définit, pour tout entier  $j$  supérieur ou égal à 1 et inférieur ou égal à  $n$ , en toute abscisse donnée le long de ladite interconnexion (1), un "courant naturel" d'indice  $j$  comme le courant circulant sur le conducteur de transmission numéro  $j$  et une "tension naturelle référencée au conducteur de retour" d'indice  $j$  comme la tension entre le conducteur de transmission numéro  $j$  et ledit conducteur de retour (10) ;
- on modélise l'interconnexion (1), dans une partie de ladite bande de fréquences connue, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion (1) et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, par une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 1$  conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant comme variables les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels ;
- on détermine, pour ladite ligne de transmission multiconductrice et ladite partie de ladite bande de fréquences connue, la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour ;
- on couple les bornes d'au moins un circuit de terminaison (4) au dit conducteur de retour (10) et à chacun des dits conducteurs de transmission, ledit au moins un circuit de terminaison (4) étant, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, approximativement caractérisé, pour ladite interconnexion (1), par une matrice impédance par rapport au conducteur de retour, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour étant une matrice carrée d'ordre  $n$  approximativement égale à une matrice diagonale ;
- on utilise un dit circuit d'émission (5) recevant les dits  $m$  signaux à transmettre, la sortie du dit circuit d'émission (5) étant couplée à au moins  $m$  des dits conducteurs de transmission, la sortie du dit circuit d'émission (5) délivrant des variables de transmission à ladite interconnexion (1) ;

on utilise un dit circuit de réception (6) délivrant  $m$  "signaux de sortie du circuit de réception" correspondant chacun à une voie de transmission, l'entrée du dit circuit de réception (6) étant couplée à au moins  $m$  des dits conducteurs de transmission et au dit conducteur de retour (10), chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une seule des dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour.

2. Procédé selon la revendication 1, dans lequel, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, chaque élément de la matrice des coefficients de réflexion en tension, par rapport au conducteur de retour, d'au moins un dit circuit de terminaison (4), a un module inférieur ou égal à  $6/10$ .

3. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, la matrice impédance, par rapport au conducteur de retour, d'au moins un dit circuit de terminaison (4), est approximativement égale à une matrice diagonale minimisant une norme matricielle de la matrice des coefficients de réflexion en tension, par rapport au conducteur de retour, du dit au moins un dit circuit de terminaison (4).

4. Dispositif pour la transmission procurant, dans une bande de fréquences connue,  $m$  voies de transmission correspondant chacune à un signal à transmettre entre l'entrée d'au moins un circuit d'émission (5) et la sortie d'au moins un circuit de réception (6),  $m$  étant un entier supérieur ou égal à 2, comportant :

une interconnexion (1) ayant  $n$  conducteurs de transmission et un conducteur de retour (10) distinct d'un conducteur de référence (7),  $n$  étant un entier supérieur ou égal à  $m$ , l'interconnexion (1) étant structurellement combinée avec le conducteur de référence (7) sur toute la longueur de l'interconnexion (1), l'interconnexion (1) étant telle qu'elle peut être modélisée, dans une partie de ladite bande de fréquences connue, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion (1) et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, par une ligne de transmission multiconductrice à  $n + 1$  conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant comme variables les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels ;

au moins un dit circuit d'émission (5) recevant les dits  $m$  signaux à transmettre, la sortie du dit au moins un dit circuit d'émission (5) étant couplée à au moins  $m$  des dits conducteurs de transmission ;

- au moins un dit circuit de réception (6) délivrant, quand ledit au moins un dit circuit de réception (6) est dans l'état activé,  $m$  "signaux de sortie du circuit de réception" correspondant chacun à une voie de transmission, l'entrée du dit au moins un dit circuit de réception (6) étant couplée à au moins  $m$  des dits conducteurs de transmission et au dit conducteur de retour (10), chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une seule des dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour ;
- 5
- au moins un circuit de terminaison (4) couplé au dit conducteur de retour (10) et à chacun des dits conducteurs de transmission, ledit au moins un circuit de terminaison (4) étant,
- 10 dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, quand ledit au moins un circuit de terminaison (4) est dans l'état activé, approximativement caractérisé, pour ladite interconnexion (1), par une matrice impédance par rapport au conducteur de retour, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour étant une matrice carrée d'ordre  $n$  approximativement égale à une matrice diagonale, le dit au moins un circuit
- 15 de terminaison (4) étant, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, quand ledit au moins un circuit de terminaison (4) est dans l'état activé, tel que chaque élément de la matrice des coefficients de réflexion en tension, par rapport au conducteur de retour, du dit au moins un circuit de terminaison (4), a un module inférieur ou égal à  $6/10$ .
- 20 5. Dispositif selon la revendication 4, dans lequel chacun des dits circuits de terminaison est disposé à une extrémité de ladite interconnexion (1).
6. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 4 ou 5, dans lequel au moins un dit circuit de terminaison (4) est, quand ledit au moins un dit circuit de terminaison (4) est dans l'état activé, approximativement équivalent, pour les dits conducteurs de transmission et ledit
- 25 conducteur de retour (10), à un réseau constitué de  $n$  branches, chacune des dites branches ayant une première borne et une seconde borne, chacune des dites branches étant constituée d'un dipôle linéaire passif connecté en série avec une source de tension délivrant une tension constante, la première borne de chacune des dites branches étant connectée à un et un seul des dits conducteurs de transmission, la seconde borne de chacune des dites branches étant
- 30 connectée au dit conducteur de retour (10), chacun des dits conducteurs de transmission étant connecté à ladite première borne d'une et une seule des dites branches.
7. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 4 à 6, dans lequel au moins un dit circuit de terminaison (4) est constitué d'un réseau de  $n$  résistances, chacune des dites résistances étant connectée entre un des dits conducteurs de transmission et ledit conducteur

de retour (10), chacune des dites résistances étant connectée à un conducteur de transmission différent.

8. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 4 à 6, dans lequel la matrice impédance par rapport au conducteur de retour, d'au moins un dit circuit de terminaison (4) dans l'état  
5 activé, peut être réglée par des moyens électriques.

9. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 4 à 6, dans lequel au moins un dit circuit de terminaison (4) a un état activé et un état désactivé, chaque courant circulant depuis ledit au moins un dit circuit de terminaison (4) vers un des dits conducteurs de transmission étant pratiquement nul lorsque ledit au moins un dit circuit de terminaison (4) est dans l'état  
10 désactivé.

10. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 4 à 9, comportant en outre un ou plusieurs circuits d'amortissement (8) couplés au dit conducteur de retour (10), chacun des dits circuits d'amortissement (8) étant, pour ledit conducteur de retour (10), approximativement équivalent à un réseau constitué d'un dipôle passif ayant une première borne connectée au dit  
15 conducteur de retour (10) et une seconde borne connectée à la première borne d'une source de tension délivrant une tension constante, la seconde borne de ladite source de tension étant connectée au dit conducteur de référence (7).

1 / 11

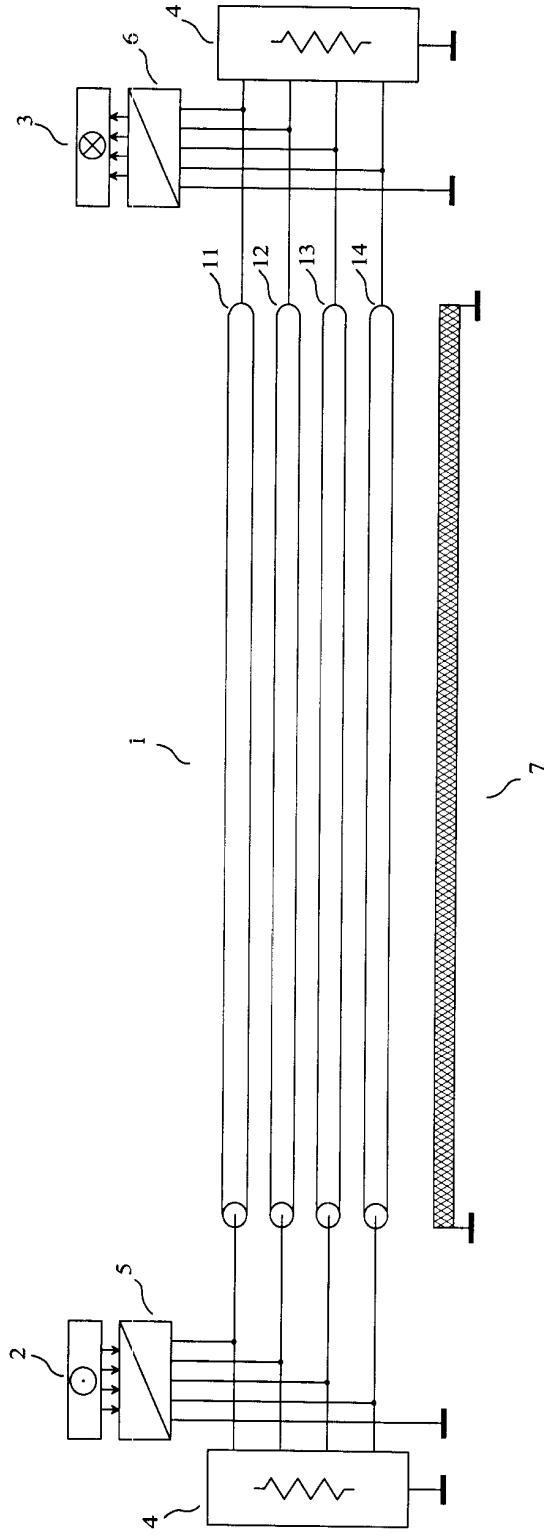


FIG. 1

2 / 11

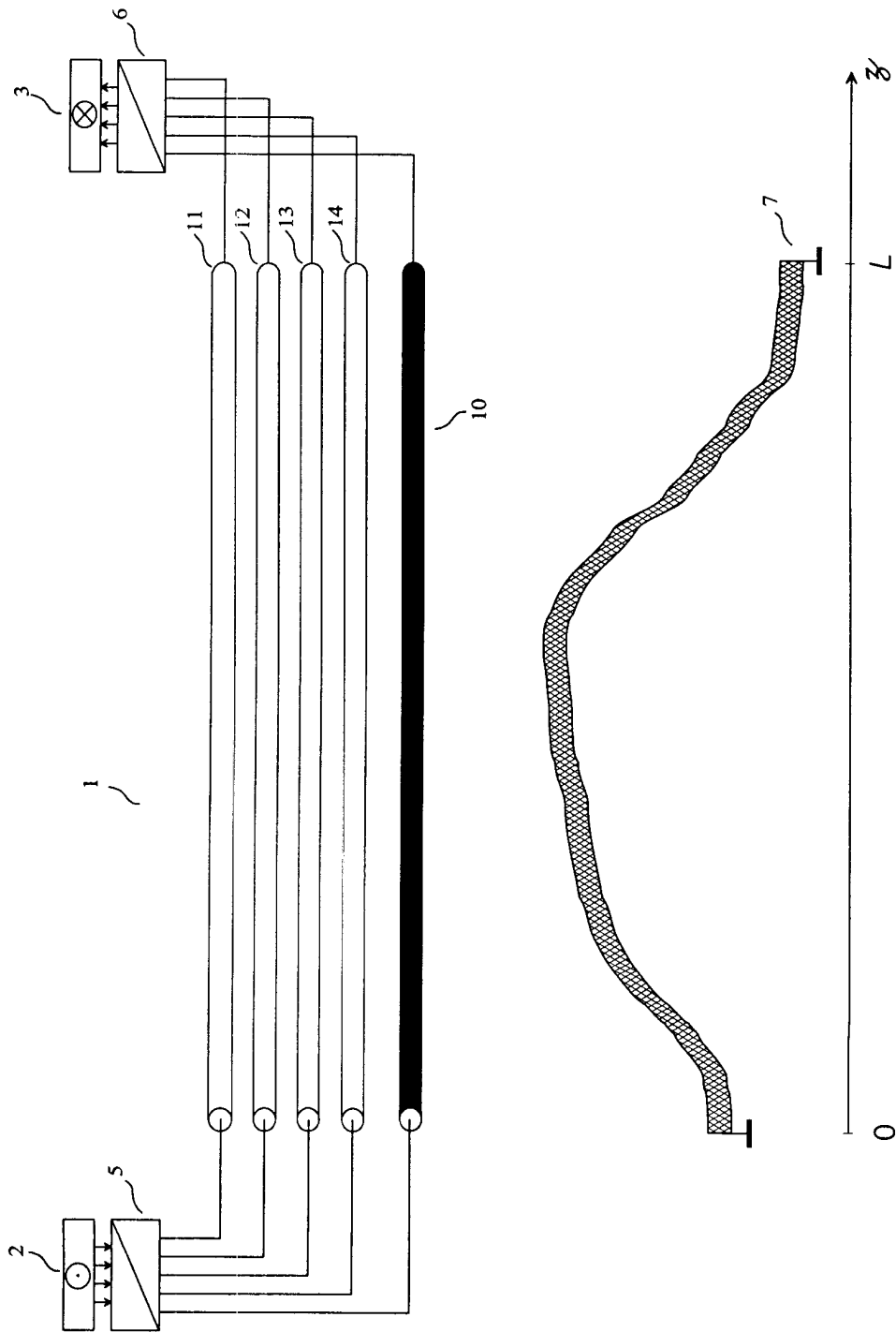


FIG. 2



3 / 11

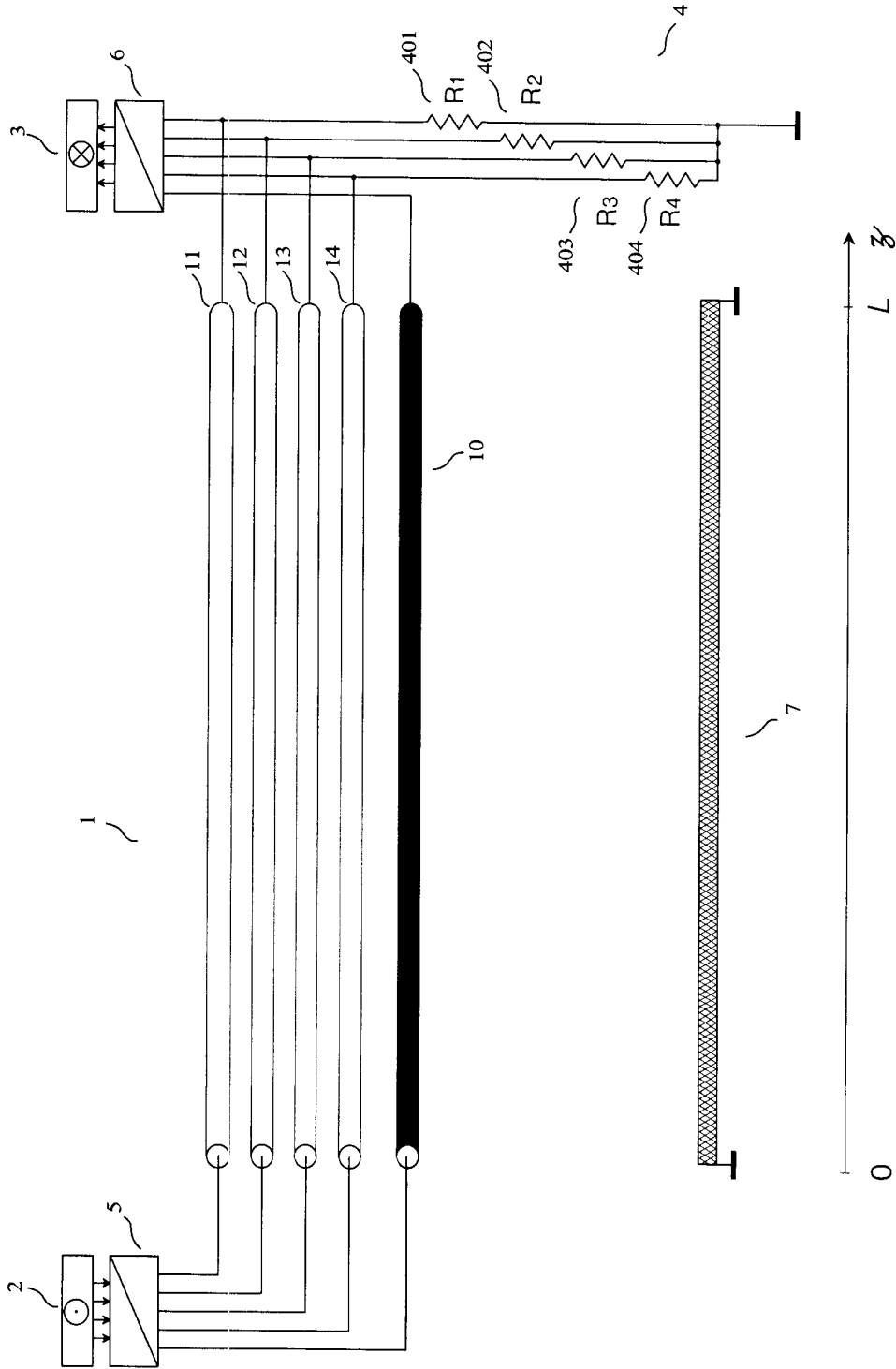


FIG. 3

4 / 11

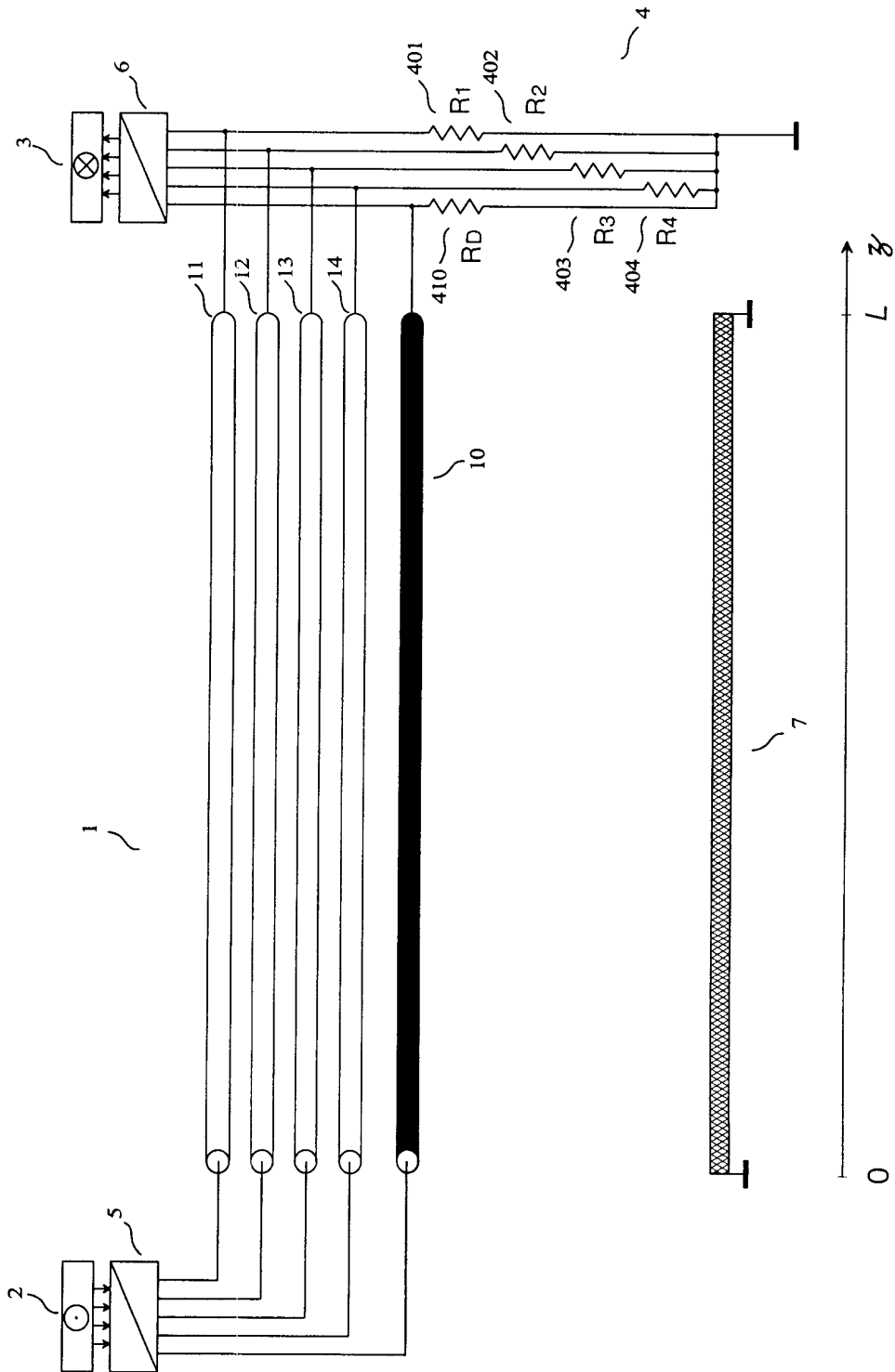


FIG. 4

5 / 11

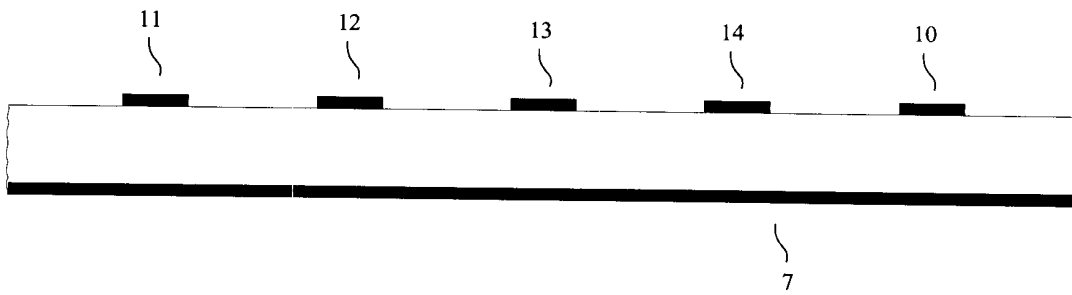


FIG. 5

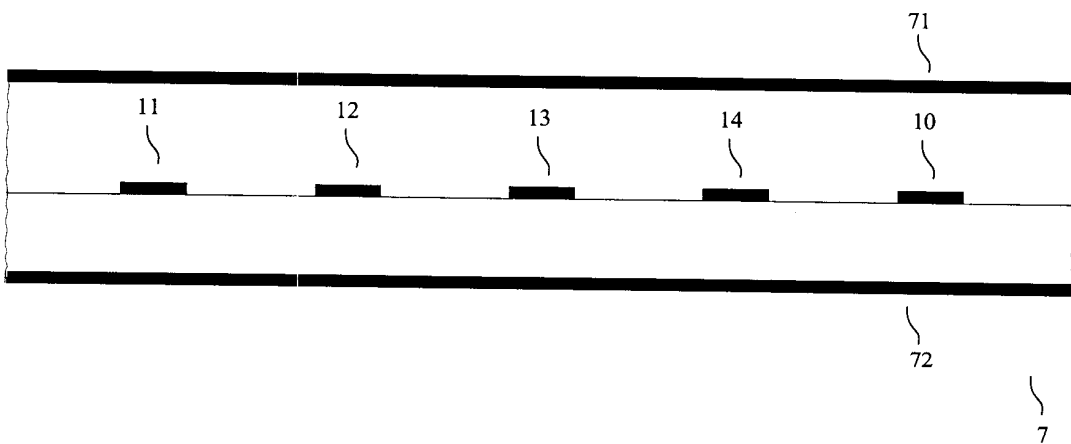


FIG. 6

6 / 11

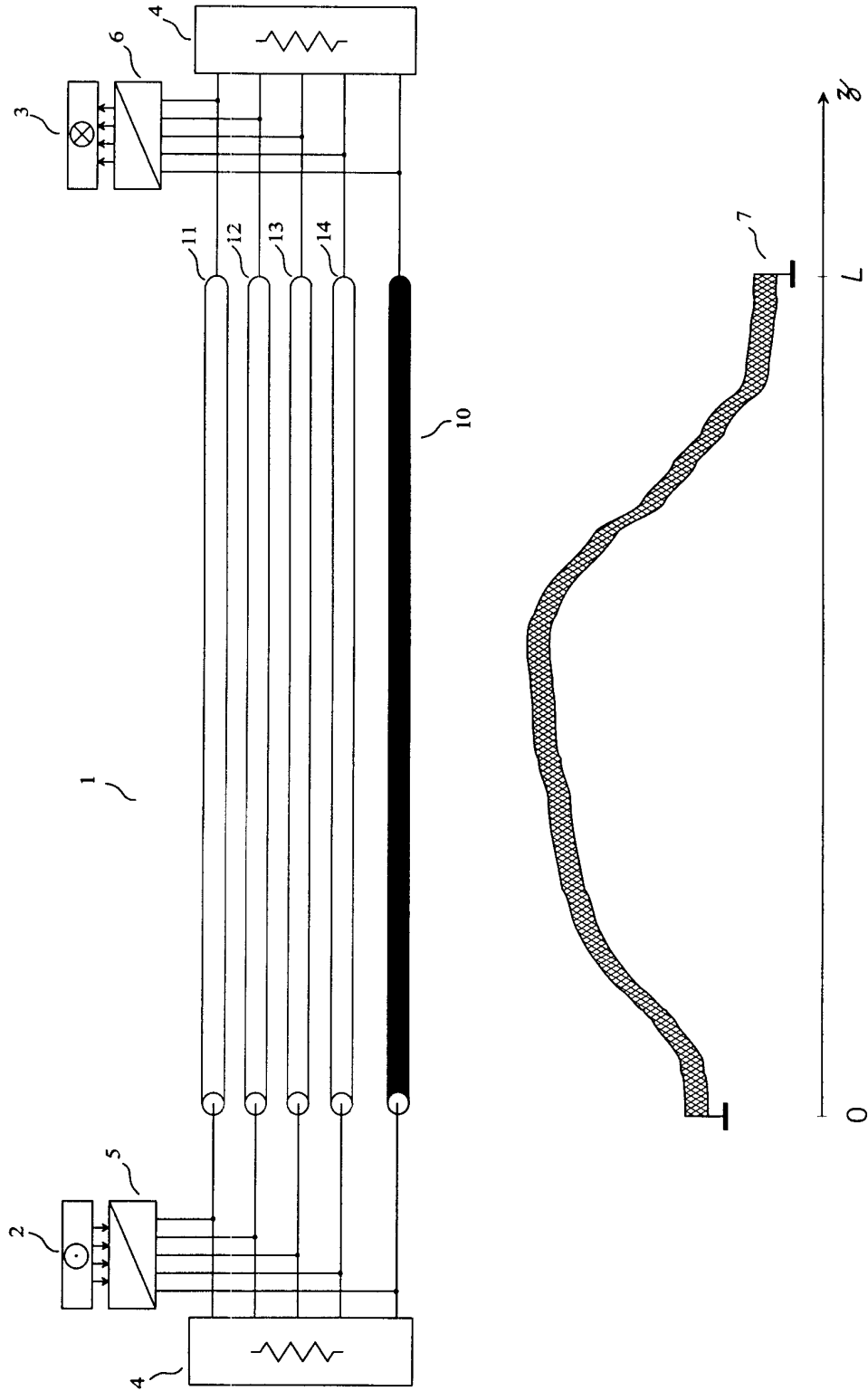


FIG. 7

7 / 11

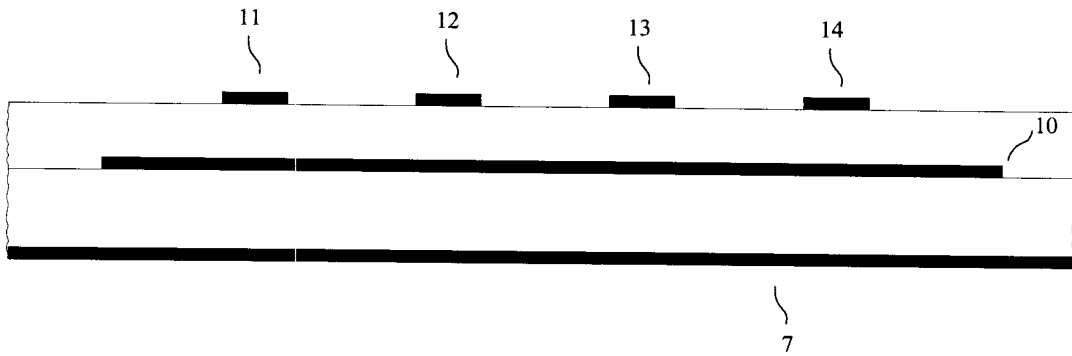


FIG. 8

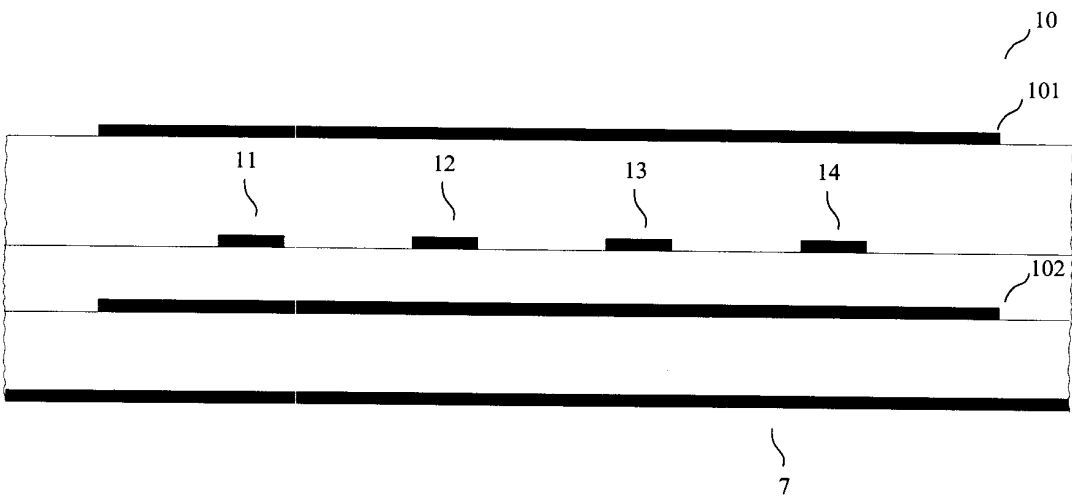


FIG. 9

8 / 11

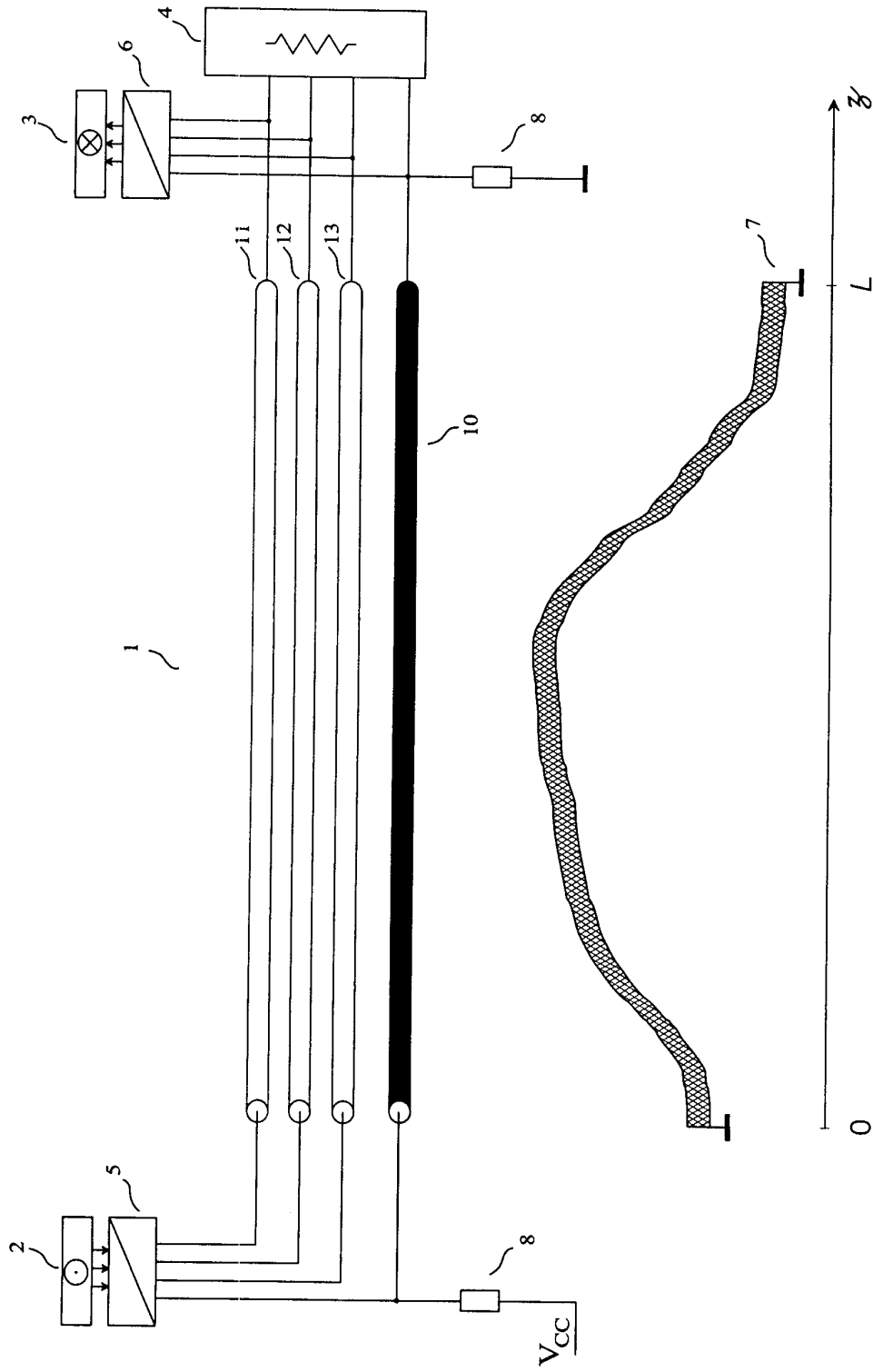


FIG. 10

9 / 11

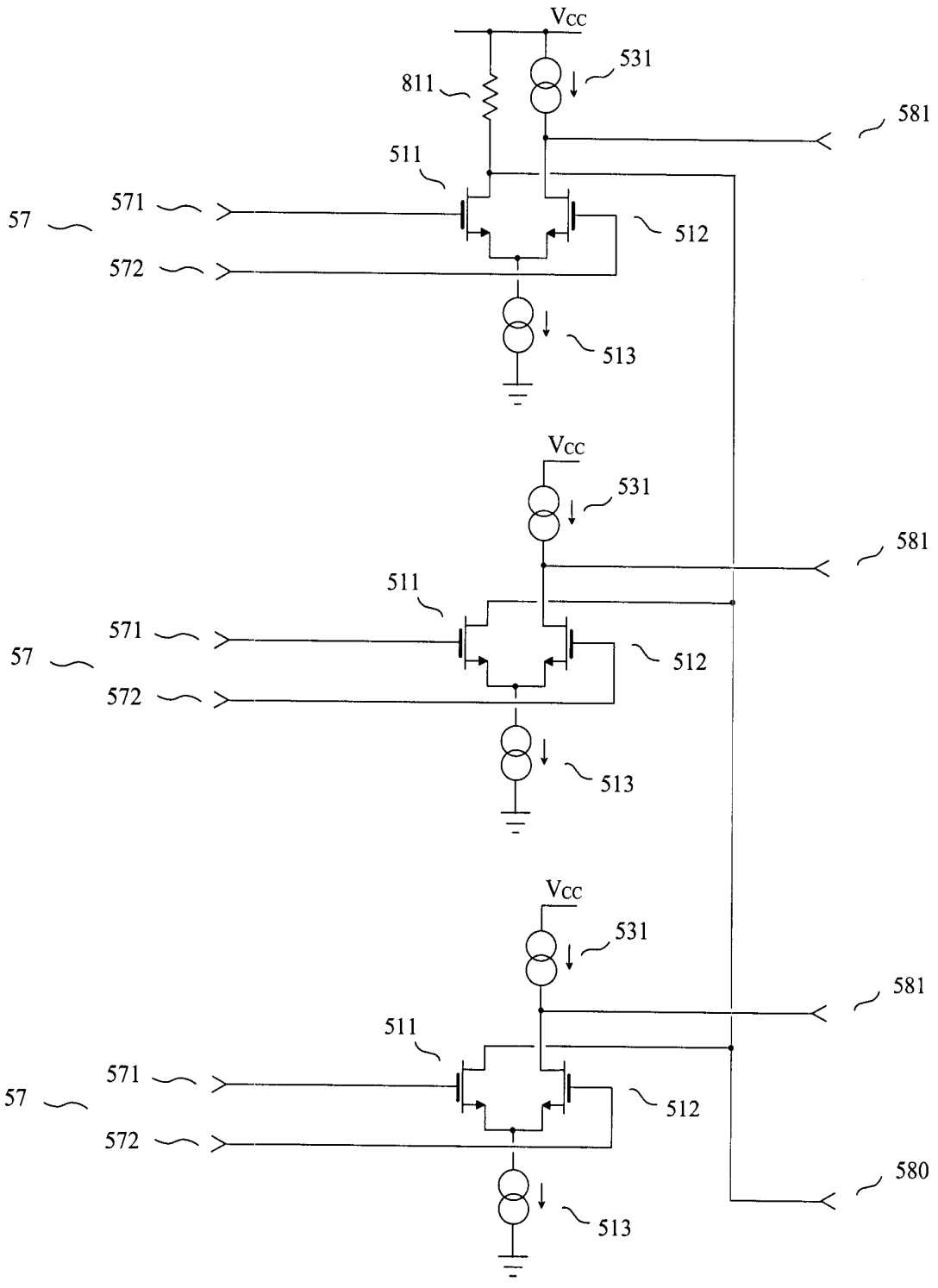


FIG. 11





11 / 11

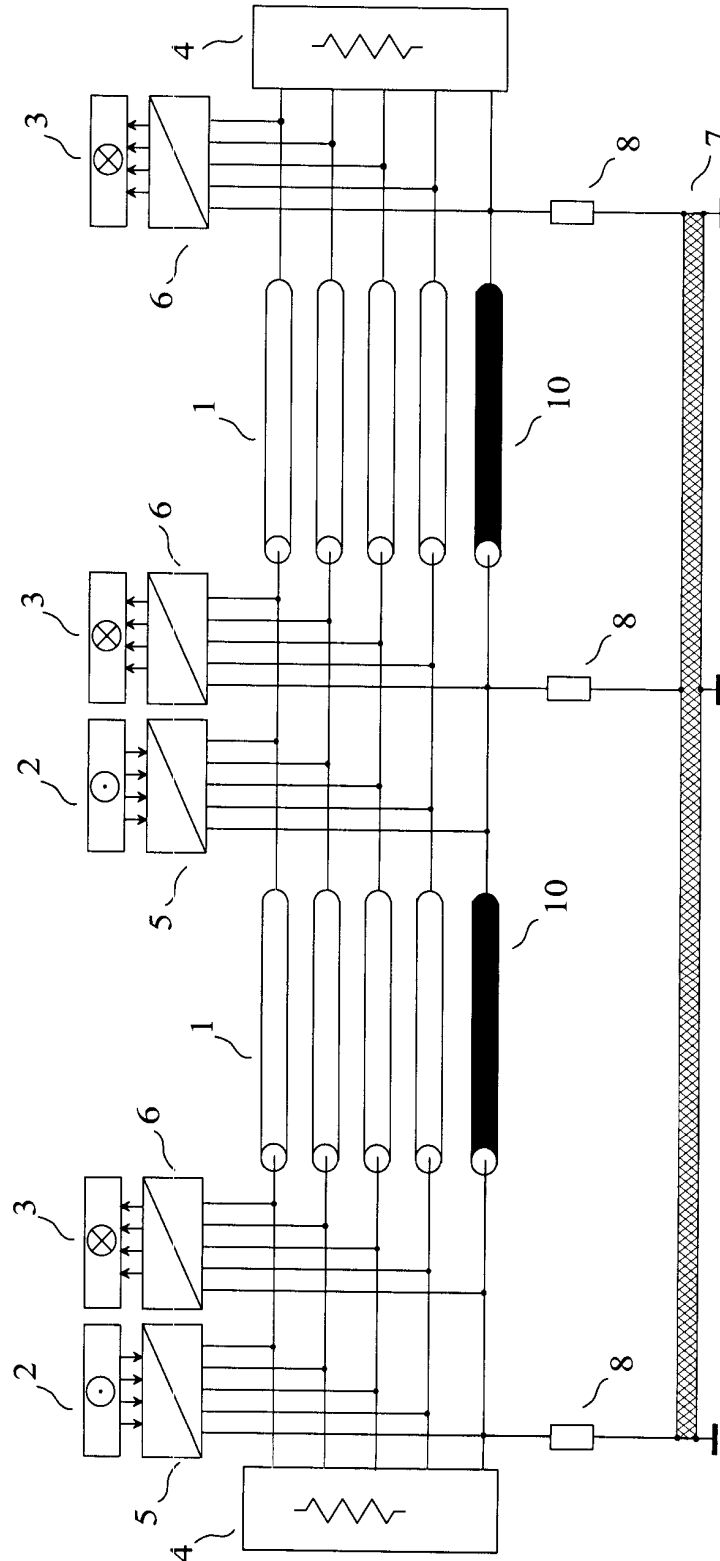


FIG. 13

# RAPPORT DE RECHERCHE

articles L.612-14, L.612-17 et R.612-53 à 69 du code de la propriété intellectuelle

## OBJET DU RAPPORT DE RECHERCHE

---

L'I.N.P.I. annexe à chaque brevet un "RAPPORT DE RECHERCHE" citant les éléments de l'état de la technique qui peuvent être pris en considération pour apprécier la brevetabilité de l'invention, au sens des articles L. 611-11 (nouveau) et L. 611-14 (activité inventive) du code de la propriété intellectuelle. Ce rapport porte sur les revendications du brevet qui définissent l'objet de l'invention et délimitent l'étendue de la protection.

Après délivrance, l'I.N.P.I. peut, à la requête de toute personne intéressée, formuler un "AVIS DOCUMENTAIRE" sur la base des documents cités dans ce rapport de recherche et de tout autre document que le requérant souhaite voir prendre en considération.

## CONDITIONS D'ÉTABLISSEMENT DU PRÉSENT RAPPORT DE RECHERCHE

---

- Le demandeur a présenté des observations en réponse au rapport de recherche préliminaire.
- Le demandeur a maintenu les revendications.
- Le demandeur a modifié les revendications.
- Le demandeur a modifié la description pour en éliminer les éléments qui n'étaient plus en concordance avec les nouvelles revendications.
- Les tiers ont présenté des observations après publication du rapport de recherche préliminaire.
- Un rapport de recherche préliminaire complémentaire a été établi.

## DOCUMENTS CITÉS DANS LE PRÉSENT RAPPORT DE RECHERCHE

---

La répartition des documents entre les rubriques 1, 2 et 3 tient compte, le cas échéant, des revendications déposées en dernier lieu et/ou des observations présentées.

- Les documents énumérés à la rubrique 1 ci-après sont susceptibles d'être pris en considération pour apprécier la brevetabilité de l'invention.
- Les documents énumérés à la rubrique 2 ci-après illustrent l'arrière-plan technologique général.
- Les documents énumérés à la rubrique 3 ci-après ont été cités en cours de procédure, mais leur pertinence dépend de la validité des priorités revendiquées.
- Aucun document n'a été cité en cours de procédure.

**1. ELEMENTS DE L'ETAT DE LA TECHNIQUE SUSCEPTIBLES D'ETRE PRIS EN CONSIDERATION POUR APPRECIER LA BREVETABILITE DE L'INVENTION**

BROYDE F ET AL: "A New Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections" IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS I: FUNDAMENTAL THEORY AND APPLICATIONS, IEEE INC. NEW YORK, US, vol. 52, no. 2, février 2005 (2005-02), pages 405-416, XP011126847 ISSN: 1057-7122

FR 2 849 728 A (EXCEM [FR])  
9 juillet 2004 (2004-07-09)

US 2006/267633 A1 (KING GREG [US])  
30 novembre 2006 (2006-11-30)

ABUSHAABAN M ET AL: "Modal Circuit Decomposition of Lossy Multiconductor Transmission Lines" IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, US, vol. 44, no. 7, juillet 1996 (1996-07), XP011036447 ISSN: 0018-9480

US 6 195 395 B1 (FRODSHAM TIM [US])  
27 février 2001 (2001-02-27)

**2. ELEMENTS DE L'ETAT DE LA TECHNIQUE ILLUSTRANT L'ARRIERE-PLAN TECHNOLOGIQUE GENERAL**

NEANT

**3. ELEMENTS DE L'ETAT DE LA TECHNIQUE DONT LA PERTINENCE DEPEND DE LA VALIDITE DES PRIORITES**

NEANT

<b>3. ELEMENTS DE L'ETAT DE LA TECHNIQUE DONT LA PERTINENCE DEPEND DE LA VALIDITE DES PRIORITES</b>