

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

①1 N° de publication :

2 934 727

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

②1 N° d'enregistrement national :

08 04429

⑤1 Int Cl⁸ : H 04 B 3/32 (2006.01), H 04 L 25/02

⑫

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②2 Date de dépôt : 04.08.08.

③0 Priorité :

④3 Date de mise à la disposition du public de la
demande : 05.02.10 Bulletin 10/05.

⑤6 Liste des documents cités dans le rapport de
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du
présent fascicule*

⑥0 Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

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

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

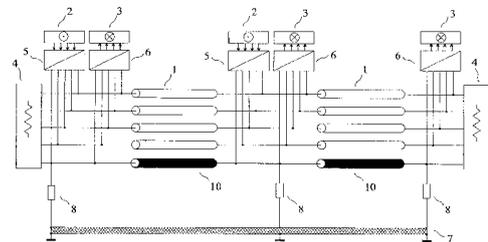
⑦3 Titulaire(s) : EXCEM Société par actions simplifiée.

⑦4 Mandataire(s) : EXCEM.

⑤4 PROCÉDE DE TRANSMISSION PSEUDO-DIFFÉRENTIEL UTILISANT DES VARIABLES ÉLECTRIQUES
MODALES.

⑤7 L'invention concerne un procédé et un dispositif pour
les transmissions pseudo-différentielles dans les intercon-
nexions utilisées pour transmettre une pluralité de signaux
électriques.

Les extrémités d'une interconnexion (1) ayant 4 conduc-
teurs de transmission et un conducteur de retour (10) dis-
tinct du conducteur de référence (7) sont connectées
chacune à un circuit de terminaison (4). Trois circuits
d'amortissement (8) sont connectés entre le conducteur de
retour (10) et le conducteur de référence (7). Les circuits
d'émission (5) reçoivent à leurs entrées les signaux des 4
voies des deux sources (2), et sont connectés aux conduc-
teurs de l'interconnexion (1). Un circuit d'émission (5) dans
l'état activé produit des variables électriques modales, cha-
que variable électrique modale étant allouée à une et une
seule voie. Les circuits de réception (6) sont connectés aux
conducteurs de l'interconnexion (1), chaque circuit de ré-
ception (6) étant tel que les signaux des 4 voies d'une sour-
ce (2) connectée à un circuit d'émission (5) dans l'état activé
sont transmises aux quatre voies des destinataires (3), sans
diaphonie interne ou externe notable.



FR 2 934 727 - A1



Procédé de transmission pseudo-différentiel utilisant des variables électriques modales.

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. 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 $m+1$ conducteurs, dont m conducteurs de transmission. Un dispositif pour la transmission dans une telle interconnexion est représenté sur la figure 1, ce dispositif comprenant une interconnexion (1) ayant $m = 4$ 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, chaque extrémité de l'interconnexion

est connectée 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 représenté sur 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 représenté sur la figure 1 est assez général. Par exemple, selon le cas, l'une et/ou l'autre terminaison peuvent ne comporter aucun composant. Par exemple, selon le cas, le circuit d'émission (5) et/ou le circuit de réception (6) peuvent ne comporter aucun composant.

10 Cependant, des dispositifs différents de celui de la figure 1 sont également envisageables, par exemple des dispositifs pour la transmission 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).

15 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.

20 L'état de la technique antérieure 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
- 25 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" ;
- 30 - 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

35 conformément à la figure 1. L'article de F. Broyd 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 et les demandes internationales correspondantes 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 10 ladite interconnexion et d'autres conducteurs proches, par exemple lorsque ladite interconnexion et ces autres conducteurs sont réalisés sur un même circuit imprimé. Un tel autre conducteur proche 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 les dites voies de transmissions, que 15 nous appellerons "diaphonie interne".

Comme expliqué dans la partie sur l'état de la technique antérieure de la demande de brevet français numéro 07/05260 du 20 juillet 2007 intitulée "Procédé et dispositif pour les transmissions pseudo-différentielles", correspondant à la demande internationale numéro PCT/IB2008/052102 du 29 mai 2008, intitulée "Method and device for pseudo-differential 20 transmission", 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 dans les conducteurs de transmission, présente souvent un fort couplage entre les dites voies de transmission et des mailles comportant un chemin dans le conducteur de référence. Ce cas particulier de diaphonie externe est parfois appelé "ground noise" ou 25 "ground bounce" en anglais.

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 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 les liaisons 30 unifilaires sont utilisées pour émettre des signaux qui contiennent des fréquences pour lesquelles les phénomènes de propagation dans l'interconnexion ne sont pas négligeables (par exemple des fréquences plus élevées que la plus basse vitesse de propagation dans l'interconnexion divisée typiquement par 15 fois la longueur de l'interconnexion), il devient nécessaire d'utiliser au moins un circuit de terminaison (4), comme montré dans la figure 1, 35 pour réduire les réflexions. Un tel circuit de terminaison (4) peut par exemple correspondre au schéma montré sur la figure 2, dans le cas de $m = 4$ liaisons unifilaires. Le circuit de terminaison (4) montré sur la figure 2 comprend m bornes signal (101), une borne de référence

(masse) et m résistances (401) (402) (403) (404), chacune des dites résistances étant connectée entre la masse et une et une seule des dites bornes signal (101). Chaque borne signal (101) est destinée à être connectée à un conducteur de transmission de l'interconnexion, et le circuit de terminaison (4) montré sur la figure 2 est caractérisé, pour l'interconnexion, par une matrice impédance par rapport à la masse, ladite matrice impédance par rapport à la masse étant une matrice diagonale d'ordre m .

Notons que le symbole de masse utilisé dans la figure 2 (et aussi dans la figure 3) a la même signification que l'autre symbole de masse utilisé dans certains des autres dessins annexés (figures 1, 6 à 8 et 11 à 15).

La section III dudit article intitulé "A New Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections" explique qu'un circuit de terminaison (4) tel que celui montré sur la figure 2 ne peut être adapté, à moins que les conducteurs de transmission ne soient éloignés et ne soient donc pas couplés. Il explique aussi que les effets néfastes des réflexions peuvent être minimisés, si les valeurs des résistances (401) (402) (403) (404) montrées sur la figure 2 sont des impédances pseudo-adaptées minimisant une norme matricielle de la matrice \mathbf{P}_G des coefficients de réflexion en tension, par rapport au conducteur de référence, du circuit de terminaison (4). Ceci procure une réduction de l'écho, et, dans une faible mesure, une réduction de la diaphonie interne. Malheureusement, le circuit de terminaison (4) montré sur la figure 2 produit des courants de retour circulant principalement dans le conducteur de référence, une caractéristique qui est en contradiction avec la réduction de la diaphonie externe.

Si l'interconnexion est utilisée selon l'une des inventions décrites dans les dits brevets français numéro 0300064, numéro 0302814 et numéro 0303087 et les demandes internationales correspondantes, le conducteur de référence (masse) est aussi utilisé pour le courant de retour produit par les courants circulant sur les m conducteurs de transmission, comme montré sur la figure 1. Ces inventions, qui conviennent pour réduire ou éliminer la diaphonie interne, sont donc sujettes à la diaphonie externe. Un circuit de terminaison (4) utilisé dans ces inventions doit être adapté à la ligne de transmission multiconductrice à $(m + 1)$ conducteurs utilisée pour modéliser l'interconnexion, c'est-à-dire que la matrice impédance par rapport à la masse du circuit de terminaison doit être voisine de la matrice impédance caractéristique \mathbf{Z}_{GC} , par rapport à la masse, de ladite ligne de transmission multiconductrice à $(m + 1)$ conducteurs (\mathbf{Z}_{GC} est une matrice carrée d'ordre m). Un tel circuit de terminaison (4) peut par exemple correspondre au schéma montré sur la figure 3. Le circuit de terminaison (4) montré sur la figure 3 comprend m bornes signal (101), une borne de référence (masse), m résistances connectées à la masse (401) (402) (403) (404) utilisées comme sur la figure 2 et des résistances non connectées à la masse (4012) (4013) (4014) (4023) (4024) (4034), chacune des résistances non connectées à la masse étant connectée entre

deux bornes signal. Chaque borne signal (101) est destinée à être connectée à un conducteur de transmission de l'interconnexion. Le circuit de terminaison (4) montré sur la figure 3 est caractérisé, pour l'interconnexion, par une matrice impédance par rapport à la masse, ladite matrice impédance par rapport à la masse étant une matrice carrée d'ordre m non diagonale.

5 Les résistances connectées à la masse et les résistances non connectées à la masse sont dimensionnées de telle façon que la matrice impédance par rapport à la masse du circuit de terminaison (4) est voisine de ladite matrice impédance caractéristique par rapport à la masse. Ledit article intitulé "A New Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections" montre qu'une telle terminaison peut être utilisée pour

10 obtenir l'élimination de l'écho et de la diaphonie interne. Malheureusement, le circuit de terminaison (4) montré sur la figure 3 produit des courants de retour circulant principalement dans le conducteur de référence, une caractéristique qui est en contradiction avec la réduction de la diaphonie externe.

Dans le cas où le destinataire (3), le circuit de terminaison (4) et le circuit de réception

15 (6) montré sur la figure 1 sont construits à l'intérieur d'un circuit intégré, et où l'interconnexion (1) est construite sur un circuit imprimé auquel ledit circuit intégré est soudé, la demande de brevet 08/03876 du 8 juillet 2008 intitulée "Dispositif d'interface multicanal avec circuit de terminaison" décrit l'utilisation du circuit de terminaison montré sur la figure 4. Le circuit de terminaison (4) montré sur la figure 4 comprend m bornes signal (101), une

20 borne commune (100), m résistances (405) (406) (407) (408) connectées entre la borne commune (100) et une et une seule des dites bornes signal (101), et des résistances (4012) (4013) (4014) (4023) (4024) (4034) connectées entre deux bornes signal comme dans la figure 3. Les noeuds de borne commune du circuit de réception (6) et du circuit de terminaison (4) ne sont pas mis à la masse à l'intérieur du dit circuit intégré. Les bornes signal (101) du circuit

25 de terminaison (4) sont destinées à être connectées aux conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1) et la borne commune (100) du circuit de terminaison (4) est destinée à être connectée au dit conducteur de référence (7) de l'interconnexion (1). Le circuit de terminaison (4) montré sur la figure 4 peut remplacer un circuit de terminaison utilisé dans

l'un des dispositifs décrits dans les dits brevets français numéro 0300064, numéro 0302814

30 et numéro 0303087 et les demandes internationales correspondantes, ce circuit de terminaison procurant une réduction de la diaphonie externe due aux courants de l'alimentation variable circulant dans les bornes de l'alimentation du circuit intégré qui sont connectées au conducteur de référence. Malheureusement, cette utilisation du circuit de terminaison (4) montré sur la figure 4 ne procure pas de réduction de la diaphonie externe due à d'autres mécanismes, par

35 exemple la diaphonie externe due au couplage avec d'autres interconnexions ou avec des circuits intégrés.

Cependant, il existe des procédés de transmission destinés à procurer une bonne

protection contre toutes les causes de 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 en 1993), et les liaisons pseudo-différentielles (voir par exemple la section II de l'article de A. Carusone, K. Farzan and D.A. Johns intitulé "Differential signaling with a reduced number of signal paths" publié dans *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*, vol. 48, No. 3, pp. 294-300 en mars 2001 et la section 4.2.3 du livre de F. Yuan intitulé *CMOS current-mode circuits for data communications*, publié par Springer en 2007).

Un dispositif de transmission différentiel procurant m voies de transmission utilise une interconnexion ayant $n = 2m$ conducteurs de transmission. Un dispositif de transmission pseudo-différentiel procurant m voies de transmission utilise une interconnexion ayant $n = m$ conducteurs de transmission et un conducteur commun distinct du conducteur de référence (masse). Le conducteur commun est appelé "conducteur de retour" dans le cas du procédé de transmission pseudo-différentiel décrit dans ladite demande de brevet français numéro 07/05260 et la demande internationale correspondante.

Il doit être noté que l'expression "pseudo-différentiel" est aussi appliquée à des dispositifs qui ne concernent en aucune façon les transmissions pseudo-différentielles. Par exemple, la demande de brevet des Etats-Unis d'Amérique numéro US 2006/0267633 intitulée "Pseudo-differential output driver with high immunity to noise and jitter" concerne un dispositif ayant une voie d'entrée différentielle et une voie de sortie unifilaire : ce dispositif n'est en aucune façon relatif à une transmission pseudo-différentielle. Par exemple, le brevet des Etats-Unis d'Amérique numéro 5,638,322 intitulé "Apparatus and method for improving common mode noise rejection in pseudo-differential sense amplifiers" concerne des amplificateurs de détection qui dans une certaine mesure ressemblent à des amplificateurs différentiels conventionnels : cette invention n'est en aucune façon relative à une transmission pseudo-différentielle.

Nous notons que l'invention décrite dans ledit brevet français numéro 08/03876 n'est compatible avec aucun procédé connu de transmission pseudo-différentielle, car il n'y a pas de procédé connu de transmission pseudo-différentielle qui peut utiliser un circuit de terminaison approximativement équivalent à un réseau à $(m + 1)$ bornes tel que la matrice d'impédance par rapport à ladite borne commune dudit réseau à $(m + 1)$ bornes est égale à une matrice carrée d'ordre m non diagonale voulue.

Un dispositif pseudo-différentiel pour la transmission procurant $m = 4$ voies de transmission est montré sur la figure 6, ce dispositif comportant une interconnexion (1) ayant $n = 4$ conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) plus un conducteur commun (10) distinct du conducteur de référence (7).

Sur la figure 6, le circuit d'émission (5) reçoit à son entrée les signaux des 4 voies de

la source (2), et ses 5 bornes de sortie sont connectées aux $n + 1 = 5$ conducteurs de l'interconnexion (1), l'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), l'un de ces conducteurs étant le conducteur commun (10). Le circuit de réception (6) produit des tensions à ses bornes de sortie connectées au destinataire (3), chacune de ces tensions étant déterminée par une et une seule des tensions entre l'un des conducteurs de transmission et le conducteur commun. Le dispositif montré sur la figure 6 procure 4 voies de transmission, tels que les signaux des 4 voies de la source (2) sont envoyés aux 4 voies du destinataire (3).

Sur la figure 6, il n'y a pas de circuit de terminaison, comme c'est le cas dans le brevet des Etats Unis d'Amérique numéro 5,818,261 intitulé "Pseudo-differential bus driver/receiver for field programmable devices", dans le brevet des Etats Unis d'Amérique numéro 5,994,925 intitulé "Pseudo-differential logic receiver" et dans le brevet des Etats Unis d'Amérique numéro 7,099,395 intitulé "Reducing coupled noise in pseudo-differential signaling". En conséquence, dans le cas de la figure 6, il y a des réflexions importantes des signaux, et les spécialistes savent que ceci implique des limitations sur la longueur L de l'interconnexion (L doit être suffisamment petit) et sur la bande passante disponible.

Sur la figure 6, 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 6, 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 uniforme (une ligne de transmission multiconductrice uniforme étant une ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur) ayant $n + 2 = 6$ conducteurs.

Un autre dispositif de transmission pseudo-différentiel procurant $m = 4$ voies de transmission est montré sur la figure 7, ce dispositif comportant :

- 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) ;
- une terminaison (4), comme dans le brevet des Etats-Unis d'Amérique numéro 6,195,395 intitulé "Multi-agent pseudo-differential signaling scheme".

Sur la figure 7, la terminaison (4) est constituée de $m = 4$ résistances (401) (402) (403) (404) connectées chacune entre un conducteur de transmission et la masse et d'une résistance (410) connectée entre le conducteur commun (10) et le conducteur de référence (7). Dans certains cas, ladite résistance (410) connectée entre le conducteur commun (10) et le

conducteur de référence (7) peut ne pas être présente. Sur la figure 7, 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 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 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 la figure 7, 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 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 $n + 1$ tensions naturelles (qui sont définies par rapport au conducteur de référence) et les $n + 1$ courants naturels circulant sur les conducteurs de transmission et sur le 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, sur la figure 7, 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 la figure 7, 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 l'interconnexion (1) implique aussi que cette terminaison devrait 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 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, dans une bande de fréquences convenable. Ceci implique que les conducteurs de transmission sont en quelque sorte plus

proches du conducteur de référence (7) que du conducteur commun (10).

Ladite demande de brevet français 07/05260 et la demande internationale correspondante procurent une analyse du procédé montré sur la figure 7. Elles montrent que, dans le procédé montré sur la figure 7, 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.

Ladite demande de brevet français 07/05260 et la demande internationale correspondante décrivent aussi un procédé de transmission pseudo-différentiel procurant m voies de transmission, m étant un entier supérieur ou égal à 2, 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 m , l'interconnexion étant structurellement combinée avec le conducteur de référence sur toute la longueur de l'interconnexion. Un dispositif mettant en oeuvre ce procédé est montré sur la figure 8, ce dispositif procurant $m = 4$ voies de transmission comprenant une interconnexion (1) ayant $n = 4$ conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) et un conducteur de retour (10) distinct du conducteur de référence (7). Dans la figure 8, le circuit d'émission (5) reçoit en entrée les signaux des $m = 4$ voies de la source (2), et ses 5 bornes de sortie sont connectées aux conducteurs de l'interconnexion (1). Le circuit de réception (6) a ses 5 bornes d'entrée connectées aux conducteurs de l'interconnexion (1) et délivre 4 "signaux de sortie du circuit de réception" au destinataire (3). L'interconnexion utilisée dans la figure 8 est telle que, dans une bande de fréquences donnée, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, elle peut être modélisée 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 les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles. Par conséquent, il est possible de calculer, pour ladite ligne de transmission multiconductrice et ladite bande de fréquences donnée, la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour, notée Z_{RC} . La matrice Z_{RC} est une matrice carrée d'ordre n .

Comme souligné dans ladite demande de brevet français numéro 07/05260 et la demande internationale correspondante, la caractéristique "dans ladite bande de fréquences donnée, ladite interconnexion peut être modélisée avec une précision suffisante comme une ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisant comme variables électriques naturelles les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels" est une propriété remarquable qui peut être obtenue en utilisant des structures

appropriées dans lesquelles les conducteurs de transmission sont en quelque sorte plus proches du conducteur de retour que du conducteur de référence. A titre d'exemple, la figure 9 montre une section de l'interconnexion (1) et du conducteur de référence (7) dans un plan orthogonal à la direction de propagation pour une première structure appropriée réalisée dans un circuit imprimé, que l'on peut appeler en anglais la structure "coplanar-strips-over-return-conductor". Dans la structure montrée sur la figure 9, 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). A titre d'exemple, la figure 10 montre une section de l'interconnexion (1) et du conducteur de référence (7) dans un plan orthogonal à la direction de propagation pour une seconde structure appropriée réalisée dans un circuit imprimé, que l'on peut appeler en anglais la structure "coplanar-strips-inside-return-conductor". Dans la structure montrée sur la figure 10, le conducteur de retour (10) est constitué de deux surfaces de cuivre interconnectées (1001) (1002), 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).

Chacun des circuits de terminaison (4) utilisés sur la figure 8 est connecté aux conducteurs de l'interconnexion (1), c'est-à-dire aux conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) et au conducteur de retour (10). Selon l'invention décrite dans ladite demande de brevet français numéro 07/05260 et la demande internationale correspondante, la matrice impédance de l'un quelconque des circuits de terminaison (4) 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 , notée \mathbf{Z}_{RL} . Les matrices \mathbf{Z}_{RC} et \mathbf{Z}_{RL} peuvent être utilisées pour calculer la matrice des coefficients de réflexion en tension du dit un quelconque des circuits de terminaison (4) par rapport au conducteur de retour, notée \mathbf{P}_R . La matrice \mathbf{P}_R est une matrice carrée d'ordre n . Chacun des circuits de terminaison (4) peut être dimensionné de sorte que les éléments de \mathbf{P}_R ont une valeur absolue plus petite ou égale à 1/10.

A ce stade, il est important de noter que, dans un cas où la théorie présentée dans la section III du dit article intitulé "A New Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections" peut être appliquée à une interconnexion ayant n conducteurs de transmission et un conducteur de retour distinct du conducteur de référence, une ligne de transmission multiconductrice à $n + 2$ conducteurs est utilisée pour modéliser l'interconnexion avec le conducteur de référence. Ainsi, une matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de référence, notée \mathbf{Z}_{GC} , d'ordre $n + 1$, est obtenue. Les circuits de terminaison considérés dans cette théorie sont connectés à la masse, et ces circuits de terminaison ont une matrice impédance par rapport au conducteur de référence, cette matrice étant d'ordre $n + 1$ pour une interconnexion ayant n conducteurs de transmission et un conducteur de retour distinct du conducteur de référence. Par conséquent, les lignes de

transmission multiconductrices et les circuits de terminaison considérés dans ledit article intitulé "A New Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections", dans les dits brevets français numéro 0300064, numéro 0302814 et numéro 0303087 et les demandes internationales correspondantes sont assez différents des lignes de transmission multiconductrices et des circuits de terminaison considérés dans ladite demande
 5 de brevet français numéro 07/05260 et la demande internationale correspondante.

Le fait que, sur la figure 8, Z_{RL} est une matrice d'ordre n indique que, dans ladite bande de fréquences donnée, chacun des circuits de terminaison (4) se comporte approximativement comme s'il n'était pas connecté à la masse, par conséquent comme un élément de circuit flottant à $n + 1$ bornes. Le spécialiste comprend que, en conséquence, dans une mise en oeuvre
 10 idéale, chacun des circuits de terminaison (4) n'a pas de matrice impédance par rapport au conducteur de référence (7). En outre, le fait que Z_{RL} est une matrice diagonale implique que chacun des circuits de terminaison (4) peut être constitué de n dipôles linéaires passifs, chacun des dits dipôles linéaires passifs étant connecté entre le conducteur de retour (10) et un et
 15 seulement un des dits conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14).

La demande de brevet français numéro 07/04421 du 21 juin 2007, intitulée "Dispositif d'interface pseudo-différentiel avec circuit de terminaison", correspondant à la demande internationale numéro PCT/IB2008/051826 du 8 mai 2008, intitulée "Pseudo-differential interfacing device having a termination circuit", décrit des circuits de terminaison tels que
 20 celui utilisé sur la figure 8, qui ne produisent pas de courants de retour circulant principalement dans le conducteur de référence ou dans un conducteur d'alimentation. Par exemple, un circuit de terminaison (4) convenable pour le procédé montré sur la figure 8, montré sur la figure 5, comprend m bornes signal (101), une borne commune (100) et m résistances (405) (406) (407) (408), chacune des dites résistances étant connectée entre la borne commune (100) et une et
 25 seulement une des dites bornes signal. Chaque borne signal (101) est destinée à être connectée à un conducteur de transmission (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion et la borne commune (100) est destinée à être connectée au conducteur de retour (10) de l'interconnexion. Le circuit de terminaison (4) montré sur la figure 5 est caractérisé, pour l'interconnexion, par une matrice impédance par rapport au conducteur de retour (10) de l'interconnexion, ladite matrice
 30 impédance par rapport au conducteur de retour étant une matrice diagonale d'ordre m .

Le procédé de ladite demande de brevet numéro 07/05260 et de la demande internationale correspondante est très efficace pour la suppression de toutes les causes de diaphonie externe. Cependant, ce procédé ne réduit pas la diaphonie interne. Par exemple, l'article de F. Broydé et E. Clavelier intitulé "A new pseudo-differential transmission scheme
 35 for on-chip and on-board interconnections" publié dans les actes du "14^{ème} colloque international sur la compatibilité électromagnétique - CEM 08", qui s'est tenu à Paris en mai 2008, montre que ce procédé ne procure pas de réduction de la diaphonie interne.

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, la transmission étant protégée contre l'écho, la diaphonie interne et toutes les causes de 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 d'un conducteur de référence, n étant un entier supérieur ou égal à 2, ledit 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 jusqu'à la sortie d'au moins un circuit de
- 10 réception, m étant un entier supérieur ou égal à 2 et inférieur ou égal à n , ledit 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, un "courant naturel" d'indice j comme le courant circulant sur le
- 15 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 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
- 20 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 les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels comme variables
- 25 électriques naturelles ;
- on détermine, pour ladite ligne de transmission multiconductrice et ladite bande de fréquences connue, une matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales (en anglais : a transition matrix from modal electrical variables to natural electrical variables), ladite matrice de passage des variables électriques
- 30 naturelles aux variables électriques modales étant non diagonale dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue ;
- 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 (notée Z_{RC}) ;
- 35 on couple les bornes d'au moins un circuit de terminaison au dit conducteur de retour et à 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, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour étant une matrice carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à ladite matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour ;

5 on utilise un dit circuit d'émission recevant m "signaux d'entrée du circuit d'émission" correspondant chacun à une voie de transmission, la sortie du dit circuit d'émission étant couplée aux n conducteurs de transmission, la sortie du dit circuit d'émission délivrant des variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, chacune des dites variables électriques modales étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;

10 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 aux n conducteurs de transmission et au dit conducteur de retour, ledit circuit de réception combinant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour présentes sur l'interconnexion selon des combinaisons linéaires, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une et une seule des dites variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales.

15 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 interconnexions, mais il doit convenir pour modéliser ladite interconnexion, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, avec une précision suffisante.

20 Selon l'invention, ladite interconnexion peut être 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 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.

35 Ladite interconnexion peut en particulier être réalisée sans câble, par exemple une 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 donc important de clarifier le concept de conducteur distinct, dans le cadre de la théorie des
 5 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. De la même façon, il est judicieux de traiter comme un unique conducteur de référence une
 10 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
 15 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
 20 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
 25 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
 30 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
 35 multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisant les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels comme variables électriques naturelles, 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. Comme souligné plus haut dans la partie consacrée à l'état de la technique antérieure, ceci constitue une propriété remarquable du procédé selon l'invention. Il est clair pour le spécialiste que cette propriété 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.

Ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs peut cependant être définie dans ladite bande de fréquences connue. Il est donc possible de définir, en chaque abscisse z le long de l'interconnexion, à toute fréquence f dans 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 l'équation (1) utilise comme variables les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels. Ces variables sont appelées "variables électriques naturelles" par opposition aux "variables électriques modales" définies ci-dessous. \mathbf{Z}_R et \mathbf{Y}_R sont des matrices carrées d'ordre n .

Selon l'invention, ladite ligne de transmission multiconductrice a des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels comme variables électriques naturelles. Par conséquent, ladite matrice impédance linéique \mathbf{Z}_R et ladite matrice 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 publiés en 2005 et 2006 fournit, dans ladite bande de fréquences connue, les définitions suivantes pour la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour et pour les matrices de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales.

Le spécialiste comprend que l'équation (1) peut être facilement résolue en utilisant une diagonalisation convenable des matrices $\mathbf{Z}_R \mathbf{Y}_R$ et $\mathbf{Y}_R \mathbf{Z}_R$. Les vecteurs propres obtenus de cette façon définissent les modes de propagation, et les valeurs propres correspondent aux carrés des constantes de propagation. Plus précisément, \mathbf{Z}_R et \mathbf{Y}_R étant des matrices symétriques, $\mathbf{Z}_R \mathbf{Y}_R$ et $\mathbf{Y}_R \mathbf{Z}_R$ ont les mêmes valeurs propres, et nous pouvons noter \mathbf{T}_R et \mathbf{S}_R deux matrices régulières

telles que :

$$\begin{cases} \mathbf{T}_R^{-1} \mathbf{Y}_R \mathbf{Z}_R \mathbf{T}_R = \mathbf{D}_R \\ \mathbf{S}_R^{-1} \mathbf{Z}_R \mathbf{Y}_R \mathbf{S}_R = \mathbf{D}_R \end{cases} \quad (2)$$

$$\text{où} \quad \mathbf{D}_R = \text{diag}_n(\gamma_1^2, \dots, \gamma_n^2) \quad (3)$$

est la matrice diagonale d'ordre n des valeurs propres de $\mathbf{Y}_R \mathbf{Z}_R$. Ces valeurs propres sont les carrés des constantes de propagation γ_j des différents modes de propagation de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs. Chacune de ces constantes de propagation s'applique à une onde d'un mode de propagation TEM donné, l'onde se propageant vers l'extrémité éloignée (c'est-à-dire dans la direction des z croissants). Notons $'\mathbf{A}$ la transposée d'une matrice \mathbf{A} . Les matrices \mathbf{Z}_R et \mathbf{Y}_R étant symétriques, nous observons que si nous déterminons, en utilisant une diagonalisation de la matrice $\mathbf{Y}_R \mathbf{Z}_R$, une matrice \mathbf{T}_R satisfaisant la première ligne de l'équation (2), alors

$$\mathbf{S}_R = {}^t \mathbf{T}_R^{-1} \quad (4)$$

est une solution de la seconde ligne de l'équation (2). Ceci montre que si $\mathbf{Y}_R \mathbf{Z}_R$ est diagonalisable (ce qui a été démontré dans les cas intéressants par de nombreux auteurs), alors $\mathbf{Y}_R \mathbf{Z}_R$ et $\mathbf{Z}_R \mathbf{Y}_R$ sont diagonalisables en la même matrice \mathbf{D}_R . L'utilisation de l'équation (4) n'est nullement nécessaire à la résolution de l'équation (2), et d'autres choix sont possibles. Ainsi, par exemple, un autre choix possible pour obtenir une solution \mathbf{S}_R de la seconde ligne de l'équation (2) à partir d'une solution \mathbf{T}_R de sa première ligne est

$$\mathbf{S}_R = j\omega c_K \mathbf{Y}_R^{-1} \mathbf{T}_R \quad (5)$$

où c_K est un scalaire arbitraire non nul, pouvant dépendre de la fréquence, et qui est homogène à une capacité linéique.

Toutes matrices \mathbf{T}_R et \mathbf{S}_R satisfaisant les équations (2) et (3) définissent une "transformation modale" pour les courants naturels et les tensions naturelles référencées au conducteur de retour, et les résultats de cette transformation sont appelés les courants modaux et les tensions modales. Si nous notons \mathbf{I}_{RM} le vecteur des n courants modaux i_{RM1}, \dots, i_{RMn} et \mathbf{V}_{RM} le vecteur des n tensions modales v_{RM1}, \dots, v_{RMn} , nous avons :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_R = \mathbf{S}_R \mathbf{V}_{RM} \\ \mathbf{I}_R = \mathbf{T}_R \mathbf{I}_{RM} \end{cases} \quad (6)$$

Par conséquent \mathbf{S}_R sera appelée la "matrice de passage des tensions naturelles aux tensions modales", et \mathbf{T}_R sera appelée la "matrice de passage des courants naturels aux courants modaux". L'expression "variable électrique modale" désignera indifféremment un courant modal ou une tension modale. Les matrices \mathbf{S}_R et \mathbf{T}_R sont donc les matrices de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales (en anglais : the transition

matrices from modal electrical variables to natural electrical variables).

L'équation (2) signifie que les vecteurs-colonne de \mathbf{S}_R (respectivement, de \mathbf{T}_R) sont des vecteurs propres linéairement indépendants de $\mathbf{Z}_R \mathbf{Y}_R$ (respectivement, de $\mathbf{Y}_R \mathbf{Z}_R$), et que par conséquent \mathbf{S}_R et \mathbf{T}_R ne sont pas définis de façon unique par les équations (2) et (3) seulement, parce que : premièrement l'ordre des valeurs propres dans l'équation (3) est arbitraire, et deuxièmement le choix des vecteurs propres correspondant à une même valeur propre dégénérée est arbitraire. L'utilisation d'une condition supplémentaire comme celle de l'équation (4) ou de l'équation (5) ne lève pas ces indéterminations. Nous notons que, pour tout entier j entre 1 et n , le j -ème vecteur colonne de \mathbf{S}_R correspond à la même valeur propre que le j -ème vecteur colonne de \mathbf{T}_R .

Pour indiquer qu'une matrice \mathbf{S}_R et une matrice \mathbf{T}_R sont définies par les équations (2), (3) et (5) nous dirons qu'elles sont associées et que les vecteurs propres contenus dans \mathbf{S}_R et \mathbf{T}_R (c'est-à-dire les vecteurs-colonne de \mathbf{S}_R et \mathbf{T}_R) sont associés. Dans ce cas, pour une onde se propageant dans une direction donnée et pour tout entier α tel que $1 \leq \alpha \leq n$, il est possible de montrer que :

$$v_{RM\alpha} = \frac{\varepsilon}{j\omega c_K} \gamma_\alpha i_{RM\alpha} \quad (7)$$

où ε est égal à 1 si l'onde se propage vers l'extrémité éloignée, ou à -1 si l'onde se propage vers l'extrémité proche. Ceci implique que la propagation de la tension modale $v_{RM\alpha}$ et du courant modal $i_{RM\alpha}$ peut être vue comme la propagation sur une ligne de transmission à 2 conducteurs fictive ayant la constante de propagation γ_α et l'impédance caractéristique $\gamma_\alpha / j\omega c_K$. Par conséquent, nous pouvons dire que des vecteurs propres associés procurent un *découplage total* des équations des télégraphistes, puisqu'il permet de définir un circuit équivalent pour la ligne de transmission à $n + 1$ conducteurs, comportant n lignes de transmission à 2 conducteurs.

A partir des équations (1) (2) et (3), il est possible de définir la matrice impédance caractéristique de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, appelée la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour et notée \mathbf{Z}_{RC} , par :

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{RC} &= \mathbf{S}_R \Gamma_R^{-1} \mathbf{S}_R^{-1} \mathbf{Z}_R = \mathbf{S}_R \Gamma_R \mathbf{S}_R^{-1} \mathbf{Y}_R^{-1} \\ &= \mathbf{Y}_R^{-1} \mathbf{T}_R \Gamma_R \mathbf{T}_R^{-1} = \mathbf{Z}_R \mathbf{T}_R \Gamma_R^{-1} \mathbf{T}_R^{-1} \end{aligned} \quad (8)$$

où

$$\Gamma_R = \text{diag}_n(\gamma_1, \dots, \gamma_n) \quad (9)$$

est la matrice diagonale d'ordre n des constantes de propagation γ_i des différents modes de propagation de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, chacune des dites constantes de propagation étant homogène à l'inverse d'une longueur. \mathbf{Z}_{RC} est une matrice carrée d'ordre n .

- Bien entendu, l'interconnexion utilisée dans 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 que l'interconnexion et le conducteur de référence sont pris en compte, de telle sorte 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} ;
 - 10 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} .

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 :

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{V}_G}{dz} = -\mathbf{Z}_G \mathbf{I}_G \\ \frac{d\mathbf{I}_G}{dz} = -\mathbf{Y}_G \mathbf{V}_G \end{cases} \quad (10)$$

Dans l'équation (10) 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 (10), nous pouvons dire que, avec une précision suffisante :

- les $v_{Gj} - v_{Gn+1}$ ne dépendent que des i_1, \dots, i_n ;
- 25 - 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 .

Comme montré dans ledit article intitulé "A new pseudo-differential transmission scheme for on-chip and on-board interconnections", il est alors possible de prouver 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, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, approximativement données par :

$$\mathbf{Z}_G \approx \begin{pmatrix} Z_{R11} + Z_{RG} & \cdots & Z_{R1n} + Z_{RG} & Z_{RG} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ Z_{Rn1} + Z_{RG} & \cdots & Z_{Rnn} + Z_{RG} & Z_{RG} \\ Z_{RG} & \cdots & Z_{RG} & Z_{RG} \end{pmatrix} \quad (11)$$

et

$$\mathbf{Y}_G \approx \begin{pmatrix} Y_{R11} & \cdots & Y_{R1n} & -\sum_{i=1}^n Y_{R1i} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ Y_{Rn1} & \cdots & Y_{Rnn} & -\sum_{i=1}^n Y_{Rni} \\ -\sum_{i=1}^n Y_{Ri1} & \cdots & -\sum_{i=1}^n Y_{Rin} & Y_{RG} + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n Y_{Rij} \end{pmatrix} \quad (12)$$

Il est important de noter que, puisque nous ne supposons pas que ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 2$ conducteurs a des caractéristiques uniformes sur sa longueur, Z_{RG} et Y_{RG} peuvent varier avec z . Pour la ligne de transmission multiconductrice à $n + 2$ conducteurs définie par l'équation (10), il est possible de définir deux matrices carrées d'ordre $n + 1$ inversibles, notées \mathbf{T}_G et \mathbf{S}_G , par:

$$\begin{cases} \mathbf{T}_G^{-1} \mathbf{Y}_G \mathbf{Z}_G \mathbf{T}_G = \mathbf{D}_G \\ \mathbf{S}_G^{-1} \mathbf{Z}_G \mathbf{Y}_G \mathbf{S}_G = \mathbf{D}_G \end{cases} \quad (13)$$

où \mathbf{D}_G est la matrice diagonale d'ordre $n + 1$ des valeurs propres de $\mathbf{Y}_G \mathbf{Z}_G$. \mathbf{T}_G et \mathbf{S}_G sont les matrices de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales pour la ligne de transmission multiconductrice à $n + 2$ conducteurs utilisée pour modéliser l'interconnexion avec le conducteur de référence. \mathbf{T}_G et \mathbf{S}_G sont donc les matrices de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales qui sont définies et utilisées dans les dits brevets français numéro 0300064, numéro 0302814 et numéro 0303087, les demandes internationales correspondantes et ledit article intitulé "A New Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections". \mathbf{T}_G et \mathbf{S}_G ne sont pas les matrices de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales qui sont considérées pour définir l'invention. Les matrices de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales utilisées pour définir l'invention sont \mathbf{T}_R et \mathbf{S}_R , c'est-à-dire les matrices de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales pour la ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser l'interconnexion seule, sans le conducteur de référence.

Les matrices \mathbf{Z}_G et \mathbf{Y}_G peuvent aussi être utilisées pour définir une matrice impédance caractéristique de la ligne de transmission multiconductrice à $n + 2$ conducteurs, notée \mathbf{Z}_{GC} . \mathbf{Z}_{GC} est une matrice carrée d'ordre $n + 1$ et est bien sûr différente de \mathbf{Z}_{RC} . Par exemple, ledit article intitulé "A new pseudo-differential transmission scheme for on-chip and on-board interconnections" montre que, si les équations (11) et (12) sont exactes, nous avons :

$$\mathbf{Z}_{GC} = \begin{pmatrix} \mathbf{Z}_{RC} + \sqrt{\frac{\mathbf{Z}_{RG}}{Y_{RG}}} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} (1 \ \dots \ 1) & \sqrt{\frac{\mathbf{Z}_{RG}}{Y_{RG}}} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} \\ \sqrt{\frac{\mathbf{Z}_{RG}}{Y_{RG}}} (1 \ \dots \ 1) & \sqrt{\frac{\mathbf{Z}_{RG}}{Y_{RG}}} \end{pmatrix} \quad (14)$$

Selon l'invention, ledit au moins un circuit de terminaison est, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, approximativement caractérisé, pour ladite interconnexion, par une matrice impédance par rapport au conducteur de retour. Notons \mathbf{Z}_{RA} cette matrice impédance par rapport au conducteur de retour. Selon l'invention, \mathbf{Z}_{RA} est une matrice carrée d'ordre n . Ceci indique que, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ledit au moins un circuit de terminaison se comporte approximativement comme s'il n'était pas connecté à la masse, donc comme un élément de circuit à $n + 1$ bornes flottant. Le spécialiste comprend donc que, par conséquent, dans une mise en oeuvre idéale, ledit au moins un circuit de terminaison peut ne pas avoir de matrice impédance par rapport au conducteur de référence. Selon l'invention, \mathbf{Z}_{RA} est une matrice carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à \mathbf{Z}_{RC} . Le spécialiste comprend que cette exigence implique que ledit au moins un circuit de terminaison a les propriétés suivantes :

- il procure de très faibles réflexions pour tous les signaux se propageant dans ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs et incidents sur le circuit de terminaison ;
- il ne réduit pas les réflexions pour le bruit se propageant dans le circuit formé par l'interconnexion et le conducteur de référence.

Le spécialiste comprend qu'un circuit de terminaison ayant, à une fréquence donnée, une matrice impédance égale à \mathbf{Z}_{RC} peut être constituée de $n(n + 1)/2$ dipôles linéaires passifs, n des dits dipôles linéaires passifs étant connectés entre le conducteur de retour et un et un seul des dits conducteurs de transmission, $n(n - 1)/2$ des dits dipôles linéaires passifs étant connectés entre deux des dits conducteurs de transmission. Cependant, le spécialiste comprend aussi qu'un circuit de terminaison procurant, à une fréquence donnée, une matrice impédance suffisamment voisine de \mathbf{Z}_{RC} peut souvent être constitué de moins de $n(n + 1)/2$ dipôles linéaires passifs. L'adéquation d'un circuit de terminaison donné peut par exemple être déterminée en utilisant une norme appropriée de la matrice $\mathbf{Z}_{RA} - \mathbf{Z}_{RC}$. Par exemple un circuit de terminaison peut être dimensionné de façon telle que tous les éléments de la matrice $\mathbf{Z}_{RA} - \mathbf{Z}_{RC}$ aient un module inférieur à une valeur arbitraire suffisamment petite, par exemple 3 Ohms. Cependant, il est souvent plus approprié de déterminer l'adéquation d'un circuit de terminaison donné en utilisant une norme appropriée de la matrice des coefficients de réflexion en tension, par rapport au conducteur de retour, du dit circuit de terminaison, notée \mathbf{P}_R et

donnée par

$$\mathbf{P}_R = (\mathbf{Z}_{RA} - \mathbf{Z}_{RC})(\mathbf{Z}_{RA} + \mathbf{Z}_{RC})^{-1} \quad (15)$$

Par exemple, au moins un circuit de terminaison peut être dimensionné de façon telle que, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, chaque élément de la matrice \mathbf{P}_R ait un module inférieur ou égal à une valeur arbitraire suffisamment petite, par exemple 5/100.

A ce point, il est important de noter que, dans un cas où les procédés de réduction de la diaphonie interne présentés dans les dits brevets français numéro 0300064 et numéro 0302814, les demandes internationales correspondantes, et les sections IV à VIII du dit article intitulé "A New Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections" peuvent être appliqués à une interconnexion ayant n conducteurs de transmission et un conducteur de retour distinct du conducteur de référence, une ligne de transmission multiconductrice à $n+2$ conducteurs est utilisée pour modéliser l'interconnexion avec le conducteur de référence. Ainsi, une matrice impédance caractéristique égale à ladite matrice \mathbf{Z}_{GC} , qui est une matrice carrée d'ordre $n+1$, est obtenue. Les circuits de terminaison utilisés dans ces procédés de l'état de l'art antérieur sont connectés à la masse (comme montré dans les figures 1 et 3), et ces circuits de terminaison ont une matrice impédance par rapport au conducteur de référence, cette matrice étant une matrice carrée d'ordre $n+1$ voisine de \mathbf{Z}_{GC} . Par conséquent, les circuits de terminaison considérés dans ces procédés de l'état de l'art antérieur sont tout à fait différents des circuits de terminaison utilisés dans l'invention.

L'invention utilise une superposition d'ondes, chacune des dites ondes résultant de la propagation d'une unique variable électrique modale correspondant à une voie, car, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ces ondes ont les propriétés suivantes :

- a) l'onde d'une variable électrique modale se propage le long de la ligne de transmission multiconductrice à $n+1$ conducteurs sans être couplée à d'autres variables électriques modales d'indice différent ;
- b) à une extrémité de l'interconnexion connectée à un circuit de terminaison défini ci-dessus, une onde incidente d'une variable électrique modale ne donne naissance à aucune onde réfléchie significative.

Ces propriétés montrent que la propagation d'ondes correspondant chacune à une seule variable électrique modale, produites avec une conversion convenable dans un des circuits d'émission, et utilisées avec une conversion inverse dans un des circuits de réception, permet d'obtenir une transmission dépourvue de diaphonie interne entre les voies.

Il est important, pour que ce principe puisse apporter les caractéristiques voulues, que l'interconnexion se comporte, 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, comme 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 les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels comme variables électriques naturelles. Dans certains cas, pour
 5 prendre en compte des impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, le concepteur peut se limiter à constater qu'elles ne sont pas présentes ou qu'elles peuvent être négligées. Dans d'autres cas, pour prendre en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, le concepteur doit, pour obtenir une ligne de
 10 transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs ayant des caractéristiques électriques suffisamment uniformes sur sa longueur, considérer quantitativement ces impédances localisées.

La fonction des circuits de terminaison est d'assurer qu'aucune réflexion d'un signal incident de niveau gênant ne se produise à une extrémité de l'interconnexion pour les signaux
 15 se propageant dans ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue. Il est clair que plus le niveau maximal désiré de couplage diaphonique sera faible, plus faible sera le niveau de réflexion des signaux incidents qu'il faudra considérer comme gênant, et qu'il faudra, pour ne pas dépasser ce niveau, spécifier que le circuit de terminaison devra présenter une matrice Z_{RA} plus voisine
 20 de Z_{RC} .

Selon l'invention, pour s'assurer qu'aucune réflexion d'un signal incident de niveau gênant ne se produise à une extrémité de l'interconnexion pour les signaux se propageant dans ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, le spécialiste comprend qu'il suffit, lorsqu'un ou plusieurs circuits d'émission sont connectés à une seule extrémité de
 25 l'interconnexion, de disposer un circuit de terminaison à l'extrémité opposée de l'interconnexion. Le spécialiste voit aussi que dans tous les autres cas, c'est-à-dire lorsqu'un circuit d'émission est connecté ailleurs qu'à une extrémité de l'interconnexion, et/ou lorsque des circuits d'émission sont connectés à chaque extrémité de l'interconnexion, il est nécessaire de disposer un circuit de terminaison aux deux extrémités de l'interconnexion. Ainsi, selon le
 30 procédé de l'invention, nous pouvons soit disposer un circuit de terminaison à seulement une extrémité de l'interconnexion, soit disposer un circuit de terminaison à chaque extrémité de l'interconnexion.

Selon l'invention, le nombre m de voies de transmission entre l'un quelconque des dits circuits d'émission et l'un quelconque des dits circuits de réception peut être égal au nombre
 35 n de conducteurs de transmission. Cette méthode est préférée parce qu'elle est généralement la plus économique. Toutefois il est également concevable d'utiliser un nombre n de conducteurs de transmission supérieur au nombre m de voies de transmission.

Selon l'invention, un circuit d'émission délivre des variables électriques modales définies par une matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, chacune des dites variables électriques modales étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission", et un circuit de réception délivre m "signaux de sortie du circuit de réception", chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une et une seule des dites variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales. Comme dit plus haut, l'expression "variable électrique modale" désigne indifféremment un courant modal ou une tension modale.

10 Toutefois, la correspondance biunivoque entre les courants modaux et les tensions modales, donnée par l'équation (7) pour des vecteurs propres associés, implique que :

- considérer que les variables électriques modales utilisées par un circuit d'émission sont des tensions modales est physiquement équivalent à considérer que les variables électriques modales utilisées par ce circuit d'émission sont des courants modaux ;
- 15 - considérer que les variables électriques modales utilisées par un circuit de réception sont des tensions modales est physiquement équivalent à considérer que les variables électriques modales utilisées par ce circuit de réception sont des courants modaux.

Il découle de cette équivalence que l'utilisation soit des courants modaux soit des tensions modales comme variables électriques modales est sans incidence physique. Sur le plan de la conception toutefois, il pourra être plus agréable d'utiliser des tensions ou des courants, selon le type de dispositif retenu pour mettre en oeuvre le procédé. Par exemple, pour dimensionner un circuit d'émission présentant une basse impédance à l'interconnexion, le concepteur pourra préférer parler de tensions modales, alors qu'au contraire pour dimensionner un circuit d'émission présentant une haute impédance à l'interconnexion, il pourra préférer parler de courants modaux.

Il est important de noter que, bien que ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs est utilisée pour modéliser convenablement l'interconnexion seulement dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs est définie dans ladite bande de fréquences connue, si bien que ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales est définie dans ladite bande de fréquences connue.

Selon l'invention, la sortie d'un des dits circuits d'émission délivre des variables électriques modales, les dites variables électriques modales étant définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, chacune des dites variables électriques modales étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission". Ceci doit être interprété dans un sens large, comme : chacune des dites variables

électriques modales est principalement déterminée, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant, d'un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission". Puisque l'utilisation soit des courants modaux soit des tensions modales comme variables électriques modales est sans incidence physique, utilisons par exemple les tensions modales comme variables électriques modales. Dans ce cas, \mathbf{V}_{RM} produit par ledit un des dits circuits d'émission est déterminé, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant, des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission". Ainsi, en utilisant l'équation (6), nous voyons que, à chaque fréquence f dans ladite bande de fréquences connue, ledit un des dits circuits d'émission doit produire, à son point de connexion à l'interconnexion, sur chaque conducteur de transmission, les tensions naturelles référencées au conducteur de retour du vecteur-colonne $\mathbf{V}_R(f)$ donné par :

$$\mathbf{V}_R(f) = \mathbf{S}_R(f) \mathbf{V}_{RM}(f) \quad (16)$$

où nous écrivons la dépendance en fonction de la fréquence pour indiquer des quantités dans le domaine fréquentiel, et où la transformée de Fourier

$$\mathbf{V}_{RM}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{V}_{RM}(t) e^{-2i\pi ft} dt \quad (17)$$

donne le vecteur dans le domaine fréquentiel $\mathbf{V}_{RM}(f)$ en fonction du vecteur dans le domaine temporel $\mathbf{V}_{RM}(t)$ à un instant donné t . Nous voyons aussi qu'à chaque instant t , ledit un des dits circuits d'émission doit produire, sur chaque conducteur, à son point de connexion à l'interconnexion, les tensions naturelles référencées au conducteur de retour du vecteur-colonne $\mathbf{V}_R(t)$ donné par la transformée de Fourier inverse

$$\mathbf{V}_R(t) = 2 \operatorname{Re} \left[\int_0^{+\infty} \mathbf{V}_R(f) e^{2i\pi ft} df \right] \quad (18)$$

où l'intégration sur toutes les fréquences positives peut bien sûr être remplacée par une intégration sur ladite bande de fréquences connue. Par conséquent, la causalité implique que chacune des dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour est principalement déterminée, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant, des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission".

Selon l'invention, un des dits circuits de réception délivre des "signaux de sortie du circuit de réception", chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une et une seule des dites variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs. Ceci doit être interprété dans un sens large, comme : chacun des dits "signaux de sortie du circuit de

réception” est principalement déterminé, à chaque instant, par l’histoire, jusqu’au dit instant, d’une et une seule des dites variables électriques modales. Puisque l’utilisation soit des courants modaux soit des tensions modales comme variables électriques modales est sans incidence physique, et puisque ledit un des dits circuits de réception combine les tensions naturelles référencées au conducteur de retour présentes sur l’interconnexion, utilisons par exemple les tensions modales comme variables électriques modales. Dans ce cas, les dits “signaux de sortie du circuit de réception” sont principalement déterminés, à chaque instant, par l’histoire, jusqu’au dit instant, de \mathbf{V}_{RM} à l’entrée du dit un des dits circuits de réception. Nous voyons aussi que ledit un des dits circuits de réception doit, à chaque instant t , utiliser le vecteur-colonne $\mathbf{V}_{RM}(t)$ donné par la transformée de Fourier inverse

$$\mathbf{V}_{RM}(t) = 2 \operatorname{Re} \left[\int_0^{+\infty} \mathbf{V}_{RM}(f) e^{2i\pi ft} df \right] \quad (19)$$

où nous écrivons la dépendance en fonction de la fréquence pour indiquer les vecteurs dans le domaine fréquentiel, et où, selon l’équation (6), $\mathbf{V}_{RM}(f)$ est donné par

$$\mathbf{V}_{RM}(f) = \mathbf{S}_R^{-1}(f) \mathbf{V}_R(f) \quad (20)$$

Dans l’équation (19), l’intégration sur toutes les fréquences positives peut bien sûr être remplacée par une intégration sur ladite bande de fréquences connue. Puisque ledit un des dits circuits de réception doit capter sur l’interconnexion, à son point de connexion à l’interconnexion, les tensions naturelles référencées au conducteur de retour, nous voyons que le vecteur-colonne $\mathbf{V}_R(f)$ utilisé dans l’équation (20) est donné par la transformée de Fourier

$$\mathbf{V}_R(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{V}_R(t) e^{-2i\pi ft} dt \quad (21)$$

Par conséquent, la causalité implique que chacun des dits “signaux de sortie du circuit de réception” est principalement déterminé, à chaque instant, par l’histoire, jusqu’au dit instant, de \mathbf{V}_R à l’entrée du dit un des dits circuits de réception.

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 utilisée pour modéliser l’interconnexion et le conducteur de référence, 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 :

- les équations (11) et (12) 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 (11) et (12) soient indépendantes de z ;
- on obtienne une matrice \mathbf{Z}_{RC} voisine d'une matrice souhaitée, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue.

Par conséquent, le procédé selon l'invention peut être tel qu'avant que l'on modélise 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 caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels comme variables électriques naturelles.

On notera que, dans de nombreux cas, nous pouvons considérer que, pour le calcul des matrices \mathbf{Z}_{RC} , \mathbf{S}_R et \mathbf{T}_R de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, les pertes sont négligeables dans certaines bandes de fréquences, par exemple quand ladite partie de ladite bande de fréquences connue est au dessus de 1 MHz. Dans ce cas, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, \mathbf{Z}_{RC} est réelle et indépendante de la fréquence et les matrices \mathbf{S}_R et \mathbf{T}_R peuvent être choisies réelles et indépendantes de la fréquence. A des fréquences plus basses, par exemple quand ladite partie de ladite bande de fréquences connue contient des fréquences en dessous de 1 MHz, les pertes ne sont souvent pas négligeables, et \mathbf{Z}_{RC} ne peut être considérée comme réelle, ce qui conduit manifestement à une mise en oeuvre plus complexe du procédé selon l'invention. Toutefois, cette question peut souvent être négligée, car la diaphonie aux fréquences basses peut dans de nombreux cas être négligée, et, dans ces cas, il peut être sans importance que les circuits de terminaison disposés à une extrémité ou aux deux extrémités de l'interconnexion présentent une matrice impédance proche de \mathbf{Z}_{RC} à ces fréquences. Par conséquent, ladite partie de ladite bande de fréquences connue sera souvent contenue dans l'intervalle des fréquences comprises entre 1 MHz et 100 GHz.

Cependant, la fréquence au delà de laquelle les pertes peuvent éventuellement être négligées pour le calcul des matrices \mathbf{Z}_{RC} , \mathbf{S}_R et \mathbf{T}_R de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs dépend de la forme et de la position des conducteurs dans une section de l'interconnexion dans un plan orthogonal à la direction de propagation, et de la conductivité des conducteurs. Nous notons que dans le cas des interconnexions internes des puces, cette fréquence peut être bien plus élevée que 1 MHz, par exemple au dessus de 1 GHz.

Puisque, selon l'invention, les propriétés de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs peuvent être définies arbitrairement en dehors de ladite partie de ladite bande de fréquences connue, il est possible d'obtenir que \mathbf{Z}_{RC} , \mathbf{S}_R et \mathbf{T}_R soient

réelles et indépendantes de la fréquence dans ladite bande de fréquences connue, quand \mathbf{Z}_{RC} , \mathbf{S}_R et \mathbf{T}_R sont réelles et indépendantes de la fréquence dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue. Quand \mathbf{Z}_{RC} , \mathbf{S}_R et \mathbf{T}_R sont réelles et indépendantes de la fréquence dans ladite bande de fréquences connue, nous obtenons les conséquences suivantes qui simplifient
5 la conception d'un dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention :

a) les équations (16), (17) et (18) définissant le fonctionnement d'un circuit d'émission deviennent

$$\mathbf{V}_R(t) = \mathbf{S}_R \mathbf{V}_{RM}(t) \quad (22)$$

b) les équations (19), (20) et (21) définissant le fonctionnement d'un circuit de réception
10 deviennent

$$\mathbf{V}_{RM}(t) = \mathbf{S}_R^{-1} \mathbf{V}_R(t) \quad (23)$$

c) la matrice \mathbf{Z}_{RC} peut être réalisée avec un réseau d'au plus $n(n+1)/2$ résistances.

Nous décrivons à présent un dispositif pour dimensionner un dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention. Un dispositif pour dimensionner un dispositif pour la
15 transmission dans une interconnexion ayant n conducteurs de transmission et un conducteur de retour distinct d'un conducteur de référence, n étant un entier supérieur ou égal à 2, ledit dispositif pour la transmission dans une interconnexion procurant, dans une bande de fréquences connue, m voies de transmission, m étant un entier supérieur ou égal à 2 et inférieur ou égal à n , peut comporter :

20 des moyens pour modéliser l'interconnexion, dans une 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,
25 ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles ;

des moyens pour déterminer, pour ladite ligne de transmission multiconductrice et ladite bande de fréquences connue, une matrice de passage des variables électriques naturelles aux
30 variables électriques modales, ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales étant non diagonale dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue ;

des moyens pour déterminer, pour ladite ligne de transmission multiconductrice et ladite partie de ladite bande de fréquences connue, la matrice impédance caractéristique par rapport
35 au conducteur de retour \mathbf{Z}_{RC} ;

- des moyens pour dimensionner un circuit de terminaison, ledit 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, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour étant une matrice carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à ladite matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour ;
- des moyens pour dimensionner un circuit d'émission, ledit circuit d'émission recevant m "signaux d'entrée du circuit d'émission", la sortie du dit circuit d'émission étant couplée aux n conducteurs de transmission, la sortie du dit circuit d'émission délivrant des variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, chacune des dites variables électriques modales étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;
- des moyens pour dimensionner un circuit de réception, ledit circuit de réception délivrant m "signaux de sortie du circuit de réception", l'entrée du dit circuit de réception étant couplée aux n conducteurs de transmission et au dit conducteur de retour, ledit circuit de réception combinant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour présentes sur l'interconnexion selon des combinaisons linéaires, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une et une seule des dites variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales.
- Ledit dispositif pour dimensionner un dispositif pour la transmission dans une interconnexion ayant n conducteurs de transmission et un conducteur de retour distinct du conducteur de référence peut comporter un ordinateur exécutant un programme convenable.
- Ledit dispositif pour dimensionner un dispositif pour la transmission dans une interconnexion ayant n conducteurs de transmission et un conducteur de retour distinct du conducteur de référence peut être tel que les moyens pour modéliser l'interconnexion comprennent des moyens pour mesurer et/ou pour calculer les caractéristiques électriques réelles de l'interconnexion, en fonction des dispositions relatives des conducteurs de transmission et du conducteur de retour ainsi que des caractéristiques des diélectriques qui les entourent.
- Ledit dispositif pour dimensionner un dispositif pour la transmission dans une interconnexion ayant n conducteurs de transmission et un conducteur de retour distinct du conducteur de référence peut être tel que les moyens pour modéliser l'interconnexion comprennent :
- des moyens pour calculer un ou plusieurs coefficients d'erreur entre les caractéristiques électriques réelles de l'interconnexion et des caractéristiques souhaitées, pour ladite

partie de ladite bande de fréquences connue ;

des moyens pour optimiser la position relative des conducteurs de transmission et du conducteur de retour en minimisant ce ou ces coefficients d'erreur.

Nous décrivons à présent un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon
 5 l'invention. Un 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 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

10 d'un 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 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
 15 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 les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles ;

20 au moins un dit circuit d'émission recevant m "signaux d'entrée du circuit d'émission" correspondant chacun à une voie de transmission, la sortie du dit au moins un dit circuit d'émission étant couplée aux n conducteurs de transmission, la sortie du dit au moins un dit circuit d'émission délivrant des variables électriques modales quand ledit au moins un dit circuit d'émission est dans l'état activé, les dites variables électriques
 25 modales étant définies par une matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales étant non diagonale, chacune des dites variables électriques modales étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux
 30 d'entrée du circuit d'émission" ;

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
 35 de retour, ledit au moins un dit circuit de réception combinant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour présentes sur l'interconnexion selon des combinaisons linéaires, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant

principalement déterminé par une et une seule des dites variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales ;

5 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, quand ledit au moins un circuit de terminaison est dans l'état activé, approximativement caractérisé, pour ladite interconnexion, en au moins un point de repos, pour des petits signaux dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, par une matrice impédance par rapport au conducteur de retour, notée Z_{RL} , ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour étant une matrice carrée d'ordre n non diagonale
10 approximativement égale à la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs.

Dans la suite, les expressions "est dans l'état désactivé" et "n'est pas dans l'état activé"
15 sont équivalentes. Selon l'invention, il est possible qu'il existe un état désactivé pour au moins un des dits circuits d'émission, dans lequel le comportement de ce circuit d'émission est différent de celui défini ci-dessus. Cependant, l'existence d'un état désactivé pour au moins un des dits circuits d'émission 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
20 réception, dans lequel le comportement de ce circuit de réception est différent de 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,
25 l'existence d'un état désactivé pour au moins un des dits circuits de terminaison n'est nullement une caractéristique de l'invention.

Selon l'invention, les "signaux d'entrée du circuit d'émission" peuvent être des signaux analogiques ou des signaux numériques. Un circuit d'émission utilisé dans un dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention peut utiliser un traitement analogique du signal
30 et/ou un traitement numérique du signal pour délivrer les dites variables électriques modales. Selon l'invention, les "signaux de sortie du circuit de réception" peuvent être des signaux analogiques ou des signaux numériques. Un circuit de réception utilisé dans un dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention peut utiliser un traitement analogique du signal et/ou un traitement numérique du signal pour délivrer les dits "signaux de sortie du circuit de
35 réception".

Pour un circuit de terminaison utilisé dans un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, l'exigence relative à Z_{RL} , à savoir que Z_{RL} doit être une matrice

carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à Z_{RC} , devrait être applicable au fonctionnement normal du dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention. Ledit point de repos choisi pour déterminer Z_{RL} devrait donc être tel que les tensions de repos entre chacun des dits conducteurs de transmission et ledit conducteur de retour ont des valeurs susceptibles d'apparaître à un instant donné en fonctionnement normal.

Un circuit de terminaison utilisé dans un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention peut être tel qu'il se comporte comme un circuit linéaire pour l'interconnexion. Par conséquent, ledit au moins un circuit de terminaison couplé au dit conducteur de retour et à chacun des dits conducteurs de transmission peut être tel que ledit au moins un circuit de terminaison est, dans ladite 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 par rapport au conducteur de retour, notée Z_{RL} , ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour étant une matrice carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs.

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. Un tel dispositif est préféré parce qu'il fournit le plus grand nombre de voies de transmission pour une interconnexion donnée. Cependant, il est également concevable d'utiliser un nombre n de conducteurs de transmission supérieur au nombre m de voies de transmission. En particulier, n peut être supérieur ou égal à trois.

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 c'est la meilleure technique pour éliminer les réflexions de signaux se propageant dans ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs.

Un dispositif mettant en oeuvre le procédé 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 mettant en oeuvre le procédé 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.

Un dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention, grâce aux caractéristiques spécifiées pour l'interconnexion et pour les terminaisons, utilise le conducteur de retour

comme chemin de retour pour le courant de retour produit par les courants circulant sur les n conducteurs de transmission, comme l'invention décrite dans ladite demande de brevet français numéro 07/05260 et la demande internationale correspondante. De plus, le conducteur de retour tel que défini dans l'invention est utilisé par les circuits de réception pour délivrer les

5 "signaux de sortie du circuit de réception". Par conséquent, il est approprié de considérer que le procédé et le dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention sont pseudo-différentiels.

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

10 sa longueur, dans 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

15 multiconductrice. Le spécialiste voit que ce résultat peut être obtenu par exemple :

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

Connecter 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.

25 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.

Au moins un des dits circuits de terminaison d'un dispositif mettant en oeuvre le

30 procédé selon l'invention peut par exemple être un circuit de terminaison défini dans ladite demande de brevet français numéro 08/03876, 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

35 conséquent, un dispositif mettant en oeuvre le procédé 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 à $m + 1$ bornes tel que, en au moins un point de repos, pour des petits signaux dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, la matrice impédance, par rapport à ladite borne commune, du dit réseau à $m + 1$ bornes est égale à Z_{RC} .

Un dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention peut être tel qu'au moins
5 un dit circuit de terminaison est constitué d'un réseau de résistances, n des dites résistances étant connectées entre un des dits conducteurs de transmission et ledit conducteur de retour, au moins une des dites résistances étant connectée entre deux des dits conducteurs de transmission.

Un circuit de terminaison constitué d'un réseau de résistances n'est cependant
10 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
15 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 mettant en oeuvre le procédé selon l'invention peut être tel que la matrice impédance par rapport au conducteur de retour, d'au moins un dit circuit de terminaison dans l'état activé, peut être réglée par des moyens
20 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
25 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,
30 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,
35 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.

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
 5 approximativement, pour l'interconnexion, comme s'il n'était pas connecté au dit conducteur de référence. Cependant, un dispositif mettant en oeuvre le procédé 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 connecté en série avec
 10 une source de tension délivrant une tension constante, ledit réseau ayant une première borne couplée au dit conducteur de retour, ledit réseau ayant une seconde borne couplée 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
 15 d'amortissement sont destinés à procurer un amortissement des résonances du circuit constitué par le conducteur de 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
 20 appartenant au dit réseau approximativement équivalent au dit circuit d'amortissement peut 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
 25 nulle) par rapport au dit conducteur de référence. Un tel circuit d'amortissement est caractérisé, à toute fréquence non nulle, par une impédance scalaire entre le conducteur de retour et la masse.

Nous observons 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 dans
 30 ladite partie de ladite bande de fréquences connue, une matrice impédance carrée d'ordre $n + 1$ et non diagonale.

Un dispositif mettant en oeuvre le procédé 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,
 35 un dispositif mettant en oeuvre le procédé 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.

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 d'une pré-accentuation, d'une désaccentuation ou d'une égalisation améliorant la transmission.

5 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 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 mettant en oeuvre le procédé 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 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 mettant en oeuvre le procédé selon l'invention peut utiliser une égalisation adaptative. Ce type de traitement est 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 :

- 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 circuit de terminaison pouvant être utilisé avec le dispositif pour la transmission montré sur la figure 1, et a déjà été commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique ;
- la figure 3 représente un deuxième circuit de terminaison pouvant être utilisé avec le dispositif pour la transmission montré sur la figure 1, et a déjà été commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique ;
- la figure 4 représente un troisième circuit de terminaison pouvant être utilisé

- avec le dispositif pour la transmission montré sur la figure 1, et a déjà été commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique ;
- la figure 5 représente un circuit de terminaison pouvant être utilisé dans un procédé de transmission pseudo-différentiel, et a déjà été commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique ;
 - la figure 6 représente un premier dispositif pseudo-différentiel pour la transmission de l'état de l'art antérieur comportant une interconnexion à quatre conducteurs de transmission (déjà commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique) ;
 - la figure 7 représente un deuxième dispositif pseudo-différentiel pour la transmission de l'état de l'art antérieur comportant une interconnexion à quatre conducteurs de transmission (déjà commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique) ;
 - la figure 8 représente un troisième dispositif pseudo-différentiel pour la transmission de l'état de l'art antérieur comportant une interconnexion à quatre conducteurs de transmission (déjà commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique) ;
 - la figure 9 montre une section droite d'une interconnexion et du conducteur de référence, pouvant être utilisés dans le dispositif de transmission pseudo-différentiel de la figure 8 ;
 - la figure 10 montre une section droite d'une interconnexion et du conducteur de référence, pouvant être utilisés dans le dispositif de transmission pseudo-différentiel de la figure 8 ;
 - la figure 11 représente un premier mode de réalisation de l'invention ;
 - la figure 12 représente un deuxième mode de réalisation de l'invention ;
 - la figure 13 représente un troisième mode de réalisation de l'invention ;
 - la figure 14 représente un quatrième mode de réalisation de l'invention ;
 - la figure 15 représente un cinquième mode de réalisation de l'invention.

DESCRIPTION DÉTAILLÉE DE CERTAINS MODES DE RÉALISATION

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 11 un dispositif selon l'invention comportant une interconnexion (1) réalisée dans un circuit imprimé, l'interconnexion (1) ayant $n = 4$ conducteurs de transmission (11) (12) (13)

(14) et un conducteur de retour (10) distinct du conducteur de référence (7). Toutes les entités montrées sur la figure 11 appartiennent à la même carte électronique et le conducteur de référence (7) est un plan de masse du circuit imprimé de cette carte électronique. Les dits conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) sont des pistes réalisées dans le circuit imprimé, au dessus du conducteur de référence (7). Un circuit d'émission (5) reçoit en entrée les $m = 4$ "signaux d'entrée du circuit d'émission" des m voies de la source (2), et ses n bornes de sortie sont connectées aux conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1), à l'extrémité proche de l'interconnexion (1). Un circuit de terminaison (4) est connecté aux conducteurs (10) (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1), à l'extrémité éloignée de l'interconnexion (1). Un circuit de réception (6) a ses $n + 1 = 5$ bornes d'entrée connectées aux conducteurs (10) (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1), à l'extrémité éloignée de l'interconnexion (1). La sortie du circuit de réception (6) délivre m "signaux de sortie du circuit de réception" au destinataire (3). Ainsi, les signaux analogiques ou numériques des m voies de la source (2) sont transmis aux m voies du destinataire (3).

Le circuit de terminaison (4) est tel que, dans une partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, la matrice impédance, par rapport au conducteur de retour, du circuit de terminaison est une matrice carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à \mathbf{Z}_{RC} , \mathbf{Z}_{RC} étant la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour d'une ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser l'interconnexion, comme expliqué ci-dessus.

Le spécialiste comprend que le 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 11, 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.

Le circuit d'émission (5) délivre n variables de transmission, chacune des dites variables de transmission étant une tension entre une borne de sortie du circuit d'émission (5) et la masse. Chaque borne de sortie du circuit d'émission (5) présente une basse impédance par rapport à la masse. Puisque le conducteur de retour (10) est connecté à la masse à l'extrémité proche de l'interconnexion (1), nous pouvons dire que chacune des dites variables de transmission est la tension entre un des dits conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) et ledit conducteur de retour (10). Par conséquent, chacune des dites variables de transmission est une variable électrique naturelle de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser l'interconnexion. Chacune des dites variables de transmission délivrées par ledit circuit d'émission (5) est une combinaison linéaire de signaux chacun principalement déterminé par un et un seul des dits m "signaux d'entrée du circuit

d'émission", de telle sorte que la sortie du dit circuit d'émission (5) délivre des tensions modales définies par une matrice de passage des tensions naturelles aux tensions modales, non diagonale, notée \mathbf{S}_R , de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser l'interconnexion, chacune des dites tensions modales étant
 5 principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission". Ainsi, \mathbf{V}_{RM} produit par le circuit d'émission (5) est déterminé, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant, des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission". Ainsi, les équations (16), (17) et (18) sont applicables au fonctionnement du circuit d'émission (5).

Par exemple, ledit circuit d'émission (5) peut être similaire à un des circuits d'émission
 10 décrits dans ledit brevet français numéro 0300064 et la demande internationale correspondante, par exemple au circuit d'émission montré dans la figure 9 du brevet français numéro 0300064 et de la demande internationale correspondante. Par exemple, ledit circuit d'émission (5) peut être similaire à un des circuits d'émission décrits dans ledit brevet français numéro 0302814 et la demande internationale correspondante, par exemple au circuit d'émission montré dans
 15 la figure 2 du brevet français numéro 0302814 et de la demande internationale correspondante dans le cas où les "signaux d'entrée du circuit d'émission" sont des signaux numériques, ou au circuit d'émission montré dans la figure 4 du brevet français numéro 0302814 et de la demande internationale correspondante dans le cas où les "signaux d'entrée du circuit d'émission" sont des signaux analogiques.

20 Le circuit de réception (6) délivre m "signaux de sortie du circuit de réception", chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une et une seule des dites tensions modales définies par la matrice \mathbf{S}_R . Ainsi, les dits "signaux de sortie du circuit de réception" sont principalement déterminés, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant, de \mathbf{V}_{RM} à l'entrée du circuit de réception (6). Ainsi, les équations (19), (20)
 25 et (21) sont applicables au fonctionnement du circuit de réception (6).

Par exemple, ledit circuit de réception (6) peut être un circuit de réception décrit dans la demande de brevet français numéro 08/03830 du 7 juillet 2008 intitulée "Circuit de réception pseudo-différentiel".

La figure 9 montre une section de l'interconnexion (1) et du conducteur de référence
 30 (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 (1) est dimensionnée de façon à pouvoir être modélisée, avec une précision suffisante, par une ligne de transmission
 35 multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, telle que

$$\mathbf{Z}_R \approx j\omega \mathbf{L}_R \quad \text{avec} \quad \mathbf{L}_R \approx \begin{pmatrix} 332 & 57 & 18 & 8 \\ 57 & 329 & 57 & 18 \\ 18 & 57 & 329 & 57 \\ 8 & 18 & 57 & 332 \end{pmatrix} \text{ nH/m} \quad (24)$$

et

$$\mathbf{Y}_R \approx j\omega \mathbf{C}_R \quad \text{avec} \quad \mathbf{C}_R \approx \begin{pmatrix} 108 & -7 & 0 & 0 \\ -7 & 109 & -7 & 0 \\ 0 & -7 & 109 & -7 \\ 0 & 0 & -7 & 108 \end{pmatrix} \text{ pF/m} \quad (25)$$

- La bande de fréquences connue utilisée pour la transmission s'étend de 0 Hz à 1 GHz.
- 5 Les équations (24) et (25) sont applicables à la bande de fréquences 3 MHz à 1 GHz, 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 \mathbf{Z}_{RC} , \mathbf{T}_R et \mathbf{S}_R . Cependant, le concepteur décide que (24) et (25) définissent la ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser l'interconnexion dans ladite bande de fréquences connue
- 10 (c'est-à-dire de 0 Hz à 1 GHz). Le fait que cette ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs n'est pas un modèle précis en dessous de 3 MHz n'a pas de conséquence préjudiciable dans cette application, parce que l'interconnexion étant plus courte que 1 m, elle est électriquement courte en dessous de 3 MHz.

- Ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs est donc telle que
- 15 ladite matrice impédance linéique \mathbf{Z}_R et ladite matrice admittance linéique \mathbf{Y}_R sont indépendantes de l'abscisse z . La matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour, \mathbf{Z}_{RC} , est indépendante de la fréquence et donnée par

$$\mathbf{Z}_{RC} \approx \begin{pmatrix} 55,5 & 6,5 & 1,5 & 0,6 \\ 6,5 & 55,0 & 6,5 & 1,5 \\ 1,5 & 6,5 & 55,0 & 6,5 \\ 0,6 & 1,5 & 6,5 & 55,9 \end{pmatrix} \Omega \quad (26)$$

- 20 La matrice de passage des tensions naturelles aux tensions modales choisie est indépendante de la fréquence et donnée par

$$\mathbf{S}_R \approx \begin{pmatrix} 0,44347 & 0,60712 & 0,26051 & 0,49286 \\ 0,57407 & 0,30611 & -0,52858 & -0,38998 \\ 0,57407 & -0,30611 & 0,52858 & -0,38998 \\ 0,44347 & -0,60712 & -0,26051 & 0,49286 \end{pmatrix} \quad (27)$$

Un calcul simple montre que S_R n'est pas une matrice orthogonale.

Le circuit de terminaison (4) peut clairement correspondre au schéma montré sur la figure 4. Dans ce cas, le circuit de terminaison (4) comporte n bornes signal (101), une borne commune (100), n résistances (405) (406) (407) (408) connectées entre la borne commune (100) et une et une seule des dites bornes signal (101), et $n(n-1)/2$ résistances (4012) (4013) (4014) (4023) (4024) (4034) connectées entre deux bornes signal. Les bornes signal (101) du circuit de terminaison (4) sont connectées aux conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1) et la borne commune (100) du circuit de terminaison (4) est connectée au conducteur de retour (10) de l'interconnexion (1). Un calcul simple fournit les valeurs des résistances telles que la matrice impédance du circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour soit égale à Z_{RC} . Il est également possible de montrer que, dans ce mode de réalisation, on peut utiliser seulement $n-1$ résistances connectées entre deux bornes signal, ces résistances (4012) (4013) (4014) correspondant à des conducteurs de transmission adjacents, et obtenir une matrice impédance du circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour qui soit très proche de Z_{RC} , en utilisant seulement $2n-1$ résistances dans le circuit de terminaison (4).

A des fréquences pour lesquelles les équations (11) et (12) 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 (11) et (12). 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 $n+2$ conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur.

Pour le spécialiste, la figure 9 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, le dispositif 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. Par conséquent, l'invention élimine pratiquement la diaphonie externe, en utilisant un principe similaire à celui qui est utilisé dans ladite demande de brevet français numéro 07/05260 et la demande internationale correspondante. De plus, l'invention élimine l'écho et la diaphonie interne parce qu'elle utilise des variables électriques modales de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n+1$ conducteurs et au moins un circuit de terminaison capable d'absorber de telles variables électriques modales.

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 mettant en oeuvre le procédé selon l'invention conçu en utilisant une approche similaire à celle présentée dans ce premier mode de réalisation.

5 Finalement, nous notons que ledit circuit de réception (6) et ledit circuit de terminaison (4) peuvent former un dispositif décrit dans la demande de brevet français numéro 08/03876 du 8 juillet 2008 intitulée "Dispositif d'interface multicanal avec circuit de terminaison".

Deuxième mode de réalisation.

10 Au titre d'un deuxième 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 12 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 conducteur de référence (7). Un circuit d'émission (5) reçoit en entrée les $m = 4$ "signaux d'entrée du circuit d'émission" des m voies de la source (2), et ses $n + 1$ bornes de sortie sont
15 connectées aux conducteurs (10) (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1), à l'extrémité proche de l'interconnexion (1). Un circuit de terminaison (4) est connecté aux conducteurs (10) (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1), à l'extrémité éloignée de l'interconnexion (1). Un circuit de réception (6) a ses $n + 1$ bornes d'entrée connectées aux conducteurs (10) (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1), à l'extrémité éloignée de l'interconnexion (1). La sortie du
20 circuit de réception (6) délivre m "signaux de sortie du circuit de réception" au destinataire (3). Ainsi, les signaux analogiques ou numériques des m voies de la source (2) sont transmis aux m voies du destinataire (3).

Dans ce deuxième mode de réalisation, l'interconnexion (1) et le circuit de terminaison (4) sont identiques à ceux utilisés dans le premier mode de réalisation.

25 Le circuit d'émission (5) est un dispositif décrit dans la demande de brevet français numéro 08/03985 du 11 juillet 2008, intitulée "Dispositif d'interface multicanal 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
30 borne commune étant connectée au dit conducteur de retour.

Le circuit d'émission (5) délivre n variables de transmission, chacune des dites variables de transmission étant un courant sortant d'une borne signal du circuit d'émission (5). Puisque le conducteur de retour (10) est connecté à ladite borne commune du circuit d'émission (5), ledit conducteur de retour (10) est utilisé comme chemin de retour pour le
35 courant produit par les courants circulant sur les n conducteurs de transmission (11) (12) (13)

(14). Par conséquent, chacune des dites variables de transmission est une variable électrique naturelle de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser l'interconnexion. Chacune des dites variables de transmission délivrées par ledit circuit d'émission (5) est une combinaison linéaire de signaux chacun principalement déterminé par un et un seul des dits m "signaux d'entrée du circuit d'émission", de telle sorte que la sortie du dit circuit d'émission (5) délivre des courants modaux définis par une matrice de passage des courants naturels aux courants modaux, non diagonale, notée \mathbf{T}_R , de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser l'interconnexion, chacun des dits courants modaux étant principalement déterminé par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission". Ainsi, \mathbf{I}_{RM} produit par le circuit d'émission (5) est déterminé, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant, des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission". Nous pouvons, en utilisant l'équation (5), définir une matrice de passage des tensions naturelles aux tensions modales, non diagonale, notée \mathbf{S}_R , associée à \mathbf{T}_R . Dans ce cas, l'équation (7) est applicable et nous obtenons une correspondance biunivoque entre chaque courant modal $i_{RM \alpha}$ et chaque tension modale $v_{RM \alpha}$. Par conséquent, le circuit d'émission (5) produit des tensions modales à sa sortie, ces tensions modales étant définies par \mathbf{S}_R , chacune des dites tensions modales étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission". Ainsi, \mathbf{V}_{RM} produit par le circuit d'émission (5) est déterminé, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant, des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission". Ainsi, les équations (16), (17) et (18) sont applicables au fonctionnement du circuit d'émission (5).

Chaque borne de sortie du circuit d'émission (5) présente une haute impédance par rapport à la masse. Puisqu'un seul circuit de terminaison (4) est utilisé, nous pouvons écrire que, dans ladite partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission,

$$\mathbf{V}_R = \mathbf{Z}_{RC} \mathbf{I}_{TX} \quad (28)$$

où \mathbf{I}_{TX} est le vecteur-colonne des courants sortant des bornes signal du circuit d'émission (5).

En utilisant l'équation (6) et l'équation (7), nous trouvons que \mathbf{V}_{RM} est donné par

$$\mathbf{V}_{RM} = \frac{1}{j\omega c_K} \Gamma_R \mathbf{T}_R^{-1} \mathbf{I}_{TX} \quad (29)$$

La matrice de passage des courants naturels aux courants modaux choisie est indépendante de la fréquence et donnée par

$$\mathbf{T}_R \approx \begin{pmatrix} 0,43877 & 0,62426 & 0,31835 & 0,55958 \\ 0,55451 & 0,31259 & -0,63139 & -0,43228 \\ 0,55451 & -0,31259 & 0,63139 & -0,43228 \\ 0,43877 & -0,62426 & -0,31835 & 0,55958 \end{pmatrix} \quad (30)$$

La matrice T_R donnée par l'équation (30) est associée à S_R donnée par l'équation (27) et un calcul simple montre que T_R n'est pas une matrice orthogonale.

Nous notons que ce deuxième mode de réalisation pourrait avoir utilisé un second circuit de terminaison, comme montré sur la figure 8. Cependant, un seul circuit de terminaison (4) est utilisé dans ce deuxième mode de réalisation (comme dans le premier mode de réalisation) car des ondes provenant de l'interconnexion (1) peuvent seulement être incidentes sur l'extrémité éloignée.

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 13 un dispositif selon l'invention comportant une interconnexion (1) réalisée sur le substrat d'un module multi-puces, l'interconnexion (1) ayant $n = 3$ conducteurs de transmission (11) (12) (13) et un conducteur de retour (10) distinct du conducteur de référence (7). Un circuit d'émission (5) reçoit en entrée les $m = 3$ "signaux d'entrée du circuit d'émission" des m voies de la source (2), et ses n bornes de sortie sont connectées aux conducteurs de transmission (11) (12) (13) de l'interconnexion (1), à l'extrémité proche de l'interconnexion (1). Un circuit de terminaison (4) est connecté aux conducteurs (10) (11) (12) (13) de l'interconnexion (1), à l'extrémité éloignée de l'interconnexion (1). Un circuit de réception (6) a ses $n + 1$ bornes d'entrée connectées aux conducteurs (10) (11) (12) (13) de l'interconnexion (1), à l'extrémité éloignée de l'interconnexion (1). La sortie du circuit de réception (6) délivre m "signaux de sortie du circuit de réception" au destinataire (3). Ainsi, les signaux analogiques ou numériques des m voies de la source (2) sont transmis aux m voies du destinataire (3).

Dans ce troisième mode de réalisation, il n'y a qu'un seul circuit de terminaison (4) 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 de terminaison (4) est tel que, dans la bande de fréquences utilisée pour la transmission, la matrice impédance, par rapport au conducteur de retour, du dit circuit de terminaison est une matrice carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour d'une ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser l'interconnexion, comme expliqué ci-dessus.

Dans ce troisième mode de réalisation, le conducteur de retour (10) est, à l'extrémité proche de l'interconnexion (1), connecté à un noeud présentant une tension fixe par rapport à un noeud de référence du circuit d'émission (5).

Dans ce troisième mode de réalisation, un circuit d'amortissement (8) est connecté

entre le conducteur de retour (10) et la masse, à l'extrémité éloignée de l'interconnexion (1). Le circuit d'amortissement (8) est constitué d'une branche comportant un condensateur connecté en série avec une résistance, cette branche étant connectée entre le conducteur de retour (10) et la masse. Le circuit d'amortissement amortit les résonances du circuit constitué par le conducteur de retour et le conducteur de référence. Les spécialistes comprennent que ceci peut améliorer la protection contre la diaphonie externe, et que, dans le cas où les paramètres Z_{RG} et Y_{RG} des équations (11) et (12) 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 Ω et 100 Ω peuvent souvent convenir pour ladite résistance du circuit d'amortissement.

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 14 un dispositif selon l'invention comportant une interconnexion (1) réalisée sur le substrat d'un module multi-puces, l'interconnexion (1) ayant $n = 3$ conducteurs de transmission (11) (12) (13) et un conducteur de retour (10) distinct du conducteur de référence (7). Un circuit d'émission (5) reçoit en entrée les $m = 3$ "signaux d'entrée du circuit d'émission" des m voies de la source (2), et ses $n + 1$ bornes de sortie sont connectées aux conducteurs (10) (11) (12) (13) de l'interconnexion (1), à l'extrémité proche de l'interconnexion (1). Un circuit de terminaison (4) est connecté aux conducteurs (10) (11) (12) (13) de l'interconnexion (1), à l'extrémité éloignée de l'interconnexion (1). Un circuit de réception (6) a ses $n + 1$ bornes d'entrée connectées aux conducteurs (10) (11) (12) (13) de l'interconnexion (1), à l'extrémité éloignée de l'interconnexion (1). La sortie du circuit de réception (6) délivre m "signaux de sortie du circuit de réception" au destinataire (3). Ainsi, les signaux analogiques ou numériques des m voies de la source (2) sont transmis aux m voies du destinataire (3).

Dans ce quatrième mode de réalisation, il n'y a qu'un seul circuit de terminaison (4) parce que les signaux sont destinés à se propager dans une seule direction, et parce qu'une terminaison unique réduit suffisamment les réflexions.

Dans ce quatrième 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

second circuit d'amortissement est connecté directement à un noeud de référence. Nous notons qu'il serait possible de considérer que le premier circuit d'amortissement est une partie du circuit d'émission (5) et/ou que le second circuit d'amortissement est une partie du circuit de réception (6).

- 5 Dans ce quatrième mode de réalisation, le circuit de réception (6) est similaire au circuit de réception montré sur la figure 6 de ladite demande de brevet français numéro 08/03830. Un tel circuit de réception utilise un couplage en courant alternatif avec les conducteurs (10) (11) (12) (13) de l'interconnexion (1).

Cinquième mode de réalisation.

- 10 Au titre d'un cinquième 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 15 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). A chaque extrémité de l'interconnexion (1), un circuit de terminaison (4) est
- 15 connecté aux conducteurs de l'interconnexion (1). Chaque circuit de terminaison (4) est 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, une matrice carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour d'une ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs
- 20 utilisée pour modéliser l'interconnexion, comme expliqué ci-dessus. Deux circuits d'émission (5) placés en deux abscisses z différentes reçoivent à leurs entrées les signaux des $m = 4$ voies des deux sources (2), et les $n + 1$ bornes de sortie de chaque circuit d'émission sont connectées aux $n + 1$ conducteurs de l'interconnexion (1). Trois circuits de réception (6) sont placés en
- 25 trois abscisses z différentes et les $n + 1$ bornes d'entrée de chaque circuit de réception sont connectées aux $n + 1$ 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 m "signaux de sortie du circuit de réception" à un destinataire (3).

- 30 Dans ce cinquième mode de réalisation, la géométrie de l'interconnexion (1) et du conducteur de référence (7) est 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 pratiquement pas sur la plus grande partie de la longueur de l'interconnexion, au voisinage des conducteurs de transmission.

- 35 Sur la figure 15, chacun des circuits d'émission (5) est associé à un circuit de réception (6) placé à la même abscisse z que ledit chacun des circuits d'émission (5). Chacun des dits

circuits d'émission (5) délivre, quand ledit chacun des dits circuits d'émission (5) est dans l'état activé, m courants modaux, chacun des dits courants modaux étant principalement déterminé par le signal d'une seule voie de la source (2) connectée au dit chacun des dits circuits d'émission (5). Par conséquent, un circuit d'émission (5) dans l'état activé produit des variables électriques modales, chaque variable électrique modale étant allouée à une et une seule voie.

Nous notons que la figure 15 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 15.

Chacun des m "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 modales apparaissant à l'entrée du dit n'importe lequel des circuits de réception (6). Ainsi, les signaux des m voies d'une source (2) connectée à un circuit d'émission (5) dans l'état activé sont transmis aux m voies des destinataires (3), sans diaphonie interne ou externe notable.

On note que, dans le dispositif de la figure 15, 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 15, deux circuits de terminaison (4) sont nécessaires, car des ondes provenant de l'interconnexion (1) peuvent être incidentes sur ses deux extrémités.

Puisque deux circuits de terminaison (4) sont utilisés, nous pouvons écrire que, pour un circuit d'émission (5) dans l'état activé, dans ladite partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission,

$$\mathbf{V}_R = \frac{1}{2} \mathbf{Z}_{RC} \mathbf{I}_{TX} \quad (31)$$

où \mathbf{I}_{TX} est le vecteur-colonne des courants sortant des bornes d'un circuit d'émission (5) connectées aux conducteurs de transmission. Par conséquent, nous trouvons que \mathbf{V}_{RM} est donné par

$$\mathbf{V}_{RM} = \frac{1}{2j\omega C_K} \Gamma_R \mathbf{T}_R^{-1} \mathbf{I}_{TX} \quad (32)$$

Ce cinquième mode de réalisation est destiné à transmettre des signaux numériques. Sur la figure 15, 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.

5 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 un écho réduit, une diaphonie interne réduite et une diaphonie externe réduite. Un point très important est que, puisque le conducteur de retour agit en quelque sorte comme un
10 écran électromagnétique, un spécialiste en compatibilité électromagnétique comprend que l'invention peut procurer une émission de perturbations rayonnées réduite et une immunité aux perturbations rayonnées accrue.

L'invention est adaptée à la protection contre le bruit produit par des couplages électromagnétiques non voulus sur des circuits imprimés. L'invention est particulièrement
15 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 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.

20 L'invention est adaptée pour la protection contre le bruit produit par les couplages électromagnétiques non voulus dans les circuits imprimés flexibles, par exemple les circuits imprimés flexibles utilisés comme liaison entre une tête magnétique d'une unité de disque dur et un circuit imprimé rigide, ou les circuits imprimés flexibles utilisés comme liaison entre un écran de visualisation plat et un circuit imprimé rigide.

25 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 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
30 procédé de transmission est plus sensible au bruit que la signalisation binaire.

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

REVENDEICATIONS

1. Procédé pour la transmission dans une interconnexion (1) ayant n conducteurs de transmission et un conducteur de retour distinct d'un conducteur de référence, n étant un entier supérieur ou égal à 2, ledit 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 , ledit procédé comportant les étapes suivantes :
- 5
- 10 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
- 15 et ledit conducteur de retour ;
- 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
- 20 multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels comme variables électriques naturelles ;
- on détermine, pour ladite ligne de transmission multiconductrice et ladite bande de fréquences connue, une matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales étant non diagonale dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue ;
- 25
- on détermine, pour ladite ligne de transmission multiconductrice et ladite partie de ladite bande de fréquences connue, la matrice impédance caractéristique par rapport au
- 30 conducteur de retour ;
- on couple les bornes d'au moins un circuit de terminaison (4) au dit conducteur de retour 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
- 35 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 non diagonale approximativement égale à ladite

matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour ;
 on utilise un dit circuit d'émission (5) recevant m "signaux d'entrée du circuit d'émission"
 correspondant chacun à une voie de transmission, la sortie du dit circuit d'émission (5)
 étant couplée aux n conducteurs de transmission, la sortie du dit circuit d'émission (5)
 5 délivrant des variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des
 variables électriques naturelles aux variables électriques modales, chacune des dites
 variables électriques modales étant principalement déterminée par un et un seul des dits
 "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;
 on utilise un dit circuit de réception (6) délivrant m "signaux de sortie du circuit de réception"
 10 correspondant chacun à une voie de transmission, l'entrée du dit circuit de réception
 (6) étant couplée aux n conducteurs de transmission et au dit conducteur de retour, ledit
 circuit de réception (6) combinant les tensions naturelles référencées au conducteur de
 retour présentes sur l'interconnexion (1) selon des combinaisons linéaires, chacun des
 dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une
 15 et une seule des dites variables électriques modales définies par ladite matrice de
 passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales.

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
 20 inférieur ou égal à $5/100$.

3. Dispositif pour dimensionner un dispositif pour la transmission dans une interconnexion (1)
 ayant n conducteurs de transmission et un conducteur de retour distinct d'un conducteur de
 référence, n étant un entier supérieur ou égal à 2, ledit dispositif pour la transmission dans une
 interconnexion (1) procurant, dans une bande de fréquences connue, m voies de transmission,
 25 m étant un entier supérieur ou égal à 2 et inférieur ou égal à n , comportant :
 des moyens pour modéliser 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
 30 multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur,
 ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les tensions naturelles
 référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables
 électriques naturelles ;
 des moyens pour déterminer, pour ladite ligne de transmission multiconductrice et ladite bande
 35 de fréquences connue, une matrice de passage des variables électriques naturelles aux

- variables électriques modales, ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales étant non diagonale dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue ;
- 5 des moyens pour déterminer, 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 ;
- des moyens pour dimensionner un circuit de terminaison (4), ledit 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
- 10 conducteur de retour, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour étant une matrice carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à ladite matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour ;
- des moyens pour dimensionner un circuit d'émission (5), ledit circuit d'émission (5) recevant
- 15 m "signaux d'entrée du circuit d'émission", la sortie du dit circuit d'émission étant couplée aux n conducteurs de transmission, la sortie du dit circuit d'émission (5) délivrant des variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, chacune des dites variables électriques modales étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;
- 20 des moyens pour dimensionner un circuit de réception (6), ledit circuit de réception (6) délivrant m "signaux de sortie du circuit de réception", l'entrée du dit circuit de réception (6) étant couplée aux n conducteurs de transmission et au dit conducteur de retour, ledit circuit de réception (6) combinant les tensions naturelles référencées au
- conducteur de retour présentes sur l'interconnexion (1) selon des combinaisons
- 25 linéaires, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une et une seule des dites variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales.

4. Dispositif pour la transmission procurant, dans une bande de fréquences connue, m voies
- 30 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 distinct
- d'un conducteur de référence, n étant un entier supérieur ou égal à m , l'interconnexion
- 35 (1) étant structurellement combinée avec le conducteur de référence 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 les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles ;

5 au moins un dit circuit d'émission (5) recevant m "signaux d'entrée du circuit d'émission" correspondant chacun à une voie de transmission, la sortie du dit au moins un dit circuit d'émission (5) étant couplée aux n conducteurs de transmission, la sortie du dit au moins un dit circuit d'émission (5) délivrant des variables électriques modales quand ledit au moins un dit circuit d'émission (5) est dans l'état activé, les dites variables électriques modales étant définies par une matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales étant non diagonale, chacune des dites variables électriques modales étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;

10 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, ledit au moins un dit circuit de réception (6) combinant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour présentes sur l'interconnexion

15 (1) selon des combinaisons linéaires, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une et une seule des dites variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales ;

20 au moins un circuit de terminaison (4) couplé au dit conducteur de retour et à chacun des dits conducteurs de transmission, ledit au moins un circuit de terminaison (4) étant, quand ledit au moins un circuit de terminaison (4) est dans l'état activé, approximativement caractérisé, pour ladite interconnexion (1), en au moins un point de repos, pour des petits signaux dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, par une matrice impédance par rapport au conducteur de retour, ladite matrice impédance par rapport

25 au conducteur de retour étant une matrice carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$

30

35

conducteurs.

5. Dispositif selon la revendication 4, dans lequel le nombre m de voies de transmission entre un des dits circuits d'émission et un des dits circuits de réception est égal au nombre n de conducteurs de transmission.
- 5 6. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 4 ou 5, dans lequel chacun des dits circuits de terminaison (4) est disposé à une extrémité de ladite interconnexion (1).
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 résistances, n des dites résistances étant connectées entre un des dits conducteurs de transmission et ledit conducteur de retour, au
- 10 moins une des dites résistances étant connectée entre deux des dits conducteurs de transmission.
8. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 4 à 7, dans lequel la matrice impédance par rapport au conducteur de retour, d'au moins un dit circuit de terminaison (4) dans l'état activé, peut être réglée par des moyens électriques.
- 15 9. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 4 à 8, 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 désactivé.
- 20 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, chacun des dits circuits d'amortissement étant, pour ledit conducteur de retour, approximativement équivalent à un réseau constitué d'un dipôle passif connecté en série avec une source de tension délivrant une tension constante, ledit réseau ayant une première borne couplée au dit conducteur de
- 25 retour, ledit réseau ayant une seconde borne couplée au dit conducteur de référence.

1 / 12

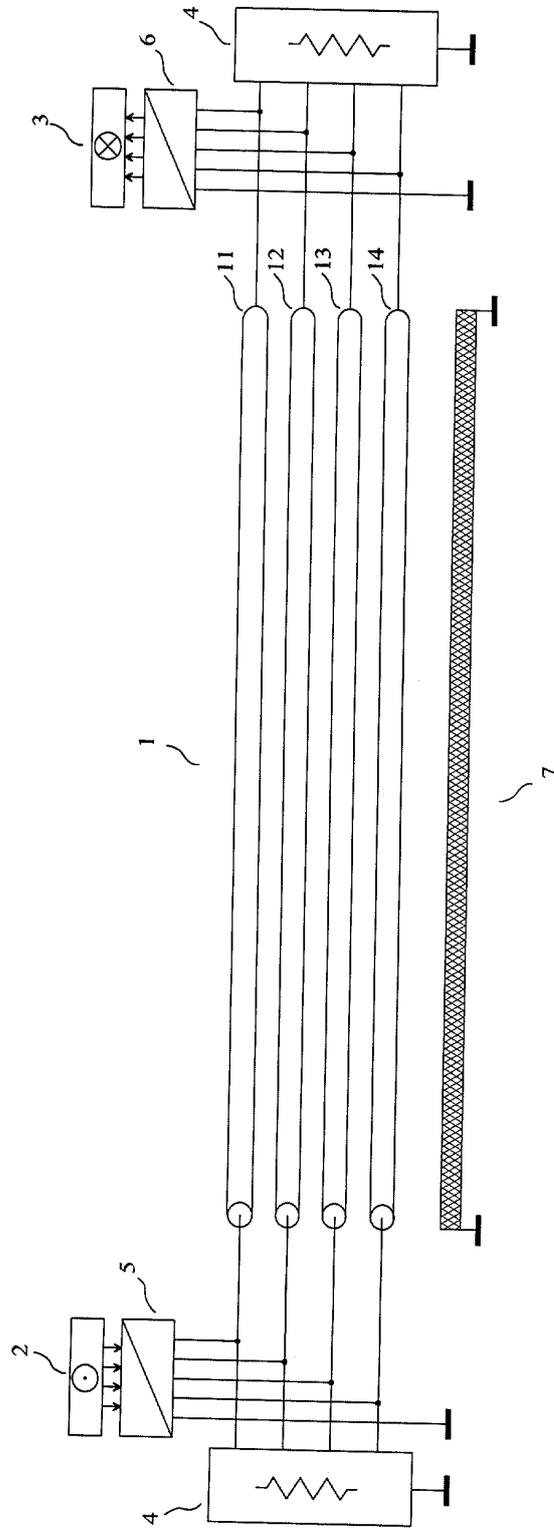


FIG. 1

2 / 12

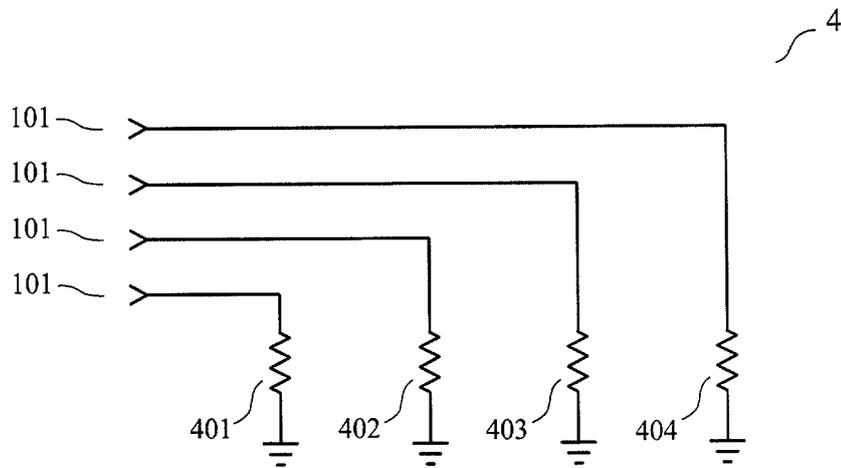


FIG. 2

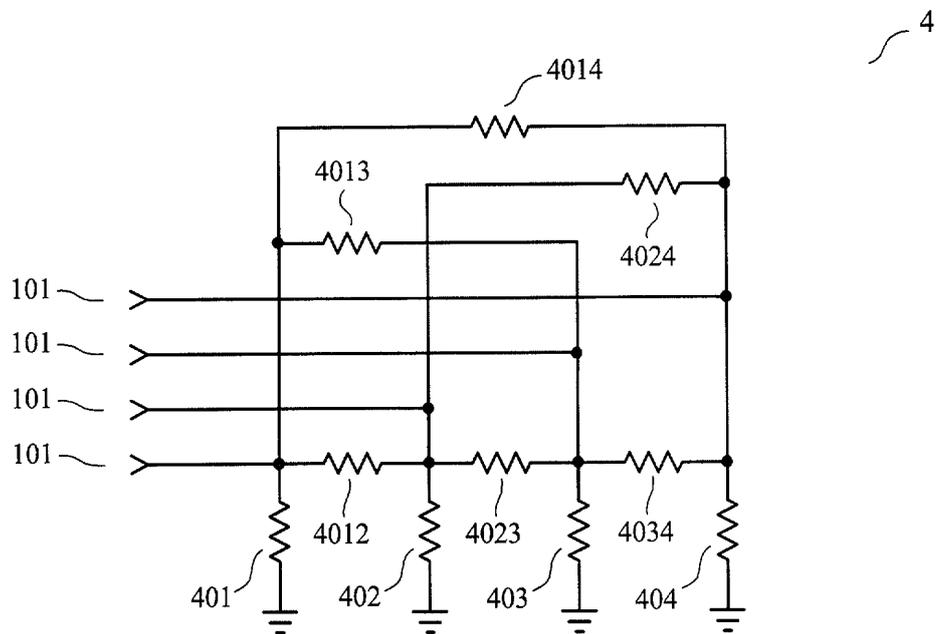


FIG. 3

3 / 12

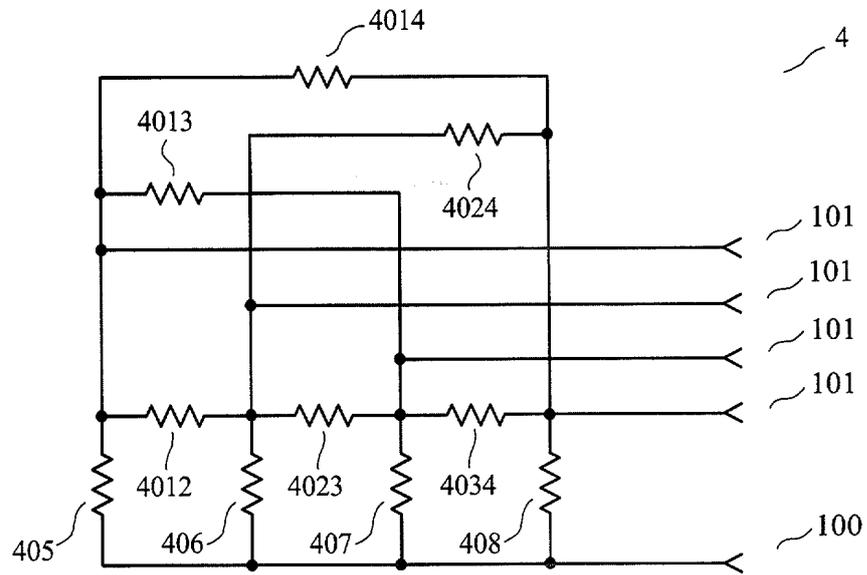


FIG. 4

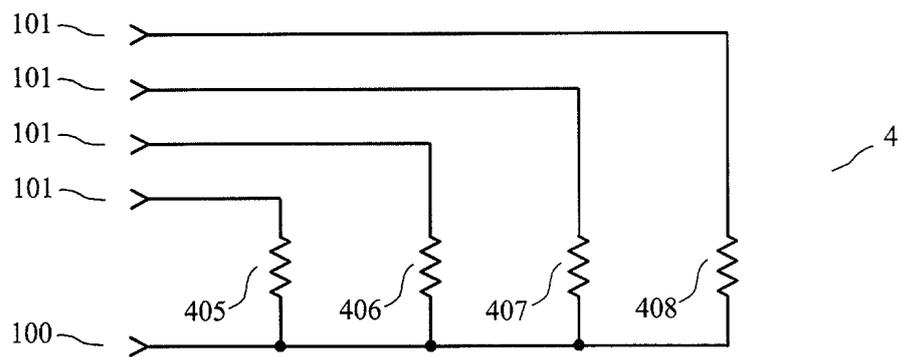


FIG. 5

4 / 12

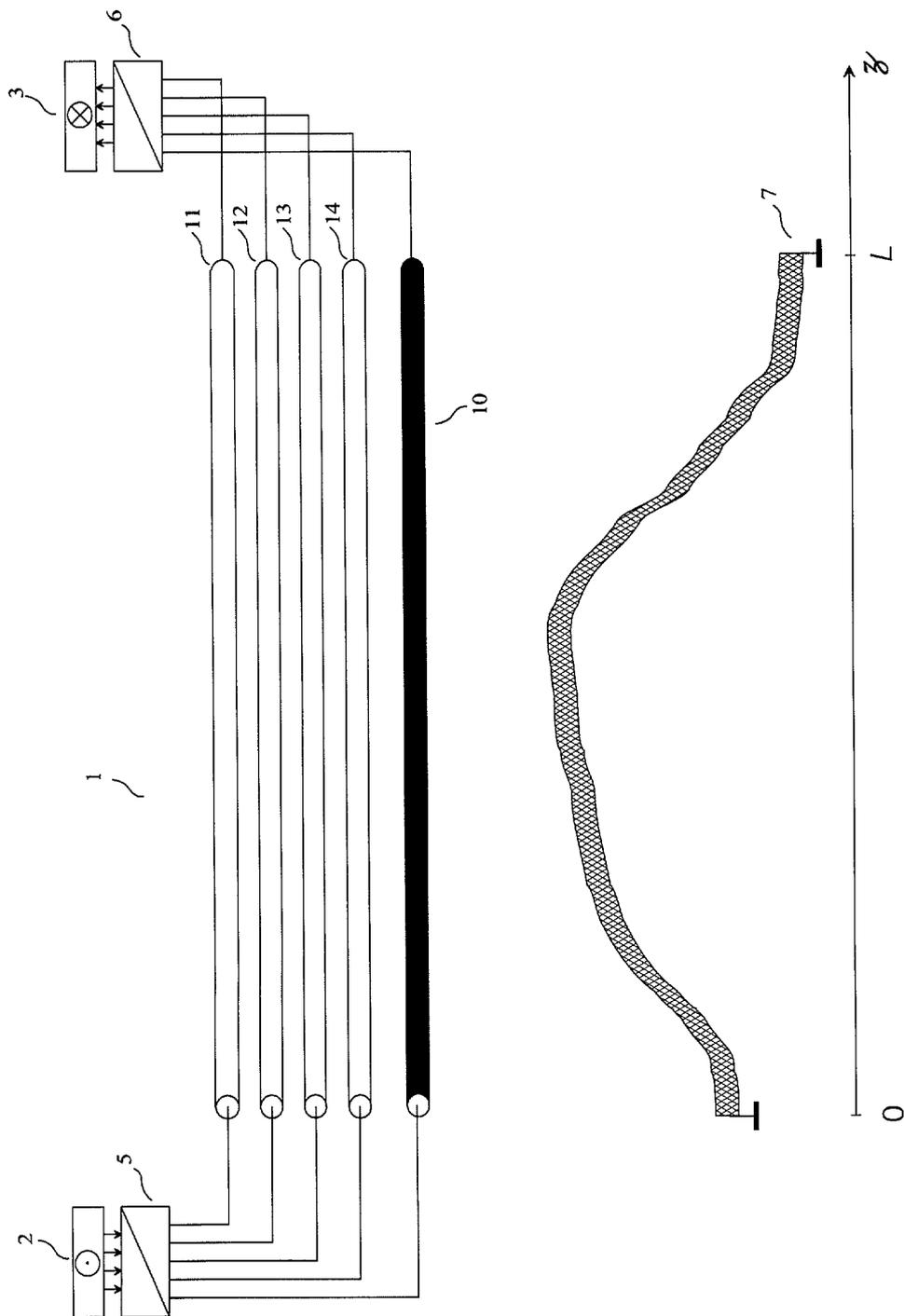


FIG. 6

5 / 12

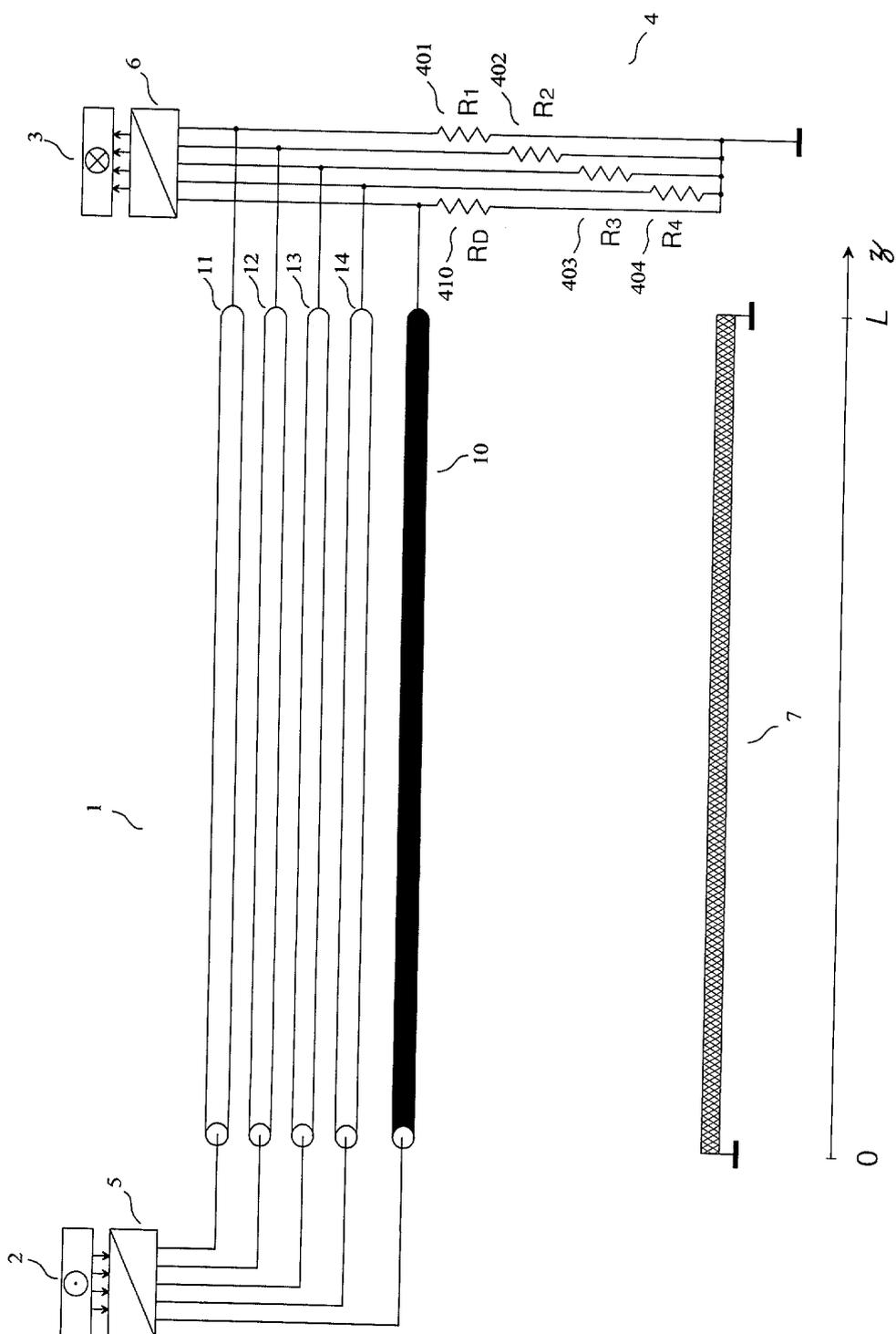


FIG. 7

6 / 12

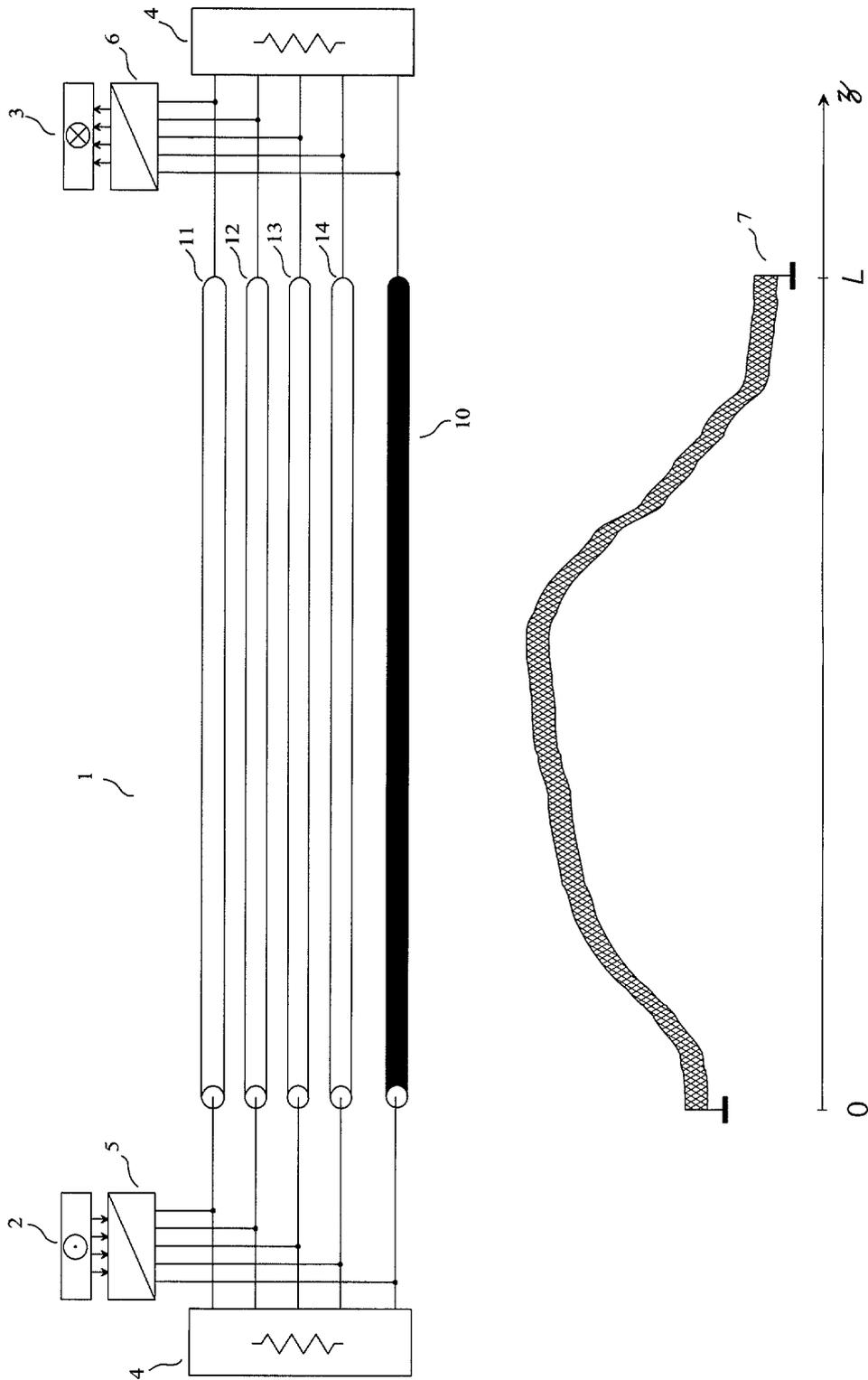


FIG. 8

7 / 12

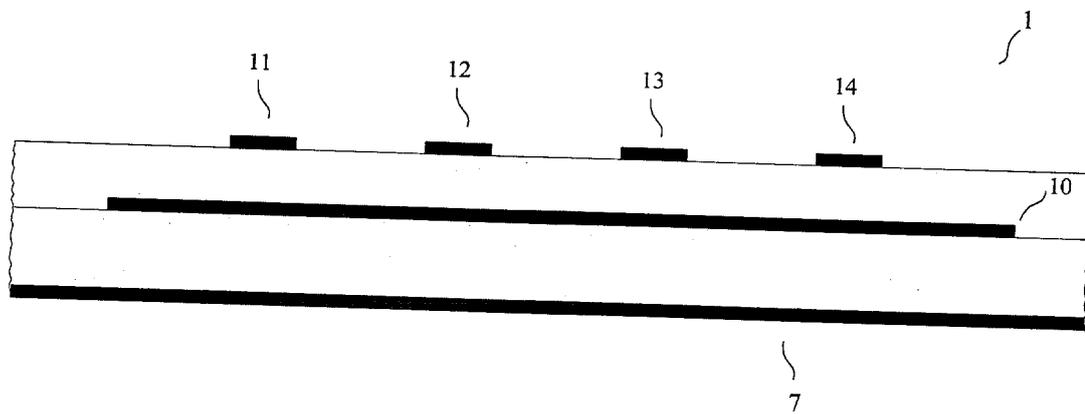


FIG. 9

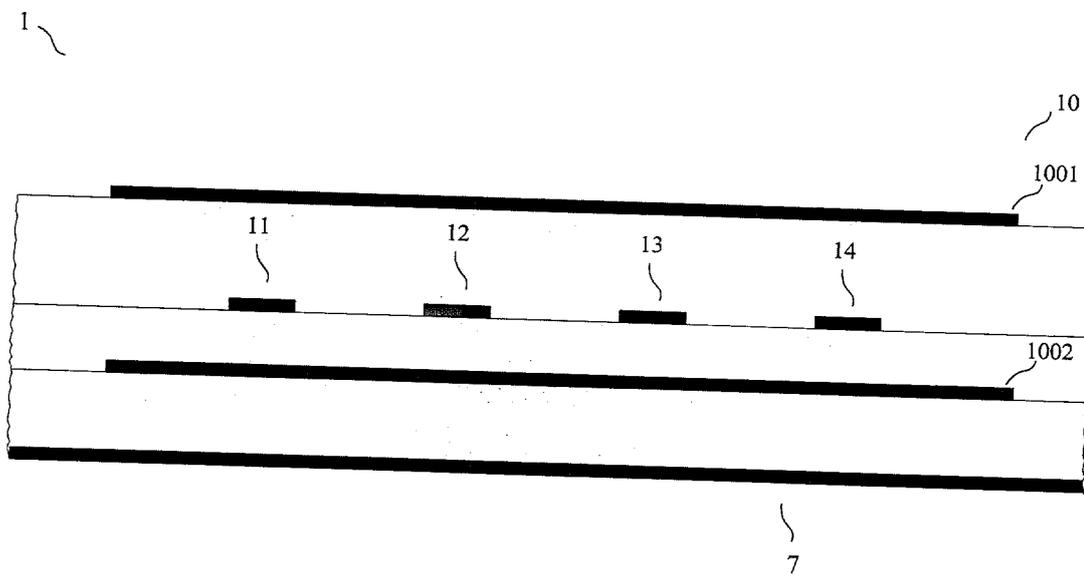


FIG. 10

8 / 12

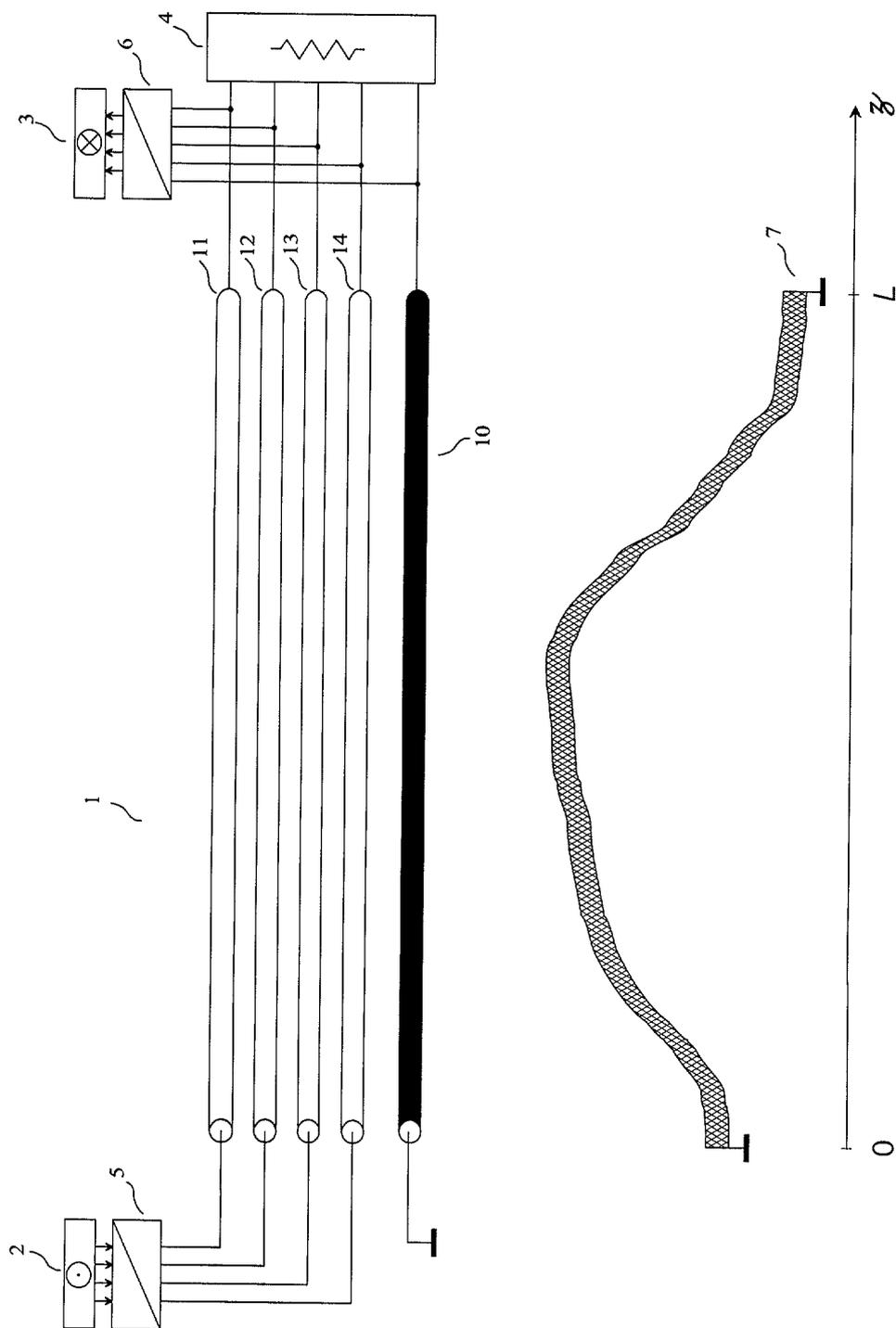


FIG. 11

9 / 12

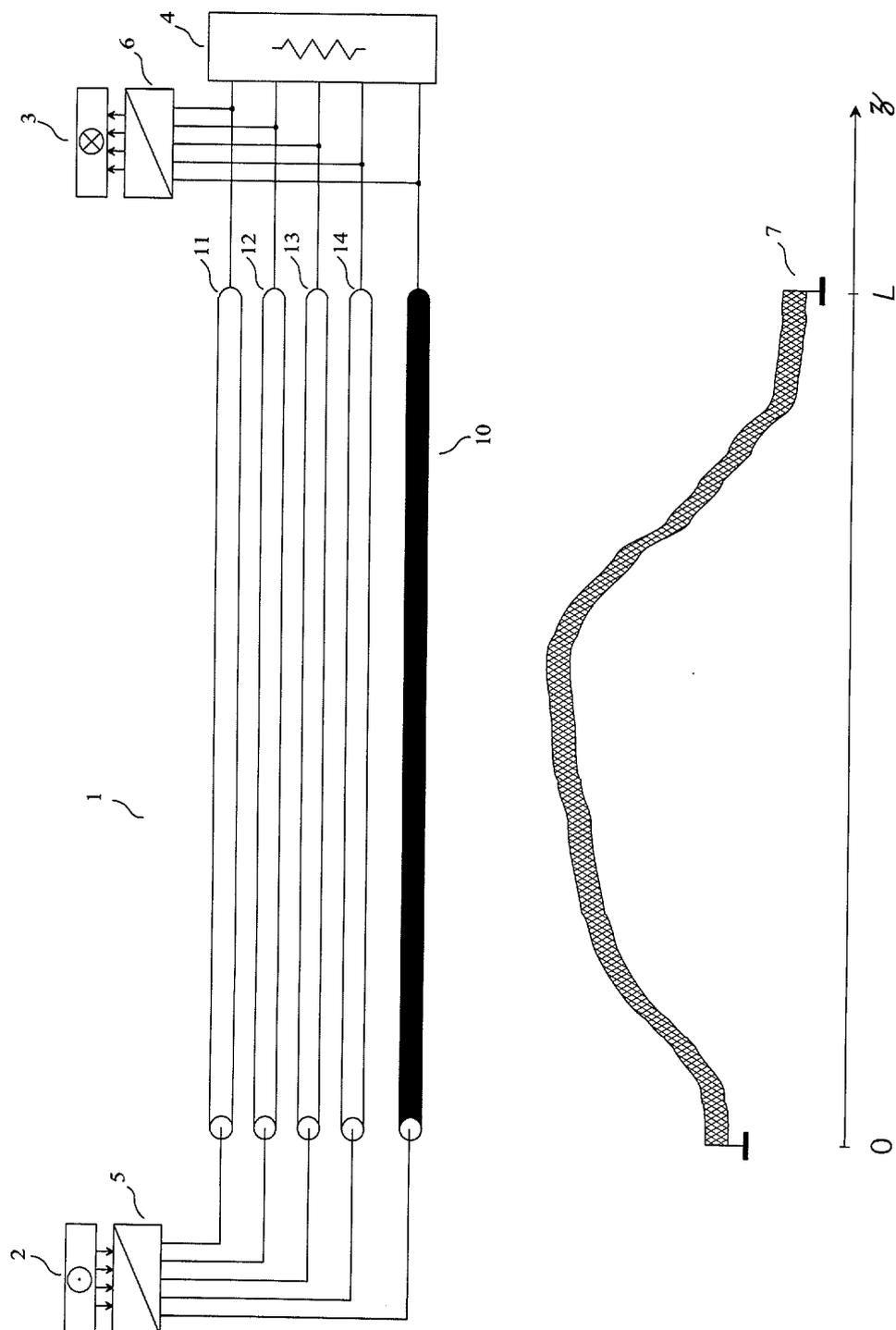


FIG. 12

10 / 12

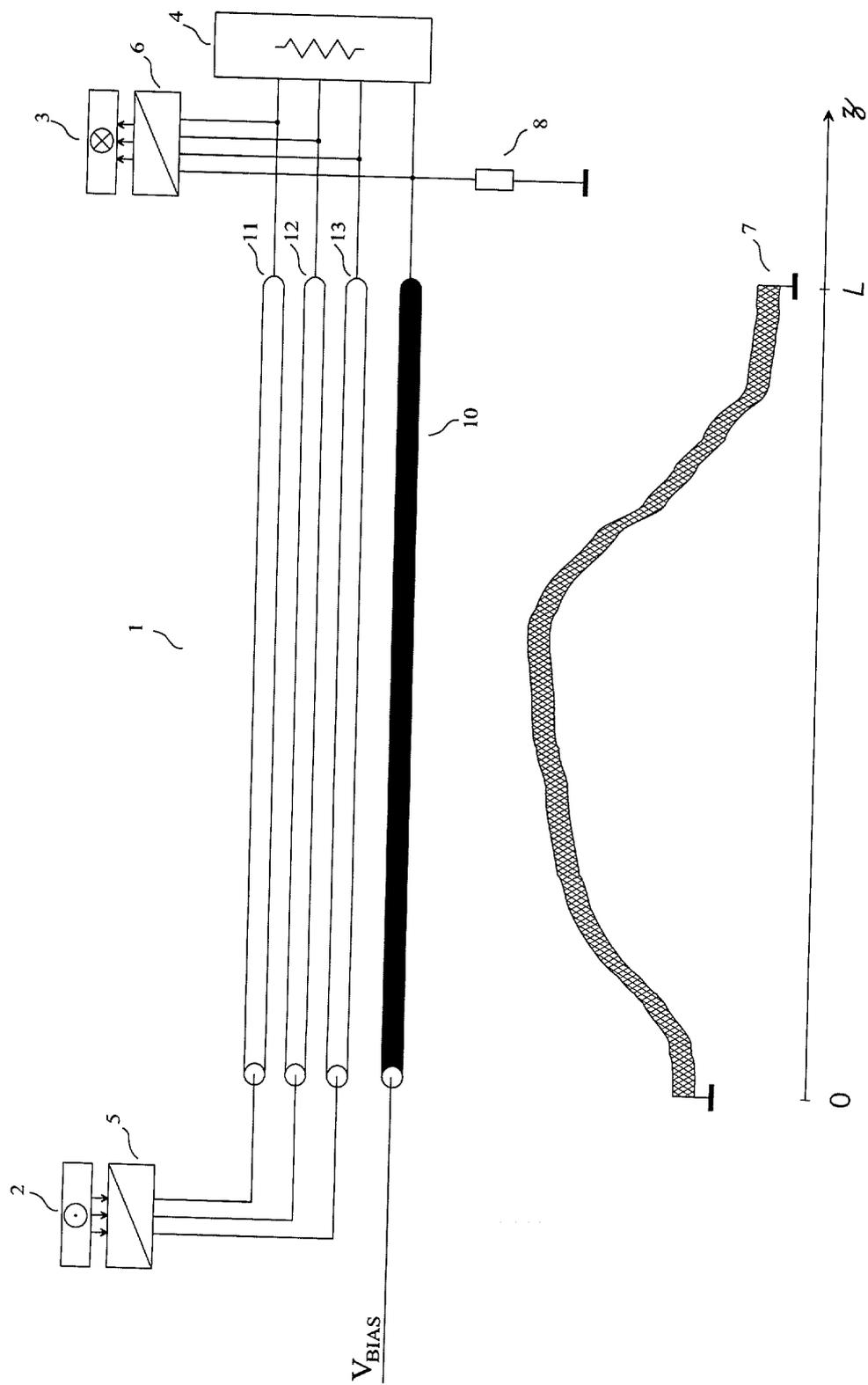


FIG. 13

11 / 12

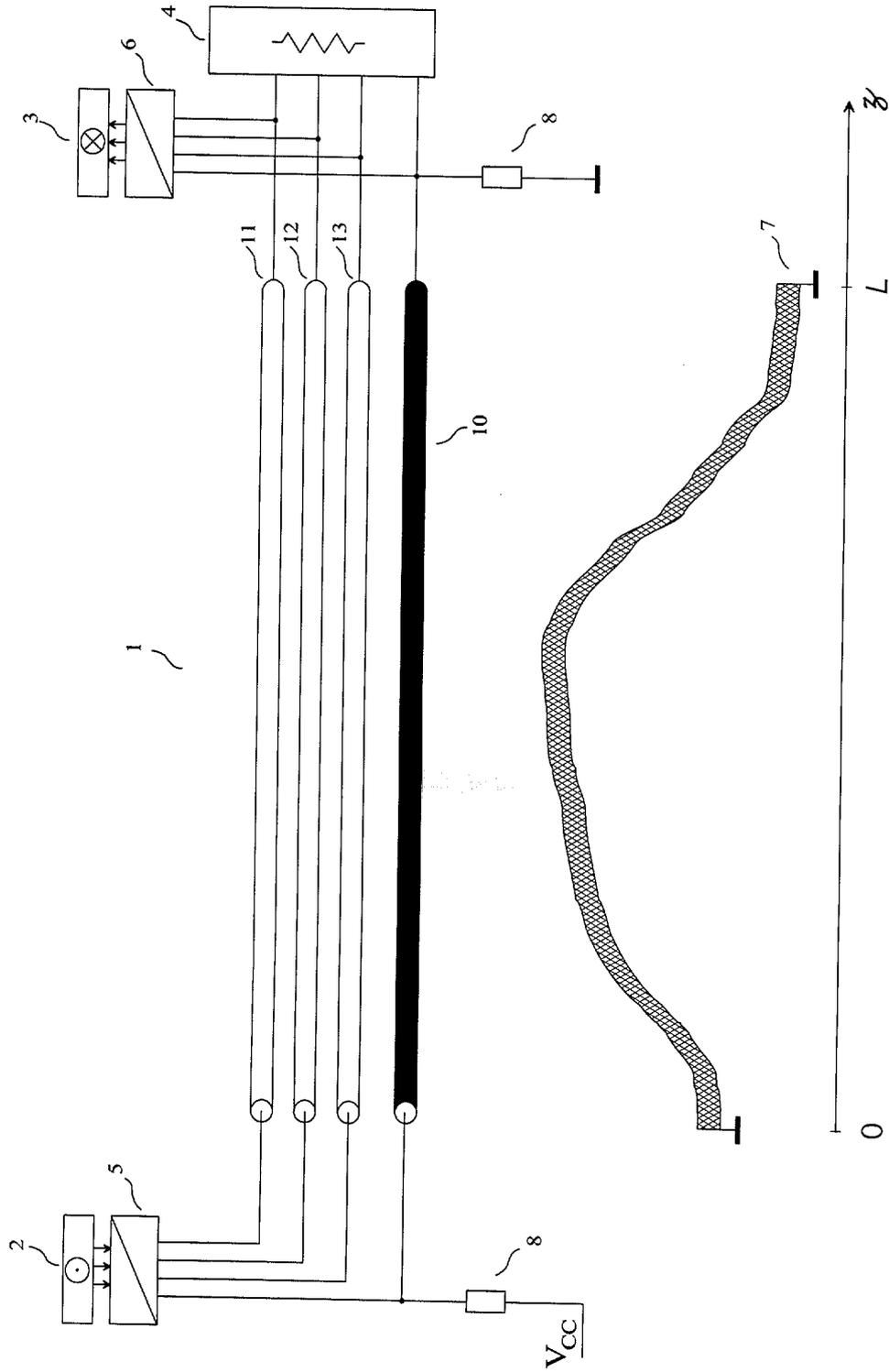


FIG. 14

12 / 12

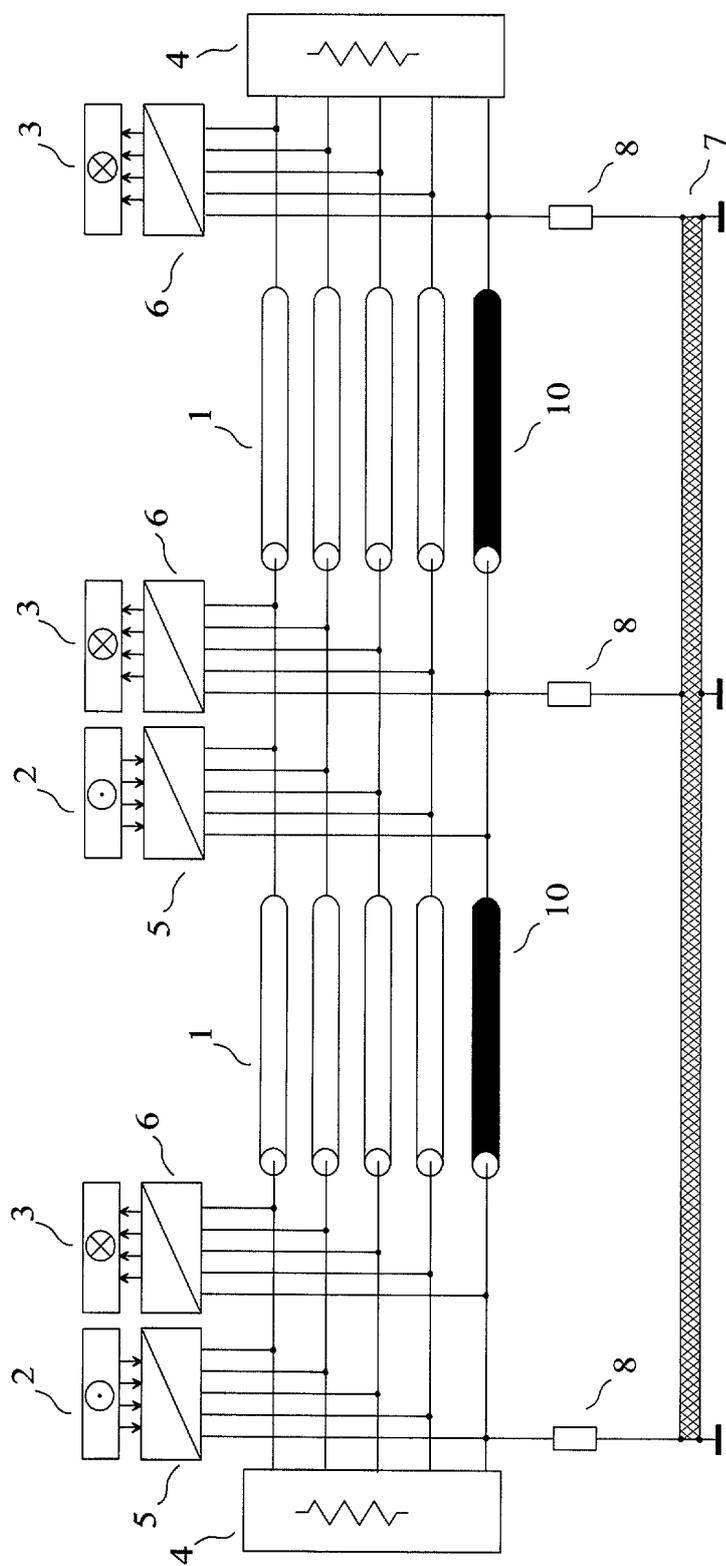


FIG. 15


**RAPPORT DE RECHERCHE
PRÉLIMINAIRE**
N° d'enregistrement
national
 établi sur la base des dernières revendications
dépôtées avant le commencement de la recherche

 FA 711112
FR 0804429

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
D,Y	BROYDE F ET AL: "A New Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections" IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS PART I: REGULAR PAPERS, IEEE SERVICE CENTER, NEW YORK, NY, US, vol. 52, no. 2, 1 février 2005 (2005-02-01), pages 405-416, XP011126847 ISSN: 1057-7122 * abrégé; figures 1,2,5,7,9 * * Alinéas I-V and IX-XI * -----	1-10	H04B3/32 H04L25/02 DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC) H04B H04L
D,Y	FR 2 852 168 A (EXCEM [FR]) 10 septembre 2004 (2004-09-10) * abrégé; figure 6 * * revendications 1,2,6 * * page 3, ligne 22 - page 22, ligne 27 * -----	1-10	
D,Y	FR 2 849 728 A (EXCEM [FR]) 9 juillet 2004 (2004-07-09) * abrégé; revendications 1,2,8,11,12; figures 2,4-10 * * page 11, ligne 31 - page 30, ligne 24 * -----	1-10	
D,Y	US 6 195 395 B1 (FRODSHAM TIM [US]) 27 février 2001 (2001-02-27) * abrégé * * colonne 1, ligne 5 - colonne 3, ligne 18 * * colonne 4, ligne 16 - ligne 34 * * colonne 5, ligne 45 - ligne 61 * ----- -/--	1-10	
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
2 mars 2009		Galli, Paolo	
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire		T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant	

4

EPO FORM 1503 12.99 (P04C14)



**RAPPORT DE RECHERCHE
PRÉLIMINAIRE**

N° d'enregistrement
national

établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

FA 711112
FR 0804429

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
D,Y	BROYDÉ F ET AL: "A new pseudo-differential transmission scheme for on-chip and on-board interconnections" PROCEEDINGS OF THE CEM 08 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, PARIS, 20 mai 2008 (2008-05-20), XP002499431 * le document en entier *	1-10	
Y	SCOTT: "PROPAGATION OVER MULTIPLE PARALLEL TRANSMISSION LINES VIA MODES" IBM TECHNICAL DISCLOSURE BULLETIN, IBM CORP. NEW YORK, US, vol. 32, no. 11, 1 avril 1990 (1990-04-01), pages 1-06, XP002063555 ISSN: 0018-8689 * le document en entier *	1-10	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC)
		Date d'achèvement de la recherche	Examineur
		2 mars 2009	Galli, Paolo
<p>CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant</p>			

4

EPO FORM 1503 12.99 (P04C14)

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 0804429 FA 711112**

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche préliminaire visé ci-dessus.

Les dits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du 02-03-2009

Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets, ni de l'Administration française

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)		Date de publication
FR 2852168	A	10-09-2004	EP	1634386 A2	15-03-2006
			WO	2004079941 A2	16-09-2004
			US	2006171476 A1	03-08-2006

FR 2849728	A	09-07-2004	AU	2003296245 A1	29-07-2004
			WO	2004062129 A1	22-07-2004
			EP	1616394 A1	18-01-2006
			US	2006099926 A1	11-05-2006
			US	2007117446 A1	24-05-2007

US 6195395	B1	27-02-2001	DE	69914393 D1	04-03-2004
			DE	69914393 T2	01-07-2004
			EP	0944000 A2	22-09-1999
			HK	1024761 A1	24-09-2004
			SG	101921 A1	27-02-2004
