

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

①① N° de publication : **2 934 728**
(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

②① N° d'enregistrement national : **08 04430**

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

⑫

BREVET D'INVENTION

B1

⑤④ PROCÉDE DE TRANSMISSION PSEUDO-DIFFERENTIEL UTILISANT DES VARIABLES ELECTRIQUES NATURELLES.

②② Date de dépôt : 04.08.08.

③⑦ Priorité :

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

④⑤ Date de la mise à disposition du public du
brevet d'invention : 27.08.10 Bulletin 10/34.

⑤⑥ Liste des documents cités dans le rapport de
recherche :

Se reporter à la fin du présent fascicule

⑥⑦ 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.

FR 2 934 728 - B1



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

DOMAINE TECHNIQUE DE L'INVENTION

L'invention concerne un procédé et un dispositif pour les transmissions pseudo-
5 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
10 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
15 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 ;
- 20 - 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
25 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.

30 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. Broydé et E. Clavelier intitulé "A New Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections", paru dans le journal *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 52, No. 2, pages 405 à 416, en février 2005,

corrigé et complété par l'article de F. Broydé et E. Clavelier intitulé "Corrections to «A New Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections»", paru dans le journal *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 53, No. 8, p. 1851 en août 2006, démontre que les inventions décrites dans les dits brevets français numéro 0300064, 5 numéro 0302814 et numéro 0303087 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 P_C 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 Z_{GC} , par rapport à la masse, de ladite ligne de transmission multiconductrice à $(m + 1)$ conducteurs (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
30 l'un des dispositifs décrits dans les dits brevets français numéro 0300064, numéro 0302814 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 $n = 2 m$ 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 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
5 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
10 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
15 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
20 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
25 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
30 donnée, la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour, notée \mathbf{Z}_{RC} . La matrice \mathbf{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
35 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
 5 transmission multiconductrices et des circuits de terminaison considérés dans ladite demande 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
 10 flottant à $n + 1$ bornes. Le spécialiste comprend que, en conséquence, dans une mise en oeuvre 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
20 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 dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels comme variables
25 électriques naturelles, les dites caractéristiques électriques étant telles que les constantes de propagation des différents modes de propagation de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs peuvent être considérées comme égales dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue ;

on détermine, pour ladite ligne de transmission multiconductrice et ladite partie de ladite
30 bande de fréquences connue, la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour (notée Z_{RC}) ;

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
35 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 ;

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 à au moins m des dits conducteurs de transmission, la sortie du dit circuit d'émission délivrant des variables électriques naturelles, chacune des dites variables électriques naturelles étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;

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

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.

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.

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

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

Selon l'invention, l'interconnexion est modélisée par une ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisant les dites tensions naturelles référencées au
 30 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
 35 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). Chacune des dites
 5 constantes de propagation est homogène à l'inverse d'une longueur.

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
 10 \mathbf{V}_{RM} le vecteur des n tensions modales v_{RM1}, \dots, v_{RMn} , nous avons :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_R = \mathbf{S}_R \mathbf{V}_{RM} \\ \mathbf{I}_R = \mathbf{T}_R \mathbf{I}_{RM} \end{cases} \quad (4)$$

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
 15 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
 20 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.

Selon l'invention, l'interconnexion est dimensionnée pour que les constantes de propagation des différents modes de propagation puissent être considérées comme égales dans
 25 la dite partie de ladite bande de fréquences connue. Si nous notons γ la valeur commune, pouvant dépendre de la fréquence, de ces constantes de propagation, les équations (2) et (3) deviennent :

$$\begin{cases} \mathbf{T}_R^{-1} \mathbf{Y}_R \mathbf{Z}_R \mathbf{T}_R = \gamma^2 \mathbf{I}_n \\ \mathbf{S}_R^{-1} \mathbf{Z}_R \mathbf{Y}_R \mathbf{S}_R = \gamma^2 \mathbf{I}_n \end{cases} \quad (5)$$

30 où \mathbf{I}_n est la matrice unité d'ordre n . Ceci entraîne évidemment :

$$\mathbf{Y}_R \mathbf{Z}_R = \mathbf{Z}_R \mathbf{Y}_R = \gamma^2 \mathbf{I}_n \quad (6)$$

De ce fait, les matrices de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales peuvent être prises égales à la matrice unité d'ordre n .

A partir des équations (1) et (6), il est possible de montrer que 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} , vaut :

$$\mathbf{Z}_{RC} = \frac{1}{\gamma} \mathbf{Z}_R = \gamma \mathbf{Y}_R^{-1} \quad (7)$$

5 Dans l'équation (5), il est possible d'utiliser deux matrices \mathbf{S}_R et \mathbf{T}_R telles que

$$\mathbf{S}_R = y_K \mathbf{Z}_{RC} \mathbf{T}_R \quad (8)$$

où y_K est un scalaire arbitraire non nul, pouvant dépendre de la fréquence, et qui est homogène à une admittance. Dans ce cas, nous dirons que les matrices \mathbf{S}_R et \mathbf{T}_R 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
10 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 :

$$v_{RM\alpha} = \frac{\varepsilon}{y_K} i_{RM\alpha} \quad (9)$$

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
15 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 et l'impédance caractéristique $1/y_K$. 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
20 conducteurs.

Selon le procédé selon l'invention, il est possible que chacune des dites variables électriques naturelles, délivrée par un dit circuit d'émission et déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission", soit une des dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour. Selon le procédé selon l'invention, il est possible que chacune des
25 dites variables électriques naturelles, délivrée par un dit circuit d'émission et déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission", soit un des dits courants naturels. Selon le procédé selon l'invention, après avoir choisi si les dites variables électriques naturelles sont des tensions naturelles référencées au conducteur de retour ou des courants naturels, nous pouvons considérer que la matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales correspondante est prise égale à la matrice unité
30 d'ordre n : ce choix permet de considérer les variables électriques naturelles choisies comme des variables électriques modales. Mais ce choix ne s'applique que soit aux tensions modales, soit aux courants modaux, si nous voulons que les matrices \mathbf{S}_R et \mathbf{T}_R soient associées.

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

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 $v_{G1}, \dots, v_{G_{n+1}}$. 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 $v_{Gj} - v_{G_{n+1}}$ ne dépendent que des i_1, \dots, i_n ;
- les relations entre les $v_{Gj} - v_{G_{n+1}}$ et les i_1, \dots, i_n sont déterminées par les matrices \mathbf{Z}_R et \mathbf{Y}_R .

25 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 :

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

30 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".

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 :

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

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

5 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 ;
- 10 - 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,

15 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

20 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

25 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

30 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 le procédé de réduction de la diaphonie interne présenté dans le dit brevet français numéro 0303087, la demande internationale correspondante, et la section IX du dit article intitulé "A New Method for the

35 Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections" peut être appliqué 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 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
 5 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 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.

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

15 a) l'onde d'une variable électrique naturelle se propage le long de la ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs sans être couplée à d'autres variables électriques naturelles 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 naturelle ne donne naissance à aucune onde réfléchie significative.

20 Ces propriétés montrent que la propagation d'ondes correspondant chacune à une seule variable électrique naturelle, produites dans un des circuits d'émission, et utilisées dans un des circuits de réception, permet d'obtenir une transmission dépourvue de diaphonie interne entre les voies. Dans certains cas, il n'est pas nécessaire, pour mettre en oeuvre le procédé selon l'invention, d'effectuer des combinaisons linéaires de signaux dans les circuits d'émission
 25 et/ou dans les circuits de réception, comme nous le verrons ci-dessous.

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
 30 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 prendre en compte des impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits
 35 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 transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs ayant des caractéristiques électriques suffisamment uniformes sur sa longueur, considérer quantitativement ces impédances localisées.

5 Il est aussi important, pour que ce principe puisse apporter les caractéristiques voulues, que les constantes de propagation des différents modes de propagation de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs puissent être considérées comme égales dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue. Le spécialiste voit que cette condition
10 pourra par exemple être remplie dans le cas où les quatre caractéristiques suivantes sont simultanément obtenues :

- les impédances localisées vues par l'interconnexion, dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, peuvent être négligées,
- les pertes peuvent être négligées,
- les lignes de champ du champ électrique produit par les conducteurs de transmission voient
15 essentiellement un milieu de permittivité homogène,
- les lignes de champ du champ magnétique produit par les conducteurs de transmission voient essentiellement un milieu de perméabilité homogène.

En particulier, les deux dernières caractéristiques sont obtenues lorsque le dimensionnement de l'interconnexion est tel que, dans une section de l'interconnexion dans
20 un plan orthogonal à la direction de propagation, le milieu entourant les conducteurs de transmission est de permittivité et de perméabilité homogènes, jusqu'à une distance suffisante des conducteurs de transmission.

En particulier, les deux dernières caractéristiques peuvent être obtenues lorsque le dimensionnement de l'interconnexion est tel que, dans une section de l'interconnexion dans
25 un plan orthogonal à la direction de propagation, le conducteur de retour entoure les conducteurs de transmission, complètement ou presque complètement, et que le milieu entourant les conducteurs de transmission à l'intérieur du conducteur de retour est de permittivité et de perméabilité homogènes. Par exemple, dans la structure "coplanar-strips-inside-return-conductor" montrée sur la figure 10, cette condition peut être remplie si un
30 diélectrique homogène est utilisé entre les deux surfaces de cuivre interconnectées (1001) (1002) formant le conducteur de retour (10).

Il est également possible d'utiliser des impédances localisées vues par l'interconnexion dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités pour obtenir que ladite
35 ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs ait les constantes de propagation de ses modes de propagation pratiquement égales dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue. Par exemple, si l'on considère que la matrice \mathbf{Z}_R est définie par la géométrie des conducteurs de l'interconnexion, il est possible d'exploiter des capacités

localisées disposées le long de l'interconnexion entre certains de ses conducteurs, pour obtenir une matrice \mathbf{Y}_R telle que l'équation (6) soit vérifiée avec une précision suffisante, jusqu'à une certaine fréquence maximale.

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 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 \mathbf{Z}_{RA} plus voisine de \mathbf{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 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 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. Si nous notons a le nombre de circuits de terminaison utilisés, nous avons donc $a = 1$ ou $a = 2$.

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 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, la sortie d'un des dits circuits d'émission délivre des variables électriques naturelles, chacune des dites variables électriques naturelles 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 naturelles 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".

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 les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour présentes sur l'interconnexion. 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, des dites tensions naturelles référencées au
5 conducteur de retour présentes sur l'interconnexion.

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
10 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 ;
- 15 - 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
20 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
25 les dits courants naturels comme variables électriques naturelles, les dites caractéristiques électriques étant telles que les constantes de propagation des différents modes de propagation de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs peuvent être considérées comme égales dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue.

Nous notons que, dans de nombreux cas, nous pouvons considérer que, pour le calcul
30 de la matrice \mathbf{Z}_{RC} 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. A des fréquences plus basses, par exemple quand ladite partie de ladite bande de fréquences connue
35 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 de la matrice \mathbf{Z}_{RC} 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} soit réelle et indépendante de la fréquence dans ladite bande de fréquences connue, quand \mathbf{Z}_{RC} est réelle et indépendante de la fréquence dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue. Quand \mathbf{Z}_{RC} est réelle et indépendante de la fréquence dans ladite bande de fréquences connue, 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 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 :

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, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles, les dites caractéristiques électriques étant telles que les constantes de propagation des différents modes de propagation de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs peuvent être considérées comme égales 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 au conducteur de retour 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 à au moins m des dits conducteurs de transmission, la sortie du dit circuit d'émission délivrant des variables électriques naturelles, chacune des dites variables électriques naturelles 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 à au moins m des dits conducteurs de transmission et au dit conducteur de retour, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour présentes sur l'interconnexion.
- 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, les dites caractéristiques électriques
20 étant telles que les constantes de propagation des différents modes de propagation de
ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs peuvent être
considérées comme égales dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue ;
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
25 circuit d'émission étant couplée à au moins m des dits conducteurs de transmission, la
sortie du dit au moins un dit circuit d'émission délivrant des variables électriques
naturelles quand ledit au moins un dit circuit d'émission est dans l'état activé, chacune
des dites variables électriques naturelles étant principalement déterminée par un et un
seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;

30 au moins un dit circuit de réception délivrant, quand ledit au moins un dit circuit de réception
est dans l'état activé, m "signaux de sortie du circuit de réception" correspondant
chacun à une voie de transmission, l'entrée du dit au moins un dit circuit de réception
étant couplée à au moins m des dits conducteurs de transmission et au dit conducteur
de retour, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant
35 principalement déterminé par les dites tensions naturelles référencées au conducteur
de retour présentes sur l'interconnexion ;
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
 5 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.

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

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
 25 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.

30 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,
 35 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.

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

Dans un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, il est possible que le nombre m de voies de transmission entre un des dits circuits d'émission et un des dits circuits de réception soit égal au nombre n de conducteurs de transmission. Un tel dispositif est préféré parce qu'il fournit le plus grand nombre de voies de transmission pour une
10 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
15 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
20 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
25 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 "signaux de sortie du circuit de réception". Par conséquent, il est approprié de considérer que
30 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 sa longueur, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, en prenant en compte les
35 impédances localisées vues par l'interconnexion dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités. Pour que la prise en compte de ces impédances localisées puisse se limiter à constater qu'elles ne sont pas présentes ou qu'elles sont négligeables, ces circuits

doivent être tels qu'ils ne perturbent pas la propagation le long de la ligne de transmission multiconductrice. Le spécialiste voit que ce résultat peut être obtenu par exemple :

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

10 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.

Considérons, à titre d'exemple non limitatif, le cas où $m = n$ et où les dites variables électriques naturelles, chacune délivrée par un des dits circuits d'émission et déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission", sont chacune une des dites
15 tensions naturelles référencées au conducteur de retour. Notons \mathbf{V}_R le vecteur-colonne des tensions naturelles référencées au conducteur de retour produites par ledit un des dits circuits d'émission. Dans notre exemple, chaque élément de \mathbf{V}_R est principalement déterminé, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant, d'un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission". Si ledit un des dits circuits d'émission est connecté en série avec les conducteurs
20 de l'interconnexion et présente une basse impédance série, et si nous notons \mathbf{V}_{TX} le vecteur-colonne des tensions appliquées à chaque conducteur de transmission par ledit un des dits circuits d'émission, il faut que :

$$\mathbf{V}_{TX} = \pm a \mathbf{V}_R \quad (16)$$

où a est le nombre de circuits de terminaison utilisés, comme expliqué plus haut, et où le signe
25 dépend de la position par rapport au dit un des dits circuits d'émission. Si, par contre, ledit un des dits circuits d'émission est connecté en parallèle avec les conducteurs de l'interconnexion et présente une haute impédance parallèle, et si nous notons \mathbf{I}_{TX} le vecteur-colonne des courants injectés dans chaque conducteur de transmission par ledit un des dits circuits d'émission, il faut que :

$$30 \quad \mathbf{I}_{TX} = a \mathbf{Z}_{RC}^{-1} \mathbf{V}_R \quad (17)$$

Nous voyons que, selon l'équation (17), le circuit d'émission présentant une haute impédance parallèle doit, pour obtenir les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour, effectuer des combinaisons linéaires de signaux, au moins une des dites combinaisons linéaires étant telle qu'au moins deux des coefficients de ladite au moins une des dites combinaisons
35 linéaires sont non nuls car \mathbf{Z}_{RC}^{-1} est non diagonale. Dans notre exemple, un circuit de réception pseudo-différentiel peut directement capter les dites tensions naturelles référencées au

conducteur de retour délivrées par ledit un des dits circuits d'émission.

Considérons, à titre d'exemple non limitatif, le cas où $m = n$ et où les dites variables électriques naturelles, chacune délivrée par un des dits circuits d'émission et déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission", sont chacune un des dits courants naturels. Notons \mathbf{I}_R le vecteur-colonne des courants naturels produits par ledit un des dits circuits d'émission. Dans notre exemple, chaque élément de \mathbf{I}_R est principalement déterminé, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant, d'un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission". Si ledit un des dits circuits d'émission est connecté en parallèle avec les conducteurs de l'interconnexion et présente une haute impédance parallèle, et si nous notons \mathbf{I}_{TX} le vecteur-colonne des courants injectés dans chaque conducteur de transmission par ledit un des dits circuits d'émission, il faut que :

$$\mathbf{I}_{TX} = \pm a \mathbf{I}_R \quad (18)$$

où le signe dépend de la position par rapport au dit un des dits circuits d'émission. Si, par contre, ledit un des dits circuits d'émission est connecté en série avec les conducteurs de l'interconnexion et présente une basse impédance série, et si nous notons \mathbf{V}_{TX} le vecteur-colonne des tensions appliquées à chaque conducteur de transmission par ledit un des dits circuits d'émission, il faut que :

$$\mathbf{V}_{TX} = a \mathbf{Z}_{RC} \mathbf{I}_R \quad (19)$$

Nous voyons que, selon l'équation (19), le circuit d'émission présentant une basse impédance série doit, pour obtenir les dits courants naturels, effectuer des combinaisons linéaires de signaux, au moins une des dites combinaisons linéaires étant telle qu'au moins deux des coefficients de ladite au moins une des dites combinaisons linéaires sont non nuls car \mathbf{Z}_{RC} est non diagonale. Dans notre exemple, un circuit de réception pseudo-différentiel captant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour du vecteur-colonne \mathbf{V}_{RX} doit effectuer les combinaisons linéaires de signaux du produit $\mathbf{Z}_{RC}^{-1} \mathbf{V}_{RX}$ pour obtenir les "signaux de sortie du circuit de réception", au moins une des dites combinaisons linéaires étant telle qu'au moins deux des coefficients de ladite au moins une des dites combinaisons linéaires sont non nuls car \mathbf{Z}_{RC}^{-1} est non diagonale.

Par conséquent, dans le cas où les variables électriques naturelles délivrées par les dits circuits d'émission sont des tensions naturelles référencées au conducteur de retour, il est possible que les dits circuits de réception n'effectuent pas de combinaison linéaire, ayant au moins deux coefficients non nuls, de signaux ;

Par conséquent, dans le cas où les dits circuits d'émission utilisent l'équation (16) ou l'équation (18), il est possible que les dits circuits d'émission n'effectuent pas de combinaison linéaire, ayant au moins deux coefficients non nuls, de signaux.

Inversement, il est possible que, dans un dispositif mettant en oeuvre le procédé selon

l'invention, des combinaisons linéaires, ayant au moins deux coefficients non nuls, de signaux soient effectuées dans au moins un des dits circuits d'émission et/ou dans au moins un des dits circuits de réception.

Selon l'invention, les "signaux d'entrée du circuit d'émission" peuvent être des signaux
 5 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 et/ou un traitement numérique du signal pour délivrer les dites variables électriques naturelles. Selon l'invention, les "signaux de sortie du circuit de réception" peuvent être des signaux
 10 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 réception".

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
 15 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 procédé selon l'invention peut par exemple être un circuit de terminaison défini dans ladite
 20 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 conséquent, un dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention peut être tel qu'au
 25 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 \mathbf{Z}_{RC} .

Un dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention peut être tel qu'au moins
 30 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
 35 nullement une caractéristique de l'invention. Selon un premier exemple, les concepteurs, en vue de réduire la puissance dissipée par un des dits circuits de terminaison, peuvent choisir de ne permettre à ce circuit de terminaison d'être efficace que dans un intervalle de fréquences

pertinent, par exemple en incluant des réactances appropriées dans ce circuit de terminaison. Selon un deuxième exemple, un des dits circuits de terminaison pourrait incorporer des composants actifs, par exemple des transistors à effet de champ à grille isolée (MOSFET) opérant dans le régime ohmique. L'impédance du canal de tels composants peut être réglable
 5 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 électriques.

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

Dans le cas où un des dits circuits de terminaison a un état activé et un état désactivé, des composants tels que des transistors peuvent par exemple être utilisés comme des commutateurs ayant un état fermé et un état ouvert. Dans ce cas, les dits transistors peuvent
 20 par exemple être dans l'état fermé quand ce circuit de terminaison est dans l'état activé, et être dans l'état ouvert quand ce circuit de terminaison est dans l'état désactivé. Par conséquent, il est possible qu'au moins un dit circuit de terminaison ait un état activé et un état désactivé, chaque courant circulant depuis ledit au moins un dit circuit de terminaison vers un des dits conducteurs de transmission étant pratiquement nul lorsque ledit au moins un dit circuit de
 25 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
 30 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
 35 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 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
5 produit par des couplages électromagnétiques non voulus. Les dits circuits d'amortissement peuvent donc réduire encore les effets des couplages électromagnétiques non voulus.

N'importe lequel des dits circuits d'amortissement peut être tel que ledit dipôle passif appartenant au dit réseau approximativement équivalent au dit circuit d'amortissement peut être considéré comme linéaire. Par conséquent, selon l'invention, au moins un des dits circuits
10 d'amortissement peut être, pour ledit conducteur de retour, approximativement équivalent à un réseau constitué d'un dipôle linéaire passif ayant une première borne couplée au dit conducteur de retour et une seconde borne maintenue à une tension fixe (positive, négative ou nulle) par rapport au dit conducteur de référence. Un tel circuit d'amortissement est caractérisé, à toute fréquence non nulle, par une impédance scalaire entre le conducteur de retour et la
15 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 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, 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
25 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.
30 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
35 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

aits 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.

- 5 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.

10 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 :

- 15 - 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 ;
- 20 - 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 ;
- 25 - 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) ;
- 30 - 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
- 35

- 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 avec la technologie "interconnexion à haute densité" sur 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
5 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.

10 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)
15 peut varier en fonction de l’abscisse z le long de l’interconnexion.

Le circuit d’émission (5) délivre m 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
20 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. Ici, chacune des dites variables
25 électriques naturelles, délivrée par ledit circuit d’émission et déterminée par un et un seul des dits “signaux d’entrée du circuit d’émission”, est une des dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour, et le fonctionnement du dit circuit d’émission obéit à l’équation (16). Par conséquent, chacune des dites variables de transmission délivrées par ledit circuit d’émission (5) est principalement déterminée par un et un seul des dits “signaux d’entrée du
30 circuit d’émission”.

Par exemple, ledit circuit d’émission (5) peut être constitué de quatre transmetteurs de ligne à une entrée et une sortie, chacun des transmetteurs de ligne présentant une impédance de sortie suffisamment basse.

Le circuit de réception (6) délivre m “signaux de sortie du circuit de réception”, chacun
35 des dits “signaux de sortie du circuit de réception” étant principalement déterminé par une et une seule des dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour.

Par exemple, ledit circuit de réception (6) peut être un circuit de réception utilisé dans

un dispositif décrit dans ladite demande de brevet français numéro 08/03876. Dans ce cas, ledit circuit de terminaison (4) et ledit circuit de réception (6) peuvent former un dispositif décrit dans ladite demande de brevet français numéro 08/03876.

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, à une abscisse z donnée. Dans cette structure, le conducteur de retour (10) est constitué de deux surfaces de cuivre (101) (102) interconnectées, et les conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) sont des pistes qui sont clairement plus proches du conducteur de retour (10) que du conducteur de référence (7). L'interconnexion (1) est dimensionnée de façon à pouvoir être modélisée, avec une précision suffisante, par une ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, telle que

$$\mathbf{Z}_R \approx j\omega \mathbf{L}_R \quad \text{avec} \quad \mathbf{L}_R \approx \begin{pmatrix} 305,714 & 24,944 & 2,129 & 0,182 \\ 24,944 & 304,731 & 24,861 & 2,129 \\ 2,129 & 24,861 & 304,731 & 24,944 \\ 0,182 & 2,129 & 24,944 & 305,714 \end{pmatrix} \text{ nH/m} \quad (20)$$

et

$$\mathbf{Y}_R \approx j\omega \mathbf{C}_R \quad \text{avec} \quad \mathbf{C}_R \approx \begin{pmatrix} 102,591 & -8,395 & -0,032 & 0,000 \\ -8,395 & 103,607 & -8,391 & -0,032 \\ -0,032 & -8,391 & 103,607 & -8,395 \\ 0,000 & -0,032 & -8,395 & 102,591 \end{pmatrix} \text{ pF/m} \quad (21)$$

La bande de fréquences connue utilisée pour la transmission s'étend de 0 Hz à 3 GHz. Les équations (20) et (21) sont applicables à la bande de fréquences 50 MHz à 3 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 des constantes de propagation et de \mathbf{Z}_{RC} . Cependant, le concepteur décide que (20) et (21) définissent la ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser l'interconnexion dans ladite bande de fréquences connue (c'est-à-dire de 0 Hz à 3 GHz). Le fait que cette ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs n'est pas un modèle précis en dessous de 50 MHz n'a pas de conséquence préjudiciable dans cette application, parce que l'interconnexion étant plus courte que 0,2 m, elle est électriquement courte en dessous de 50 MHz.

Ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs est donc telle que ladite matrice impédance linéique \mathbf{Z}_R et ladite matrice admittance linéique \mathbf{Y}_R sont indépendantes de l'abscisse z , et telle que les constantes de propagation des différents modes de propagation de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs correspondent toutes à une vitesse proche de $1,79160 \times 10^8$ m/s. Par conséquent, les constantes de propagation des différents modes de propagation de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs peuvent être considérées comme égales dans ladite partie

de ladite bande de fréquences connue.

La matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour, \mathbf{Z}_{RC} , est indépendante de la fréquence et donnée par

$$\mathbf{Z}_{RC} \approx \begin{pmatrix} 54,77 & 4,47 & 0,38 & 0,03 \\ 4,47 & 54,60 & 4,45 & 0,38 \\ 0,38 & 4,45 & 54,60 & 4,47 \\ 0,03 & 0,38 & 4,47 & 54,77 \end{pmatrix} \Omega \quad (22)$$

5 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
10 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 \mathbf{Z}_{RC} . Il est également possible de montrer que, dans ce mode de
15 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 \mathbf{Z}_{RC} , en utilisant seulement $2n-1$ résistances dans le circuit de terminaison (4).

20 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*
25 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 10 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)
30 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
 5 au moins un circuit de terminaison capable d'absorber les ondes incidentes et parce qu'elle utilise une interconnexion telle que les constantes de propagation des différents modes de propagation de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs peuvent être considérées comme égales dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue.

Une interconnexion ayant la structure montrée sur la figure 10 pourrait aussi être
 10 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.

Deuxième mode de réalisation.

Au titre d'un deuxième mode de réalisation d'un dispositif pour la mise en oeuvre du
 15 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
 20 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
 25 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.

30 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
 35 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
 5 courant de retour 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. Ici, chacune des dites variables électriques naturelles, délivrée par ledit circuit d'émission et déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée
 10 du circuit d'émission", est une des dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour, et le fonctionnement du dit circuit d'émission obéit à l'équation (17). Par conséquent, chacune des dites variables de transmission délivrées par ledit circuit d'émission (5) est une combinaison linéaire de signaux chacun principalement déterminé par un des dits m "signaux d'entrée du circuit d'émission".

15 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.

20 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
 25 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)
 30 (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
 35 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
 5 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
 10 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
 15 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 ,
 20 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 5Ω et 100Ω peuvent souvent convenir pour ladite résistance du circuit d'amortissement.

Le circuit d'émission (5) est un dispositif décrit dans la demande de brevet français numéro 06/00388 du 17 janvier 2006 intitulée "Amplificateur à entrées multiples et sorties
 25 multiples", correspondant à la demande internationale numéro PCT/IB2006/003950 du 19 décembre 2006 (WO 2007/083191) intitulée "Multiple-input and multiple-output amplifier", ayant n bornes de sortie signal, chacune des dites bornes de sortie 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 de sortie signal.

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

Ici, chacune des dites variables électriques naturelles, délivrée par un dit circuit d'émission et déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission", est une des dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour, et le fonctionnement du dit circuit d'émission obéit à l'équation (17). Par conséquent, chacune des dites variables de transmission
 5 délivrées par ledit circuit d'émission (5) est une combinaison linéaire de signaux chacun principalement déterminé par un des dits m "signaux d'entrée du circuit d'émission".

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
 10 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
 15 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
 20 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
 25 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
 30 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).

Le circuit d'émission (5) est un dispositif décrit dans la demande de brevet français
 35 numéro 07/04889 du 6 juillet 2007 intitulée "Dispositif d'interface pseudo-différentiel avec

circuit d'équilibrage", correspondant à la demande internationale numéro PCT/IB2008/051942 du 16 mai 2008, intitulée "Pseudo-differential interfacing device having a balancing circuit". Le circuit d'émission (5) a 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.

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 courant de retour produit par les courants circulant sur les m conducteurs de transmission (11) (12) (13). 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. Ici, chacune des dites variables électriques naturelles, délivrée par ledit circuit d'émission et déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission", est un des dits courants naturels, et le fonctionnement du dit circuit d'émission obéit à l'équation (18). Par conséquent, chacune des dites variables de transmission délivrées par ledit circuit d'émission (5) est principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission".

Le circuit de réception (6) peut être un dispositif décrit dans la demande de brevet français numéro 08/03830 du 7 juillet 2008, intitulée "Circuit de réception pseudo-différentiel", 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. Le circuit de réception (6) peut aussi être un dispositif décrit dans la demande de brevet français numéro 08/03982 du 11 juillet 2008, intitulée "Amplificateur à entrées multiples et sorties multiples ayant des entrées pseudo-différentielles", ayant n bornes d'entrée signal et une borne commune, chacune des dites bornes d'entrée 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 d'entrée signal, ladite borne commune étant connectée au dit conducteur de retour.

Le circuit de réception (6) capte les tensions naturelles référencées au conducteur de retour du vecteur \mathbf{V}_{RX} et chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" est principalement déterminé par un élément du produit $\mathbf{Z}_{RC}^{-1}\mathbf{V}_{RX}$. Ainsi, 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 combinaison linéaire des dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour, au moins une des dites combinaisons

linéaires étant telle qu'au moins deux des coefficients de ladite au moins une des dites combinaisons linéaires sont non nuls.

Dans ce quatrième mode de réalisation, le circuit de réception (6) peut par exemple être similaire au circuit de réception montré sur la figure 6 de ladite demande de brevet français
 5 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.

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
 10 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 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
 15 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 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
 20 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 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
 25 de chaque circuit de réception (6) délivre m "signaux de sortie du circuit de réception" à un destinataire (3).

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
 30 sur la plus grande partie de la longueur de l'interconnexion, au voisinage des conducteurs de transmission.

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) est un dispositif décrit dans ladite demande de brevet français numéro
 35 08/03985, ayant n bornes signal et une borne commune.

Chacun des dits circuits d'émission (5) délivre, quand ledit chacun des dits circuits d'émission (5) est dans l'état activé, n variables de transmission, chacune des dites variables de transmission étant un courant sortant d'une borne signal du dit chacun des dits circuits d'émission (5). Puisque le conducteur de retour (10) est connecté à ladite borne commune de

5 chacun des dits circuits d'émission (5), ledit conducteur de retour (10) est utilisé comme chemin de retour pour le courant de retour 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. Ici, chacune des

10 dites variables électriques naturelles, délivrée par un des dits circuits d'émission et déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission", est une des dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour, et le fonctionnement de chacun des dits circuits d'émission obéit à l'équation (17). Par conséquent, chacune des dites variables de transmission délivrées par un des dits circuits d'émission (5) dans l'état activé est une combinaison linéaire

15 de signaux chacun principalement déterminé par le signal d'une seule voie de la source (2) connectée au dit un des dits circuits d'émission (5). Cependant, chacun des dits circuits d'émission (5) dans l'état activé produit des variables électriques naturelles, chacune des dites variables électriques naturelles étant allouée à une et une seule voie.

Nous notons que la figure 15 montre une architecture en bus de données, et que les

20 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 et une seule des tensions naturelles référencées au conducteur de retour apparaissant à l'entrée du dit n'importe lequel

25 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

30 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.

35 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

5 de couplage indirect peut procurer une plus grande bande passante des transmissions.

INDICATIONS SUR LES APPLICATIONS INDUSTRIELLES

L'invention est adaptée à la transmission pseudo-différentielle entre circuits intégrés dans une interconnexion à deux ou plus de deux conducteurs de transmission, la transmission présentant un écho réduit, une diaphonie interne réduite et une diaphonie externe réduite. Un

10 point très important est que, puisque le conducteur de retour agit en quelque sorte comme un 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

20 d'un émetteur-récepteur pour transmission différentielle.

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

25 écran de visualisation plat et un circuit imprimé rigide.

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.

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

L'invention est particulièrement adaptée à la signalisation bidirectionnelle simultanée, 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 :
- 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 et ledit conducteur de retour ;
- 15 on modélise l'interconnexion (1), dans une partie de ladite bande de fréquences connue, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion (1) et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, par une ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels comme variables électriques naturelles, les dites caractéristiques électriques étant telles que les constantes de propagation des différents modes de propagation de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs peuvent être considérées comme égales dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue ;
- 20 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 ;
- 30 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 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 ;
- 35 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 à au moins m des dits conducteurs de transmission, la sortie du dit circuit d'émission (5) délivrant des variables électriques naturelles, chacune des dites variables électriques naturelles étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;
- 5 on utilise un dit circuit de réception (6) délivrant m "signaux de sortie du circuit de réception" correspondant chacun à une voie de transmission, l'entrée du dit circuit de réception (6) étant couplée à au moins m des dits conducteurs de transmission et au dit conducteur de retour, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant
- 10 principalement déterminé par les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour présentes sur l'interconnexion (1).
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
- 15 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,
- 20 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
- 25 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, les dites caractéristiques électriques étant telles que les constantes de propagation des différents modes de propagation de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs peuvent être considérées comme
- 30 égales 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 au conducteur de retour ;
- 35 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 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 des moyens pour dimensionner un circuit d'émission (5), ledit circuit d'émission (5) recevant m "signaux d'entrée du circuit d'émission", la sortie du dit circuit d'émission (5) étant couplée à au moins m des dits conducteurs de transmission, la sortie du dit circuit d'émission (5) délivrant des variables électriques naturelles, chacune des dites variables électriques naturelles étant principalement déterminée par un et un seul des
- 10 dits "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;
- 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 à au moins m des dits conducteurs de transmission et au dit
- 15 conducteur de retour, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour présentes sur l'interconnexion (1).
4. Dispositif pour la transmission procurant, dans une bande de fréquences connue, m voies de transmission correspondant chacune à un signal à transmettre entre l'entrée d'au moins un
- 20 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 (1) étant structurellement combinée avec le conducteur de référence sur toute la
- 25 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
- 30 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, les dites caractéristiques électriques étant telles que les constantes de propagation des différents modes de propagation de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$
- 35 conducteurs peuvent être considérées comme égales dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue ;

- 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 à au moins m des dits conducteurs de transmission, la sortie du dit au moins un dit circuit d'émission (5) délivrant des variables électriques naturelles quand ledit au moins un dit circuit d'émission (5) est dans l'état activé, chacune des dites variables électriques naturelles étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;
- 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, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour présentes sur l'interconnexion (1) ;
- 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 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.
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.
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 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.
- 5 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.
- 10 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 retour, ledit réseau ayant une seconde borne couplée au dit conducteur de référence.

2 / 12

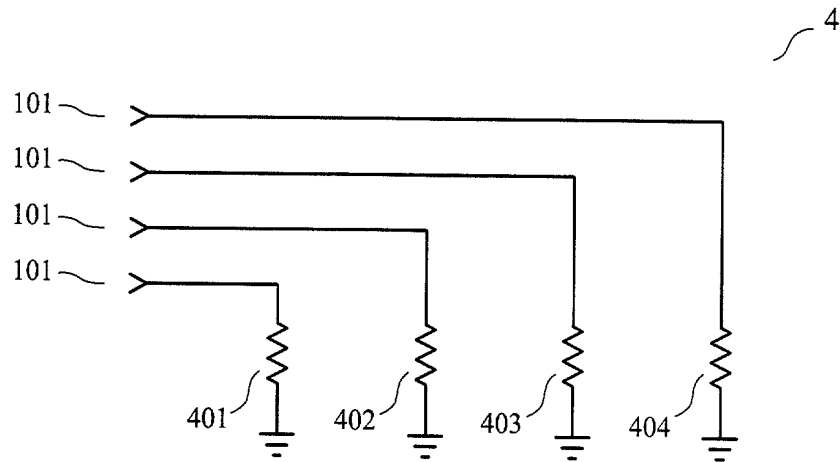


FIG. 2

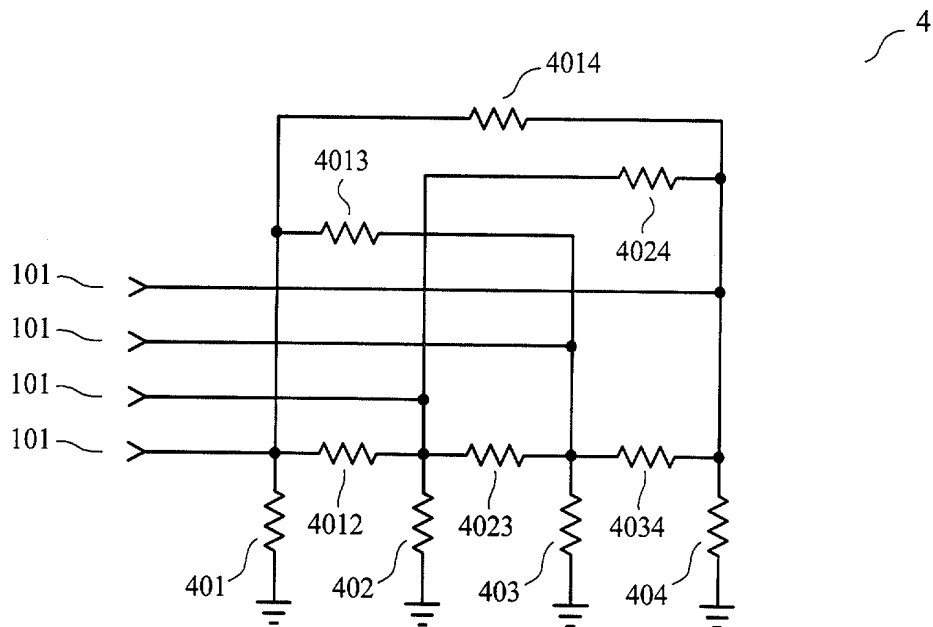


FIG. 3

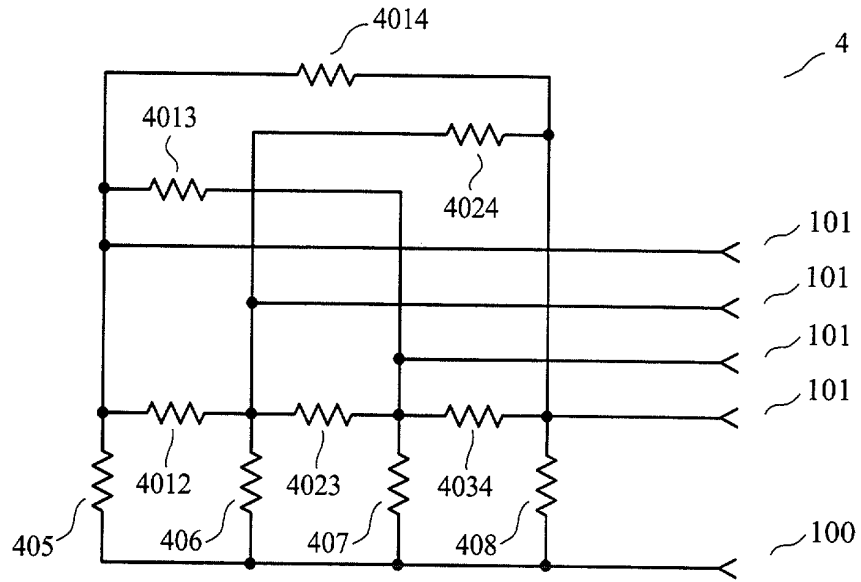


FIG. 4

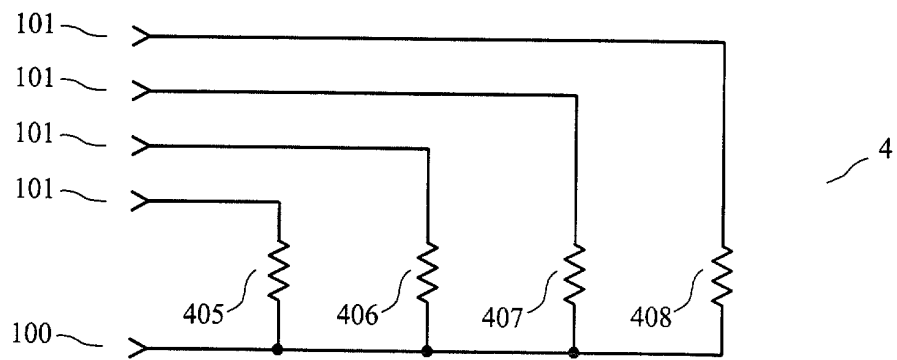


FIG. 5

4 / 12

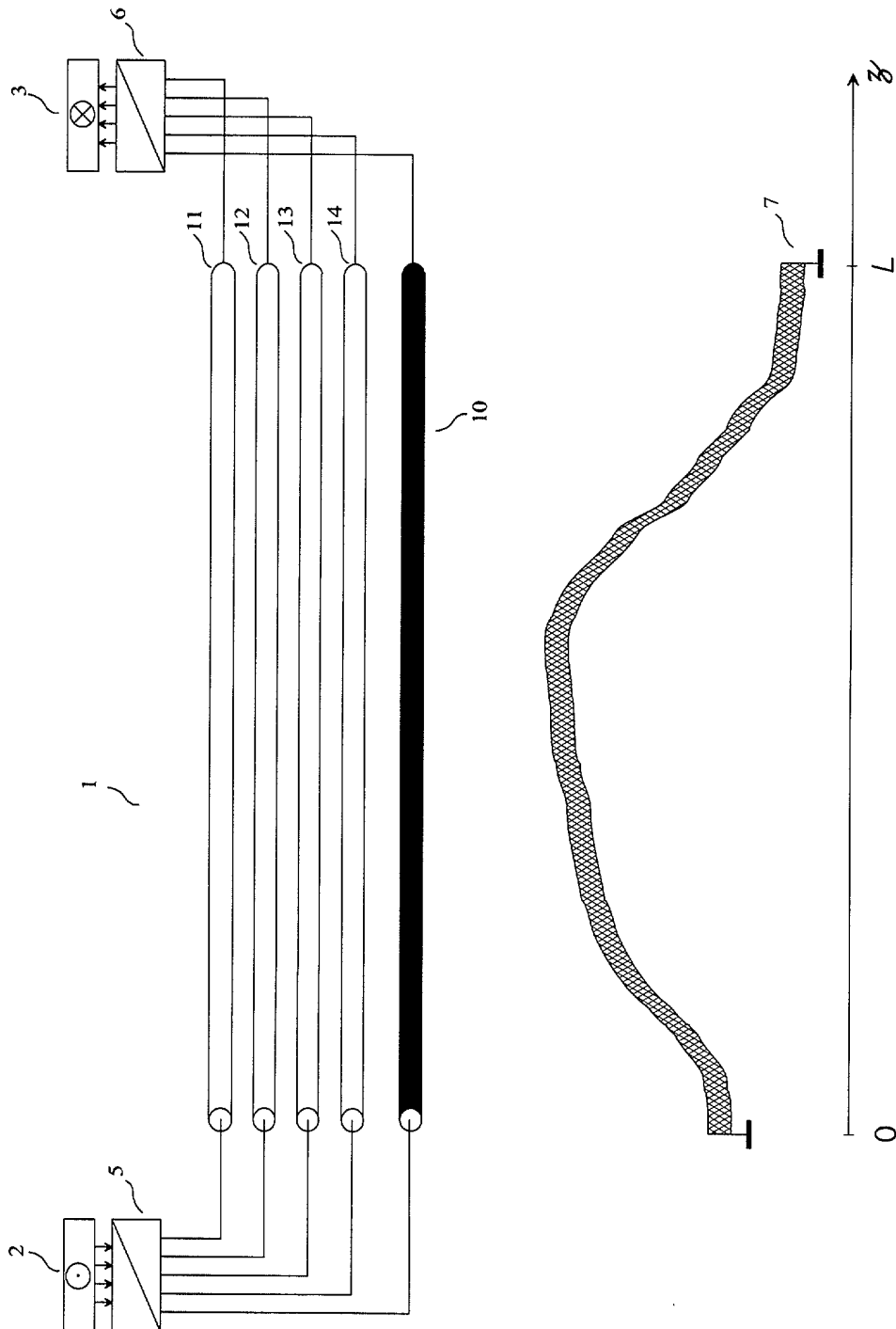


FIG. 6

5 / 12

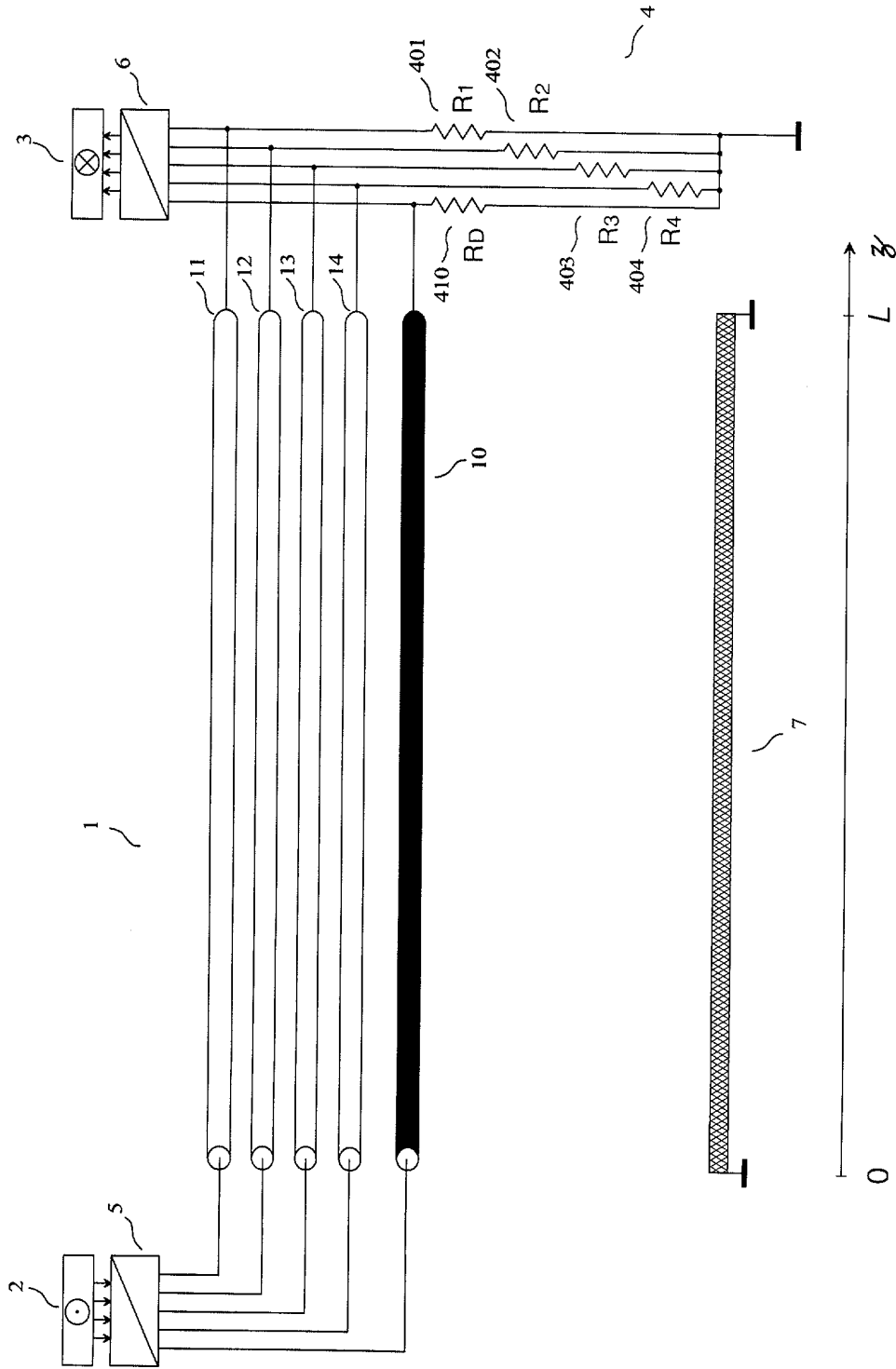


FIG. 7

6 / 12

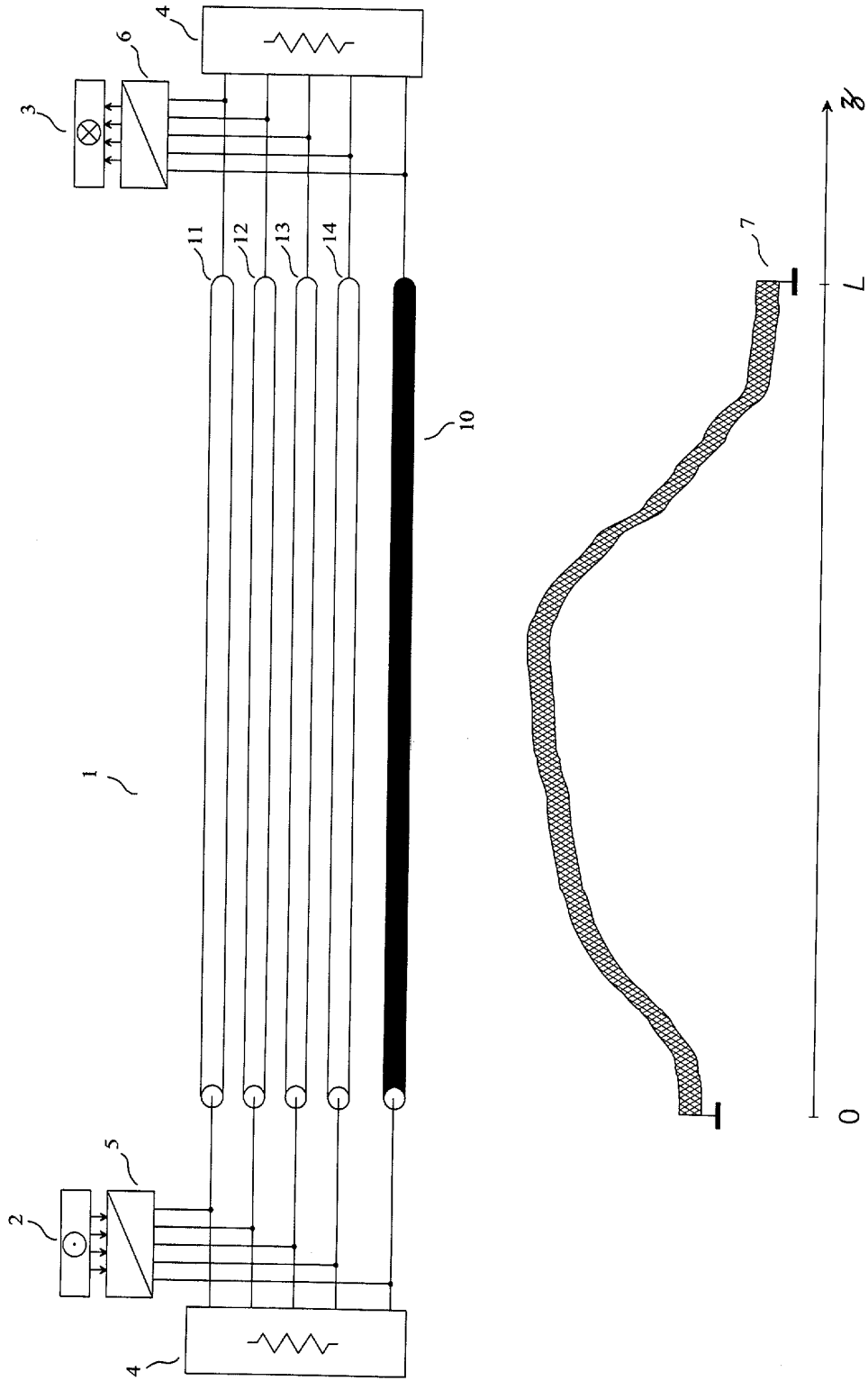


FIG. 8

7 / 12

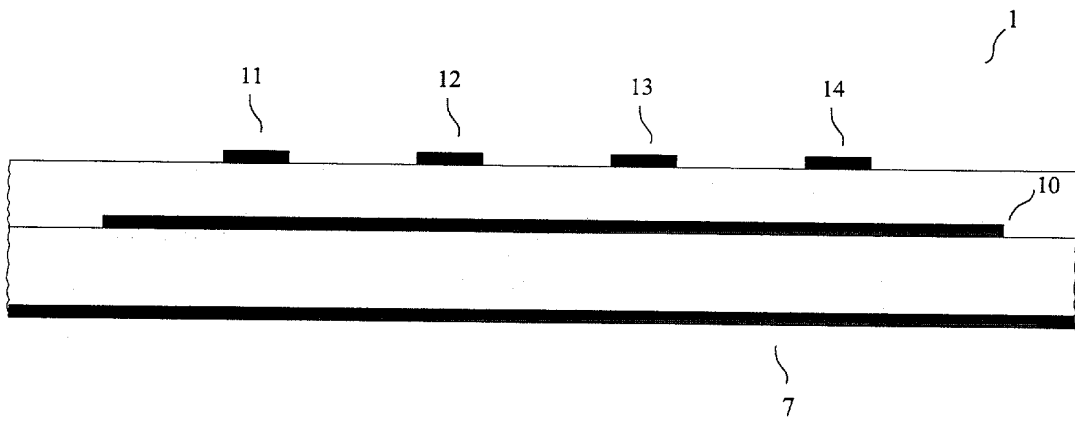


FIG. 9

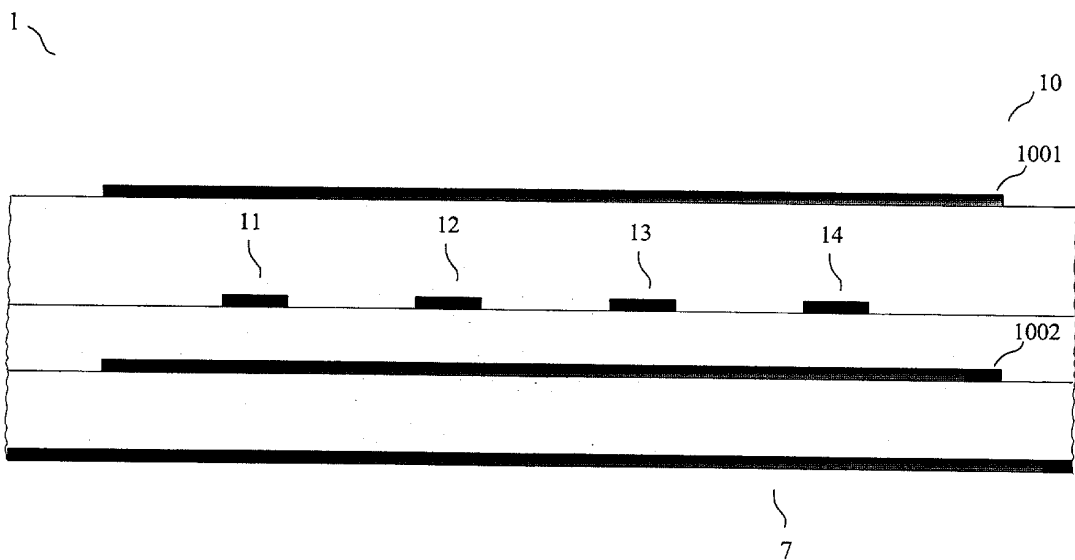


FIG. 10

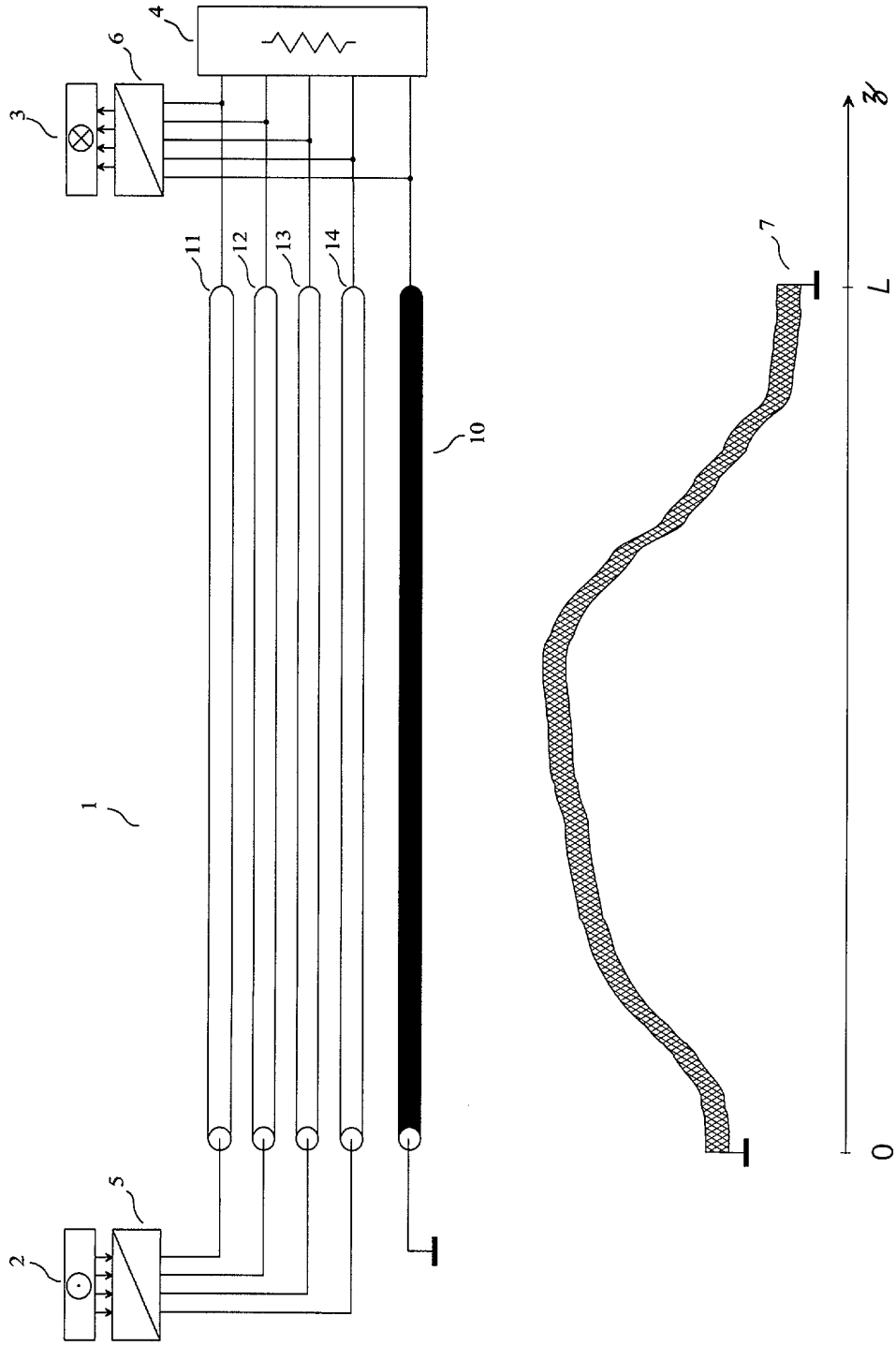


FIG. 11

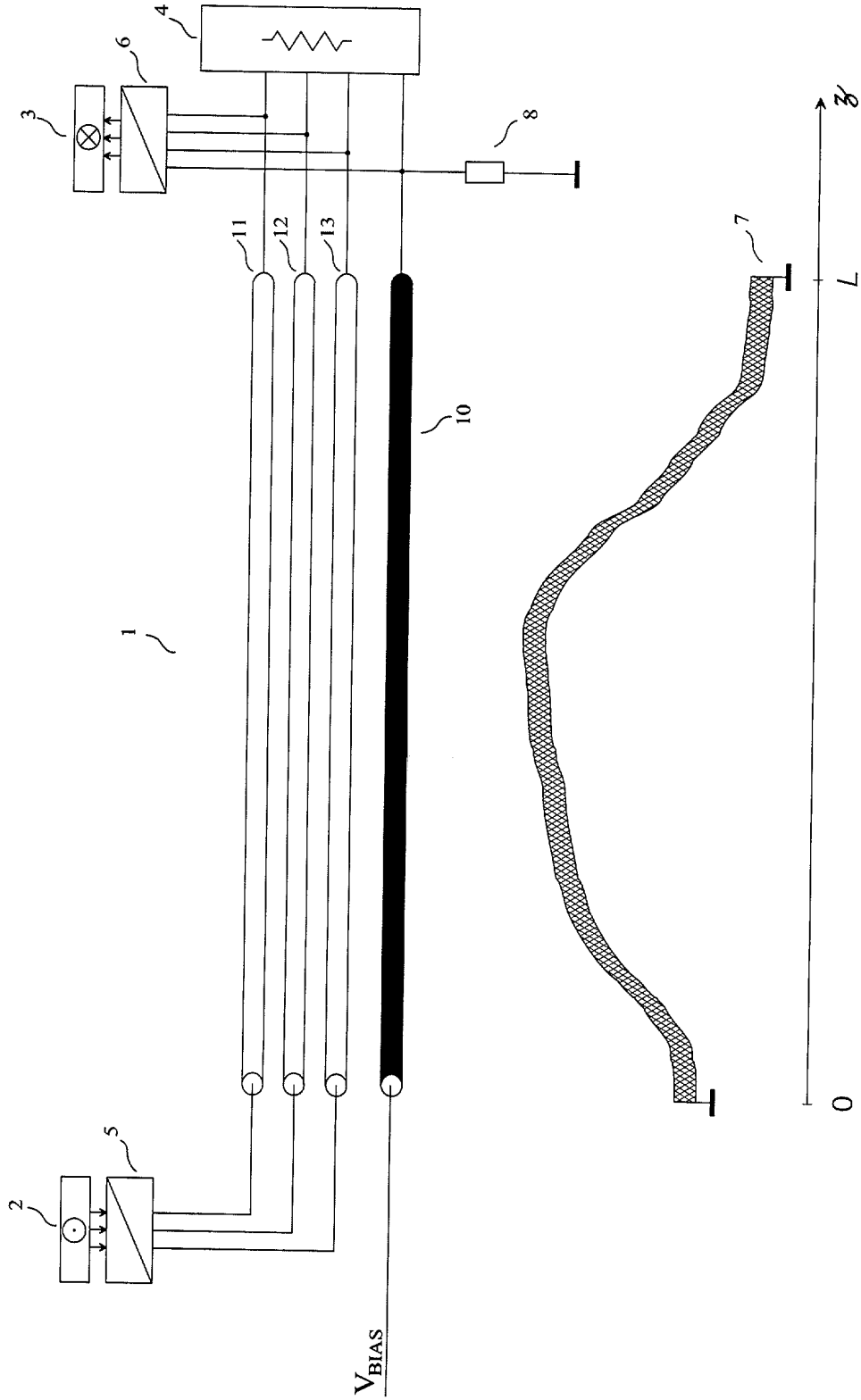


FIG. 13

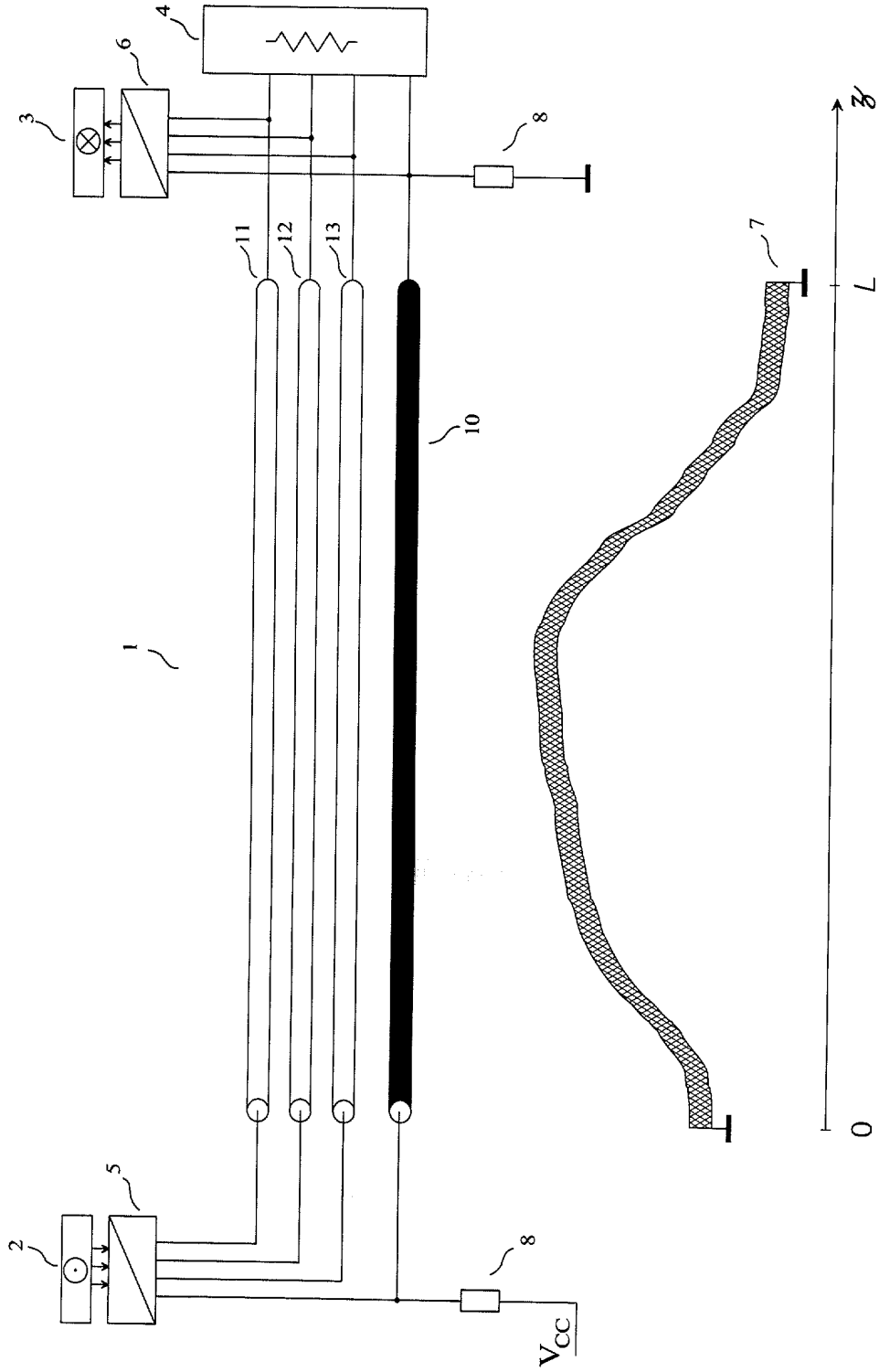


FIG. 14

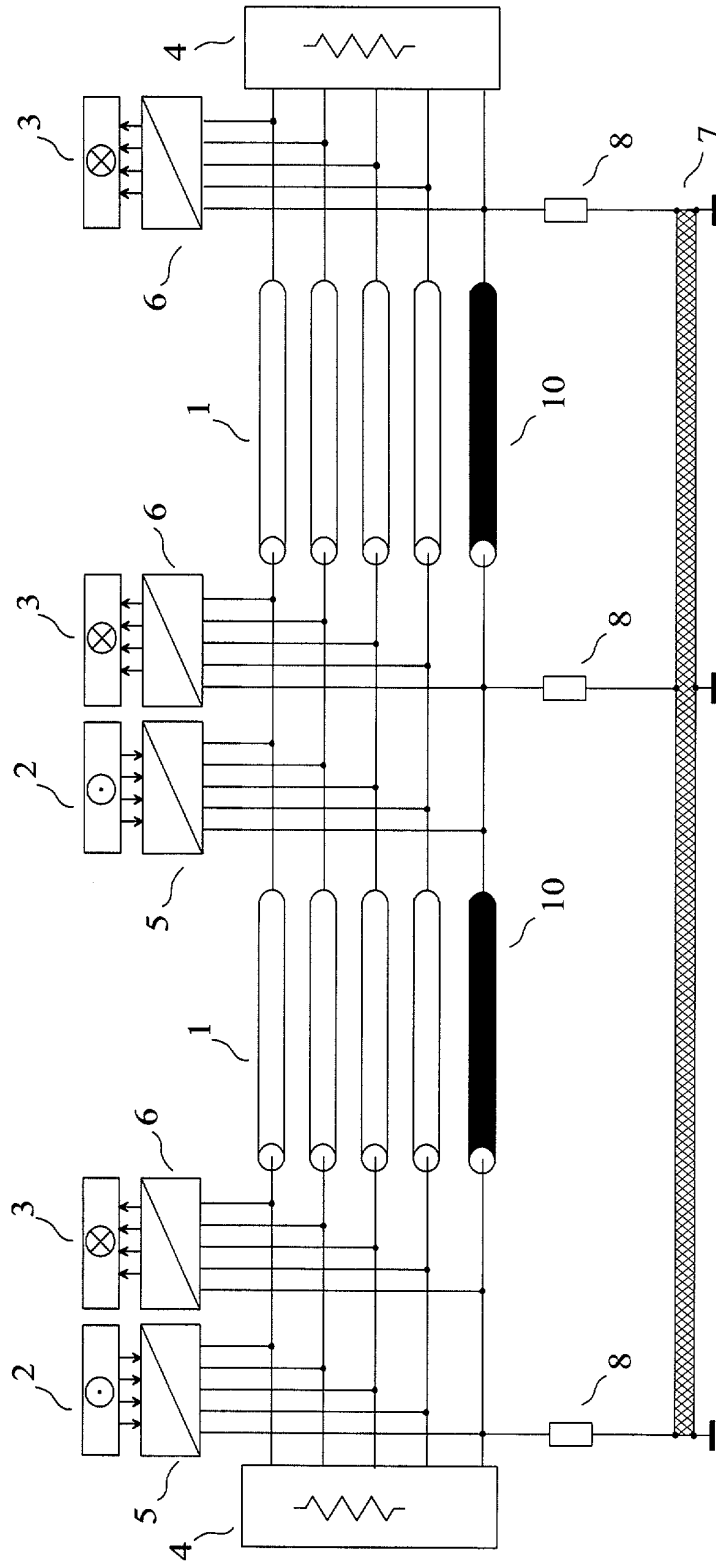


FIG. 15

RAPPORT DE RECHERCHE

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

OBJET DU RAPPORT DE RECHERCHE

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

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

CONDITIONS D'ÉTABLISSEMENT DU PRÉSENT RAPPORT DE RECHERCHE

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

DOCUMENTS CITÉS DANS LE PRÉSENT RAPPORT DE RECHERCHE

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

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

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

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

FR 2 852 467 A (EXCEM [FR])
17 septembre 2004 (2004-09-17)

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

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

NEANT

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

NEANT