

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

①1 N° de publication : **2 950 761**

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

②1 N° d'enregistrement national : **09 04611**

⑤1 Int Cl⁸ : **H 04 B 3/32** (2006.01), H 04 B 3/20, H 04 L 25/08

⑫

BREVET D'INVENTION

B1

⑤4 PROCÉDE DE TRANSMISSION PSEUDO-DIFFERENTIEL UTILISANT UNE INTERCONNECTION NON UNIFORME.

②2 Date de dépôt : 28.09.09.

③0 Priorité :

④3 Date de mise à la disposition du public
de la demande : 01.04.11 Bulletin 11/13.

④5 Date de la mise à disposition du public du
brevet d'invention : 10.02.12 Bulletin 12/06.

⑤6 Liste des documents cités dans le rapport de
recherche :

Se reporter à la fin du présent fascicule

⑥0 Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

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

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

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

⑦4 Mandataire(s) : EXCEM.

FR 2 950 761 - B1



Procédé de transmission pseudo-différentiel utilisant une interconnexion non uniforme.

DOMAINE TECHNIQUE DE L'INVENTION

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

ÉTAT DE LA TECHNIQUE ANTÉRIEURE

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

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

Les signaux binaires sont ceux qui sont aujourd'hui le plus fréquemment utilisés par les circuits intégrés numériques. Les signaux multiniveau, par exemple les signaux quaternaires (parfois appelés PAM-4 ou 4-PAM), sont utilisés pour obtenir des débits de décision élevés. Nous considérerons que tout signal ne satisfaisant pas à cette définition d'un signal numérique est un signal analogique. Par conséquent, le résultat de tout type de modulation d'une porteuse par un signal numérique sera considéré comme un signal analogique.

Nous considérerons trois dégradations de la transmission : l'écho, la diaphonie interne et la diaphonie externe. La diaphonie interne est la diaphonie à l'intérieur de l'interconnexion, entre les différentes voies de transmission. La diaphonie externe est la diaphonie impliquant des couplages entre l'interconnexion et le monde extérieur.

Il existe des procédés de transmission destinés à procurer une bonne protection contre

la diaphonie externe : les liaisons différentielles (voir par exemple le livre de H. W. Johnson et M. Graham intitulé *High-speed digital design: a handbook of black magic*, publié par Prentice Hall PTR 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-différentielle procurant m voies de transmission utilise une interconnexion ayant $n = m$ conducteurs de transmission et un conducteur commun distinct du conducteur de référence (masse).

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.

Un dispositif de transmission pseudo-différentielle procurant $m = 4$ voies de transmission est montré sur la figure 1, 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 1, un circuit d'émission (5) reçoit à son entrée les signaux des m voies de la source (2), et ses n bornes de sortie sont connectées aux n conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1). A proximité du circuit d'émission (5), le conducteur commun (10) est mis à la masse. A proximité d'un circuit de réception (6), un circuit de terminaison (4) est connecté aux conducteurs (10) (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1). Le circuit de réception (6) a ses $n + 1$ bornes d'entrée connectées aux conducteurs (10) (11) (12) (13) (14) 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 naturelles référencées au conducteur commun, une tension naturelle référencée au conducteur

commun étant définie comme une tension entre l'un des conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) et le conducteur commun (10). Le dispositif montré sur la figure 1 procure m voies de transmission, telles que les signaux des m voies de la source (2) sont envoyés aux m voies du destinataire (3).

5 Dans certains dispositifs de transmission pseudo-différentielle, 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
10 coupled noise in pseudo-differential signaling". Dans ce cas, 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 petite) et sur la bande passante disponible.

Sur la figure 1, le circuit de terminaison (4) est flottant. Par conséquent, il n'y a pas de
15 la distance entre les conducteurs de l'interconnexion (1) et le conducteur de référence (7) peut varier en fonction de l'abscisse curviligne z le long de l'interconnexion (c'est-à-dire la longueur de l'arc mesurée depuis l'origine). 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
20 ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur) ayant $n + 2 = 6$ conducteurs.

L'état de la technique antérieure concernant les transmissions avec une diaphonie externe réduite et un écho réduit, applicable à la présente demande de brevet, est exposé dans les 3 demandes de brevet suivantes :

- 25 - 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 (WO 2009/013644), intitulée "Method and device for pseudo-differential transmission";
- la demande de brevet français numéro 08/04429 du 4 août 2008, intitulée "Procédé de
30 transmission pseudo-différentiel utilisant des variables électriques modales", correspondant à la demande internationale numéro PCT/IB2009/052638 du 19 juin 2009, intitulée "Method for pseudo-differential transmission using modal electrical variables";
- la demande de brevet français numéro 08/04430 du 4 août 2008, intitulée "Procédé de
35 à la demande internationale numéro PCT/IB2009/052645 du 19 juin 2009, intitulée "Method for pseudo-differential transmission using natural electrical variables".

Dans le cas des procédés de transmission pseudo-différentiels décrits dans les dites demandes de brevet français numéro 07/05260, numéro 08/04429 et numéro 08/04430, et dans les demandes internationales correspondantes, le conducteur commun est appelé “conducteur de retour”.

5 Le procédé de transmission pseudo-différentiel divulgué dans ladite demande de brevet français numéro 07/05260 et la demande internationale correspondante est par exemple présenté dans l’article de F. Broydé et E. Clavelier intitulé “A new pseudo-differential transmission scheme 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
10 à Paris, France, en mai 2008, et dans l’article de F. Broydé et E. Clavelier intitulé “Pseudo-differential links using a wide return conductor and a floating termination circuit”, publié dans les actes du “2008 IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)”, qui s’est tenu à Knoxville, Tennessee, dans les États-Unis d’Amérique, en août 2008. Ces articles montrent que ce procédé ne procure pas une réduction de la diaphonie
15 interne.

La figure 2 montre un circuit de terminaison qui peut être utilisé pour mettre en oeuvre le procédé de transmission pseudo-différentiel divulgué dans ladite demande de brevet français numéro 07/05260 et la demande internationale correspondante, dans le cas $n = 4$. Le circuit de terminaison (4) montré sur la figure 2 comporte n bornes signal (41), une borne commune (40)
20 et n résistances (405) (406) (407) (408) chacune connectée entre la borne commune (40) et une et une seule des dites bornes signal (41). Chacune des dites bornes signal (41) est destinée à être connectée à un et un seul des conducteurs de transmission, et la borne commune (40) est destinée à être connectée au conducteur de retour.

Les procédés de transmission pseudo-différentiels divulgués dans les dites demandes
25 de brevet français numéro 08/04429 et numéro 08/04430, et les demandes internationales correspondantes, sont capables de réduire simultanément l’écho, la diaphonie interne et la diaphonie externe.

La figure 3 montre un circuit de terminaison qui peut être utilisé pour mettre en oeuvre le procédé de transmission pseudo-différentiel divulgué dans les dites demandes de brevet
30 français numéro 08/04429 et numéro 08/04430, et les demandes internationales correspondantes, dans le cas $n = 4$. Le circuit de terminaison (4) montré sur la figure 3 comporte n bornes signal (41), une borne commune (40), n résistances (405) (406) (407) (408) chacune connectée entre la borne commune (40) et une et une seule des dites bornes signal (41), et $n(n - 1)/2$ résistances (4012) (4013) (4014) (4023) (4024) (4034) chacune connectée
35 entre deux des dites bornes signal (41). Ici aussi, chacune des dites bornes signal (41) est destinée à être connectée à un et un seul des conducteurs de transmission, et la borne commune (40) est destinée à être connectée au conducteur de retour.

Les procédés de transmission pseudo-différentiels divulgués dans les dites demandes de brevet français numéro 07/05260, numéro 08/04429 et numéro 08/04430, et les demandes internationales correspondantes, sont très efficaces pour réduire l'écho et la diaphonie externe. Ces procédés utilisent une interconnexion ayant n conducteurs de transmission et un

5 conducteur de retour distinct d'un conducteur de référence (masse), ladite interconnexion étant telle qu'elle peut, dans une partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, être modélisée par une ligne de transmission multiconductrice uniforme à $n + 1$ conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice

10 utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles, une tension naturelle référencée au conducteur de retour étant définie comme la tension entre un des conducteurs de transmission et le conducteur de retour, une ligne de transmission multiconductrice uniforme étant une ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur.

15 Il n'est en de nombreux cas pas possible de construire une interconnexion, ayant n conducteurs de transmission et un conducteur de retour, qui peut être modélisée, dans une partie appropriée de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, 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 telle ligne de transmission multiconductrice uniforme.

20 Ceci se produit par exemple souvent lorsque l'interconnexion s'étend sur plusieurs substrats ayant des constantes diélectriques significativement différentes.

Par exemple, la figure 4 montre la configuration physique d'un dispositif de transmission pseudo-différentiel correspondant au schéma de la figure 1, dans lequel le circuit d'émission (5) est réalisé dans la puce (911) d'un premier circuit intégré (91) et dans lequel

25 le circuit de réception (6) et le circuit de terminaison (4) sont réalisés dans la puce (921) d'un second circuit intégré (92). Dans la figure 4, les signaux électriques doivent se propager depuis le circuit d'émission (5) jusqu'au circuit de réception (6) à travers la puce (911) du premier circuit intégré (91), le premier niveau d'interconnexion (912) du premier circuit intégré (91), le substrat du boîtier (913) du premier circuit intégré (91), le second niveau d'interconnexion

30 (914) du premier circuit intégré (91), un circuit imprimé (90), le second niveau d'interconnexion (924) du second circuit intégré (92), le substrat du boîtier (923) du second circuit intégré (92), le premier niveau d'interconnexion (922) du second circuit intégré (92), et la puce (921) du second circuit intégré (92). Dans cet exemple, la bande de fréquence des signaux, les dimensions physiques des différentes entités et leurs caractéristiques électriques

35 sont telles que :

a) le concepteur doit considérer une interconnexion s'étendant depuis la position du circuit d'émission (5) dans la puce (911) du premier circuit intégré (91) jusqu'à la position du circuit

de terminaison (4) dans la puce (921) du second circuit intégré (92) ;

b) cette interconnexion ne peut pas être modélisée par une ligne de transmission multiconductrice uniforme à $n + 1$ conducteurs utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles, dans une
5 partie appropriée de la bande de fréquences utilisée pour la transmission ;

c) cette interconnexion peut, dans une partie appropriée de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, être modélisée par une
10 ligne de transmission multiconductrice non uniforme à $n + 1$ conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles, une ligne de transmission multiconductrice non uniforme étant une ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques non uniformes sur sa longueur.

Malheureusement, à chaque fois qu'une interconnexion ne peut pas être modélisée,
15 dans une partie appropriée de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, 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 uniforme à $n + 1$ conducteurs utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles, les procédés divulgués dans les dits
20 brevets français numéro 07/05260, numéro 08/04429 et numéro 08/04430, et les demandes internationales correspondantes, ne peuvent pas être utilisés et il est possible de montrer que la propagation des signaux génère des ondes réfléchies depuis l'intérieur de la ligne de transmission multiconductrice, de telles réflexions produisant de l'écho et de la diaphonie interne.

25 EXPOSÉ DE L'INVENTION

Le procédé selon l'invention a pour but la transmission dans une interconnexion non uniforme à deux ou plus de deux conducteurs de transmission et un conducteur de retour, la transmission étant protégée contre l'écho et la diaphonie externe.

L'invention concerne un procédé pour la transmission dans une interconnexion ayant
30 n conducteurs de transmission et un conducteur de retour distinct d'un conducteur de référence (masse), 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 réception, m étant un entier supérieur ou égal à 2 et inférieur ou égal à n , ledit procédé
35 comportant les étapes suivantes :

on modélise l'interconnexion dans une partie de ladite bande de fréquences connue, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, par une ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant des tensions naturelles référencées au conducteur de retour et des courants naturels comme variables électriques naturelles, ladite ligne de transmission multiconductrice ayant une matrice impédance linéique et une matrice admittance linéique qui ne sont pas toutes deux uniformes ou sensiblement uniformes sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice, la matrice impédance caractéristique de ladite ligne de transmission multiconductrice étant uniforme (ou sensiblement uniforme) sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice ;

on couple les bornes d'au moins un circuit de terminaison au dit conducteur de retour et à chacun des dits conducteurs de transmission, ledit au moins un circuit de terminaison étant, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, approximativement caractérisé, pour ladite interconnexion, par une matrice impédance par rapport au conducteur de retour, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour étant une matrice carrée d'ordre n .

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 de diélectriques, du modèle qui décrit certaines de ses propriétés, qui est ici le modèle de la ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques non uniformes sur sa longueur, aussi appelé modèle de la ligne de transmission multiconductrice non uniforme. 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. Dans cette demande, toute partie d'une interconnexion qui n'est pas considérée comme un conducteur est appelée diélectrique, si bien que le vide est un diélectrique.

Ladite interconnexion peut 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, 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 dans ce cas), mais le conducteur de référence ne fait néanmoins pas partie de ladite interconnexion.

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

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

Selon l'invention, l'interconnexion est modélisée par une ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisant les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels comme variables électriques naturelles, avec

une précision suffisante dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités. Ceci constitue une propriété remarquable du procédé selon l'invention. Il est clair pour le spécialiste que cette propriété implique que tous les conducteurs autres que les conducteurs de l'interconnexion peuvent être négligés lorsque l'on modélise la propagation dans l'interconnexion et que, en particulier, le conducteur de référence peut être négligé lorsque l'on modélise la propagation dans l'interconnexion.

Ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs peut cependant être définie dans toute la bande de fréquences connue. En chaque abscisse z le long de l'interconnexion, à toute fréquence f dans ladite bande de fréquences connue, ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs a donc une matrice impédance linéique \mathbf{Z}_R et une matrice admittance linéique \mathbf{Y}_R . 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, la matrice impédance linéique \mathbf{Z}_R et la matrice admittance linéique \mathbf{Y}_R ne peuvent pas être considérées comme toutes deux uniformes sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice, si bien que ladite ligne de transmission multiconductrice est une ligne de transmission multiconductrice non uniforme. En d'autres termes, nous devons considérer que \mathbf{Z}_R et \mathbf{Y}_R dépendent de l'abscisse z . Par conséquent, les résultats classiques concernant les lignes de transmission multiconductrices uniformes ne peuvent en général pas être transposés à la ligne de transmission multiconductrice utilisée pour modéliser l'interconnexion. Cependant, le spécialiste comprend que, en chaque abscisse z , il est possible de définir une matrice impédance caractéristique et des matrices de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, en utilisant les mêmes définitions que celles utilisées, pour une ligne de transmission multiconductrice uniforme, dans 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, page 1851 en août 2006.

A une abscisse z donnée, \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 inversibles telles que :

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

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

est la matrice diagonale d'ordre n des valeurs propres de $\mathbf{Y}_R\mathbf{Z}_R$. La ligne de transmission multiconductrice étant non uniforme, nous ne pouvons pas dire que chaque γ_j est une constante de propagation de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs. Nous notons que, \mathbf{Z}_R et \mathbf{Y}_R dépendant de l'abscisse z , il n'est en général pas possible de considérer
10 que \mathbf{T}_R et \mathbf{S}_R satisfaisant les équations (2) et (3) définissent une "transformation modale".

A partir des équations (1), (2) et (3), il est possible de définir, à une abscisse z donnée, une matrice impédance caractéristique de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, appelée "matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour", ou "matrice impédance caractéristique" lorsqu'aucune confusion ne peut se produire, et notée
15 \mathbf{Z}_{RC} par :

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{RC} &= \mathbf{S}_R\mathbf{\Gamma}_R^{-1}\mathbf{S}_R^{-1}\mathbf{Z}_R = \mathbf{S}_R\mathbf{\Gamma}_R\mathbf{S}_R^{-1}\mathbf{Y}_R^{-1} \\ &= \mathbf{Y}_R^{-1}\mathbf{T}_R\mathbf{\Gamma}_R\mathbf{T}_R^{-1} = \mathbf{Z}_R\mathbf{T}_R\mathbf{\Gamma}_R^{-1}\mathbf{T}_R^{-1} \end{aligned} \quad (4)$$

où

$$\mathbf{\Gamma}_R = \text{diag}_n(\gamma_1, \dots, \gamma_n) \quad (5)$$

est une matrice diagonale d'ordre n . En général, la matrice impédance caractéristique d'une
20 ligne de transmission multiconductrice non uniforme est une matrice complexe dépendant de la fréquence, qui dépend aussi de l'abscisse z . Cependant, selon l'invention, la ligne de transmission multiconductrice non uniforme à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser l'interconnexion est telle que la matrice impédance caractéristique de ladite ligne de transmission multiconductrice est sensiblement uniforme sur sa longueur. Par conséquent,
25 selon l'invention, la matrice impédance caractéristique est une matrice complexe d'ordre n , dépendante de la fréquence, qui ne dépend sensiblement pas de l'abscisse z . Il est possible de montrer que cette caractéristique est telle que la propagation des signaux ne génère sensiblement pas d'ondes réfléchies depuis l'intérieur de l'interconnexion.

Selon l'invention, ledit au moins un circuit de terminaison est, dans ladite partie de
30 ladite bande de fréquences connue, approximativement caractérisé, pour ladite interconnexion, par une matrice impédance par rapport au conducteur de retour. Notons \mathbf{Z}_{RL} cette matrice impédance par rapport au conducteur de retour. Selon l'invention, \mathbf{Z}_{RL} est une matrice carrée d'ordre n . Ceci indique que, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ledit au

moins un circuit de terminaison se comporte approximativement comme s'il n'était pas connecté à la masse, donc comme un élément de circuit à $n + 1$ bornes flottant. Le spécialiste comprend donc que, par conséquent, dans une mise en oeuvre idéale, ledit au moins un circuit de terminaison peut ne pas avoir de matrice impédance par rapport au conducteur de référence.

5 Le procédé selon l'invention est particulièrement avantageux dans trois circonstances.

Dans la première circonstance, le procédé selon l'invention est tel que, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour (c'est-à-dire \mathbf{Z}_{RL}) est égale à (ou sensiblement égale à) une matrice diagonale, le procédé selon l'invention comportant en outre les étapes suivantes :

10 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
15 "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
20 principalement déterminé par une et une seule des tensions naturelles référencées au conducteur de retour.

Dans la première circonstance, la transmission est protégée contre la diaphonie externe, et il est possible de montrer que l'écho peut être efficacement réduit si le circuit de terminaison est conçu de façon à obtenir une valeur suffisamment faible d'une norme appropriée de la
25 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

$$\mathbf{P}_R = (\mathbf{Z}_{RL} - \mathbf{Z}_{RC})(\mathbf{Z}_{RL} + \mathbf{Z}_{RC})^{-1} \quad (6)$$

Par exemple, au moins un circuit de terminaison peut être dimensionné de façon telle que, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, chaque élément de la matrice \mathbf{P}_R ait un
30 module inférieur ou égal à une valeur arbitraire suffisamment petite, par exemple 15/100. Cependant, puisque \mathbf{Z}_{RL} est sensiblement une matrice diagonale dans la première circonstance, il existe une valeur minimale non nulle de \mathbf{P}_R .

Dans la deuxième circonstance, le procédé selon l'invention est tel que, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ladite matrice impédance par rapport au
35 conducteur de retour (c'est-à-dire \mathbf{Z}_{RL}) est une matrice non diagonale égale à (ou sensiblement

égale à) ladite matrice impédance caractéristique (c'est-à-dire Z_{RC}), le procédé selon l'invention étant tel que, en chaque point le long de ladite ligne de transmission multiconductrice, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, il existe une matrice inversible, notée S , telle que le produit de S par ladite matrice impédance linéique par ladite matrice admittance linéique par l'inverse de S est une matrice diagonale (ou sensiblement une matrice diagonale), ladite matrice S étant uniforme (ou sensiblement uniforme) sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice. En d'autres termes, la seconde partie de la dernière phrase signifie que, dans cette deuxième circonstance, le procédé selon l'invention est tel que, en chaque abscisse z le long de ladite ligne de transmission multiconductrice, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, il existe une matrice S non singulière telle que $S Z_R Y_R S^{-1}$ est une matrice diagonale (ou sensiblement une matrice diagonale), ladite matrice S étant indépendante (ou sensiblement indépendante) de l'abscisse z le long de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs. Clairement, la matrice $S_R = S$ satisfait la seconde ligne de l'équation (2) et est indépendante de z . Notons 'A la transposée d'une matrice A . Les matrices Z_R et Y_R étant symétriques, nous observons que la matrice T_R donnée par

$$\mathbf{T}_R = {}^t \mathbf{S}_R^{-1} \quad (7)$$

est une solution de la première ligne de l'équation (2) et est indépendante de z . En utilisant ce choix d'une matrice S_R et d'une matrice T_R , nous pouvons définir le vecteur colonne V_{RM} et le vecteur colonne I_{RM} , donnés par :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_R = \mathbf{S}_R \mathbf{V}_{RM} \\ \mathbf{I}_R = \mathbf{T}_R \mathbf{I}_{RM} \end{cases} \quad (8)$$

Nous notons que, dans la deuxième circonstance, le procédé selon l'invention est tel que, en chaque point le long de ladite ligne de transmission multiconductrice, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, il existe une matrice inversible, notée T , telle que le produit de T par ladite matrice admittance linéique par ladite matrice impédance linéique par l'inverse de T est une matrice diagonale (ou sensiblement une matrice diagonale), ladite matrice T étant uniforme (ou sensiblement uniforme) le long de ladite ligne de transmission multiconductrice.

Les matrices Z_{RC} , S_R et T_R étant indépendantes de z , il est alors possible de montrer que les équations différentielles du second ordre satisfaites par les nouvelles variables V_{RM} et I_{RM} sont

$$\begin{cases} \frac{d^2 \mathbf{V}_{RM}}{dz^2} - \Gamma_R^2 \mathbf{V}_{RM} = \frac{d\Gamma_R}{dz} \Gamma_R^{-1} \frac{d\mathbf{V}_{RM}}{dz} \\ \frac{d^2 \mathbf{I}_{RM}}{dz^2} - \Gamma_R^2 \mathbf{I}_{RM} = \frac{d\Gamma_R}{dz} \Gamma_R^{-1} \frac{d\mathbf{I}_{RM}}{dz} \end{cases} \quad (9)$$

Clairement, Γ_R et $d\Gamma_R/dz$ étant des matrices diagonales, ces équations différentielles sont découplées, si bien que nous avons réalisé une décomposition modale. Par conséquent, dans la deuxième circonstance, nous pouvons considérer que \mathbf{I}_{RM} est le vecteur colonne des n courants modaux i_{RM1}, \dots, i_{RMn} , que \mathbf{V}_{RM} est le vecteur colonne des n tensions modales v_{RM1}, \dots, v_{RMn} , et que les γ_j sont les constantes de propagation des différents modes de propagation de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs.

Par conséquent, si $\mathbf{S}_R = \mathbf{S}$ et si \mathbf{T}_R est donnée par l'équation (7), \mathbf{S}_R sera appelée la "matrice de passage des tensions naturelles aux tensions modales", et \mathbf{T}_R sera appelée la "matrice de passage des courants naturels aux courants modaux". L'expression "variable électrique modale" désignera indifféremment un courant modal ou une tension modale. Les matrices \mathbf{S}_R et \mathbf{T}_R sont donc les matrices de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales (en anglais : the transition matrices from modal electrical variables to natural electrical variables).

Dans la deuxième circonstance, il est possible de montrer que l'écho et la diaphonie interne sont très efficacement réduits si le procédé selon l'invention comporte en outre les étapes suivantes :

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

on utilise un dit circuit de réception délivrant m "signaux de sortie du circuit de réception" correspondant chacun à une voie de transmission, l'entrée du dit circuit de réception étant couplée aux n conducteurs de transmission et au dit conducteur de retour, ledit circuit de réception combinant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour selon des combinaisons linéaires, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une et une seule des dites variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales.

Dans la deuxième circonstance, la sortie d'un des dits circuits d'émission délivre des variables électriques modales, les dites variables électriques modales étant définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, chacune des dites variables

électriques modales étant principalement déterminée par un et un seul des dits “signaux d’entrée du circuit d’émission”. Ceci doit être interprété dans un sens large, comme : chacune des dites variables électriques modales est principalement déterminée, à chaque instant, par l’histoire, jusqu’au dit instant, d’un et un seul des dits “signaux d’entrée du circuit d’émission”.

- 5 L’utilisation soit des courants modaux soit des tensions modales comme variables électriques modales étant sans incidence physique, utilisons par exemple les tensions modales comme variables électriques modales. Dans ce cas, V_{RM} produit par ledit un des dits circuits d’émission est déterminé, à chaque instant, par l’histoire, jusqu’au dit instant, des dits “signaux d’entrée du circuit d’émission”. Ainsi, en utilisant l’équation (8), nous voyons que, à chaque fréquence
- 10 f dans ladite bande de fréquences connue, ledit un des dits circuits d’émission doit produire, à son point de connexion à l’interconnexion, sur chaque conducteur de transmission, les tensions naturelles référencées au conducteur de retour du vecteur-colonne $V_R(f)$ donné par :

$$V_R(f) = S_R(f) V_{RM}(f) \quad (10)$$

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

$$V_{RM}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} V_{RM}(t) e^{-2i\pi ft} dt \quad (11)$$

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

$$V_R(t) = 2 \operatorname{Re} \left[\int_0^{+\infty} V_R(f) e^{2i\pi ft} df \right] \quad (12)$$

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

- Dans la deuxième circonstance, 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”
- 30 étant principalement déterminé par une et une seule des dites variables électriques modales, les dites variables électriques modales étant définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales de ladite ligne de transmission

multiconductrice à $n + 1$ conducteurs. Ceci doit être interprété dans un sens large, comme : chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" est principalement déterminé, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant, d'une et une seule des dites variables électriques modales. Puisque l'utilisation soit des courants modaux soit des tensions modales
 5 comme variables électriques modales est sans incidence physique, et puisque ledit un des dits circuits de réception combine les tensions naturelles référencées au conducteur de retour présentes sur l'interconnexion, utilisons par exemple les tensions modales comme variables électriques modales. Dans ce cas, les dits "signaux de sortie du circuit de réception" sont principalement déterminés, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant, de V_{RM} à
 10 l'entrée du dit un des dits circuits de réception. Nous voyons aussi que ledit un des dits circuits de réception doit, à chaque instant t , utiliser le vecteur-colonne $V_{RM}(t)$ donné par la transformée de Fourier inverse

$$V_{RM}(t) = 2 \operatorname{Re} \left[\int_0^{+\infty} V_{RM}(f) e^{2i\pi ft} df \right] \quad (13)$$

où nous écrivons la dépendance en fonction de la fréquence pour indiquer les vecteurs dans
 15 le domaine fréquentiel, et où, selon l'équation (8), $V_{RM}(f)$ est donné par

$$V_{RM}(f) = S_R^{-1}(f) V_R(f) \quad (14)$$

Dans l'équation (13), l'intégration sur toutes les fréquences positives peut bien sûr être remplacée par une intégration sur ladite bande de fréquences connue. Puisque ledit un des dits circuits de réception doit capter sur l'interconnexion, à son point de connexion à
 20 l'interconnexion, les tensions naturelles référencées au conducteur de retour, nous voyons que le vecteur-colonne $V_R(f)$ utilisé dans l'équation (14) est donné par la transformée de Fourier

$$V_R(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} V_R(t) e^{-2i\pi ft} dt \quad (15)$$

Par conséquent, la causalité implique que chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" est principalement déterminé, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant,
 25 de V_R à l'entrée du dit un des dits circuits de réception.

Dans la troisième circonstance, le procédé selon l'invention est tel que, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour (c'est-à-dire Z_{RL}) est une matrice non diagonale égale à (ou sensiblement égale à) ladite matrice impédance caractéristique (c'est-à-dire Z_{RC}), le procédé selon
 30 l'invention étant tel que, en chaque point le long de ladite ligne de transmission multiconductrice, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, le produit de ladite matrice impédance linéique par ladite matrice admittance linéique est égal (ou sensiblement

égal) au produit d'un scalaire par la matrice unité d'ordre n . Dans cette troisième circonstance, en chaque abscisse z le long de ladite ligne de transmission multiconductrice, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, nous pouvons écrire

$$\mathbf{Y}_R \mathbf{Z}_R = \mathbf{Z}_R \mathbf{Y}_R = \gamma^2 \mathbf{I}_n \quad (16)$$

5 où \mathbf{I}_n est la matrice unité d'ordre n (aussi appelée matrice identité d'ordre n) et où γ est ledit scalaire, ledit scalaire étant un nombre complexe qui peut dépendre de la fréquence et qui peut dépendre de z . Par conséquent, les matrices \mathbf{T}_R et \mathbf{S}_R peuvent être choisies égales à la matrice unité d'ordre n . Par conséquent, toute variable électrique naturelle peut aussi, dans cette troisième circonstance, être considérée comme une variable électrique modale.

10 A partir des équations (1) et (16), il est possible de montrer que la matrice impédance caractéristique est donnée par :

$$\mathbf{Z}_{RC} = \frac{1}{\gamma} \mathbf{Z}_R = \gamma \mathbf{Y}_R^{-1} \quad (17)$$

Dans la troisième circonstance, il est possible de montrer que l'écho et la diaphonie interne sont très efficacement réduits si le procédé selon l'invention comporte en outre les
15 étapes suivantes :

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
20 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
25 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.

Dans la troisième circonstance, la sortie d'un des dits circuits d'émission délivre des variables électriques naturelles, chacune des dites variables électriques naturelles étant
30 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".

Dans la troisième circonstance, 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. 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
 5 dit instant, des dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour.

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
 10 spécialiste comprend que l’interconnexion et le conducteur de référence sont pris en compte, de telle sorte qu’il faut considérer, à une abscisse donnée z le long de l’interconnexion :

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

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
 20 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 :

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{V}_G}{dz} = -\mathbf{Z}_G \mathbf{I}_G \\ \frac{d\mathbf{I}_G}{dz} = -\mathbf{Y}_G \mathbf{V}_G \end{cases} \quad (18)$$

Dans l’équation (18), les matrices \mathbf{Z}_G et \mathbf{Y}_G sont des matrices carrées d’ordre $n + 1$.
 25 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 (18), nous pouvons dire que, avec une précision suffisante :

- les $v_{Gj} - v_{G n+1}$ ne dépendent que des i_1, \dots, i_n ;
- 30 - 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 .

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 \mathbf{Z}_{RG} et une admittance linéique \mathbf{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 :

$$\mathbf{Z}_G \approx \begin{pmatrix} Z_{R11} + Z_{RG} & \cdots & Z_{R1n} + Z_{RG} & Z_{RG} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ Z_{Rn1} + Z_{RG} & \cdots & Z_{Rnn} + Z_{RG} & Z_{RG} \\ Z_{RG} & \cdots & Z_{RG} & Z_{RG} \end{pmatrix} \quad (19)$$

et

$$\mathbf{Y}_G \approx \begin{pmatrix} Y_{R11} & \cdots & Y_{R1n} & -\sum_{i=1}^n Y_{R1i} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ Y_{Rn1} & \cdots & Y_{Rnn} & -\sum_{i=1}^n Y_{Rni} \\ -\sum_{i=1}^n Y_{Ri1} & \cdots & -\sum_{i=1}^n Y_{Rin} & Y_{RG} + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n Y_{Rij} \end{pmatrix} \quad (20)$$

Les équations exactes pour les matrices \mathbf{Z}_G et \mathbf{Y}_G sont divulguées dans l'article de F. Broydé et E. Clavelier intitulé "Modeling the interconnection of a pseudo-differential link using a wide return conductor", publié dans les actes du "13th IEEE Workshop on Signal Propagation on Interconnects, SPI 2009", qui s'est tenu à Strasbourg, en France, en mai 2009.

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} et appelée "matrice impédance caractéristique par rapport à la masse". \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 (19) et (20) sont exactes, nous avons :

$$\mathbf{Z}_{GC} = \begin{pmatrix} \mathbf{Z}_{RC} + \sqrt{\frac{Z_{RG}}{Y_{RG}}} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} (1 \cdots 1) & \sqrt{\frac{Z_{RG}}{Y_{RG}}} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} \\ \sqrt{\frac{Z_{RG}}{Y_{RG}}} (1 \cdots 1) & \sqrt{\frac{Z_{RG}}{Y_{RG}}} \end{pmatrix} \quad (21)$$

Les spécialistes savent, par exemple par le calcul basé sur la géométrie des conducteurs et des diélectriques, sur la conductivité des conducteurs et sur la permittivité et les pertes des diélectriques, 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 et de z . Les spécialistes savent aussi mesurer ces matrices. Il est donc clair qu'il est possible de dimensionner les conducteurs d'une structure convenable pour que :

- les équations (19) et (20) soient vérifiées avec une précision suffisante dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue ;
- la matrice \mathbf{Z}_{RC} soit sensiblement indépendante de z ;

- on obtienne une matrice 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
 5 une précision suffisante dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, être modélisée par une ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les dits courants naturels
 10 comme variables électriques naturelles, la matrice impédance caractéristique de ladite ligne de transmission multiconductrice étant uniforme (ou sensiblement uniforme) sur sa longueur.

On notera que, dans de nombreux cas, nous pouvons considérer que, pour le calcul des matrices Z_{RC} , S_R et T_R de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, les pertes sont négligeables dans certaines bandes de fréquences, par exemple quand ladite partie
 15 de ladite bande de fréquences connue est au-dessus de 1 MHz. Dans ce cas, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, Z_{RC} est réelle et indépendante de la fréquence et les matrices S_R et T_R peuvent être choisies réelles et indépendantes de la fréquence. A des fréquences plus basses, par exemple quand ladite partie de ladite bande de fréquences connue contient des fréquences en dessous de 1 MHz, les pertes ne sont souvent pas négligeables, et
 20 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, parce que la diaphonie interne et l'écho aux fréquences basses peuvent dans de nombreux cas être négligés, et parce que, dans ces cas, il peut être sans importance que les circuits de terminaison présentent une matrice impédance proche de Z_{RC} à ces fréquences
 25 basses. Par conséquent, ladite partie de ladite bande de fréquences connue sera souvent contenue dans l'intervalle des fréquences comprises entre 1 MHz et 100 GHz.

Cependant, la fréquence au delà de laquelle les pertes peuvent éventuellement être négligées pour le calcul des matrices Z_{RC} , S_R et T_R de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs dépend de la forme et de la position des conducteurs dans
 30 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
 35 partie de ladite bande de fréquences connue, il est possible d'obtenir que Z_{RC} , S_R et T_R soient réelles et indépendantes de la fréquence dans ladite bande de fréquences connue, quand Z_{RC} , S_R et T_R sont réelles et indépendantes de la fréquence dans ladite partie de ladite bande de

fréquences connue. Quand Z_{RC} est réelle et indépendante de la fréquence dans ladite bande de fréquences connue, nous obtenons la conséquence suivante qui simplifie la conception d'un dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention dans la deuxième circonstance et la troisième circonstance : la matrice Z_{RC} peut être réalisée avec un réseau d'au plus $n(n + 1)/2$ résistances. Quand S_R et T_R sont réelles et indépendantes de la fréquence dans ladite bande de fréquences connue, nous obtenons les conséquences suivantes qui simplifient la conception d'un dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention dans la deuxième circonstance :

a) les équations (10), (11) et (12) définissant le fonctionnement d'un circuit d'émission deviennent

$$V_R(t) = S_R V_{RM}(t) \quad (22)$$

b) les équations (13), (14) et (15) définissant le fonctionnement d'un circuit de réception deviennent

$$V_{RM}(t) = S_R^{-1} V_R(t) \quad (23)$$

Le spécialiste comprend qu'un circuit de terminaison ayant, à une fréquence donnée, une matrice impédance égale à Z_{RC} peut être constitué de $n(n + 1)/2$ dipôles linéaires passifs, n des dits dipôles linéaires passifs étant connectés chacun 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 chacun 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 Z_{RC} peut souvent être constitué de moins de $n(n + 1)/2$ dipôles linéaires passifs. L'adéquation d'un circuit de terminaison donné peut par exemple être déterminée en utilisant une norme appropriée de la matrice $Z_{RL} - Z_{RC}$. Par exemple un circuit de terminaison peut être dimensionné de façon telle que tous les éléments de la matrice $Z_{RL} - Z_{RC}$ aient un module inférieur à une valeur arbitraire suffisamment petite, par exemple 3 Ohms. Cependant, il est souvent plus approprié de déterminer l'adéquation d'un circuit de terminaison donné en utilisant une norme appropriée de la matrice des coefficients de réflexion en tension, par rapport au conducteur de retour, du dit circuit de terminaison, notée P_R et définie par l'équation (6). Par exemple, au moins un circuit de terminaison peut être dimensionné de façon telle que, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, chaque élément de la matrice P_R ait un module inférieur ou égal à une valeur arbitraire suffisamment petite, par exemple 5/100.

Il est important, pour que l'invention puisse apporter les caractéristiques voulues, que l'interconnexion se comporte, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, comme une ligne de transmission

multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, la matrice impédance caractéristique de ladite ligne de transmission multiconductrice étant sensiblement uniforme 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. Dans certains cas, pour
 5 prendre en compte des impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, le concepteur peut se limiter à constater qu'elles ne sont pas présentes ou qu'elles peuvent être négligées. Dans d'autres cas, pour prendre en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, le concepteur doit quantitativement considérer
 10 ces impédances localisées, de façon à obtenir que ladite matrice impédance caractéristique soit suffisamment uniforme sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice.

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

20 Selon l'invention, pour s'assurer qu'aucune réflexion d'un signal incident ne se produise à un niveau gênant 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
 25 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 aux deux extrémités de l'interconnexion, il est nécessaire de disposer des circuits de terminaison aux deux extrémités de l'interconnexion. Ainsi, selon le procédé de l'invention, nous pouvons soit disposer un circuit de terminaison à
 30 seulement une extrémité de l'interconnexion, soit disposer un circuit de terminaison à chaque extrémité de l'interconnexion.

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

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, avec une précision suffisante 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 utilisant des tensions naturelles référencées au conducteur de retour et des courants naturels comme variables électriques naturelles, ladite ligne de transmission multiconductrice ayant une matrice impédance linéique et une matrice admittance linéique qui ne sont pas toutes deux uniformes (ou sensiblement uniformes) sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice, la matrice impédance caractéristique de ladite ligne de transmission multiconductrice étant uniforme (ou sensiblement uniforme) sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice.

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 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 sensiblement égale à ladite matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour.

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.

Nous décrivons à présent un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention. Un dispositif pour la transmission procurant, dans une bande de fréquences 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 d'un conducteur de référence (masse), n étant un entier supérieur ou égal à m ,
 5 l'interconnexion étant modélisée (avec une précision suffisante), 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
 10 ligne de transmission multiconductrice utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles, ladite ligne de transmission multiconductrice ayant une matrice impédance linéique et une matrice admittance linéique qui ne sont pas toutes deux uniformes ou sensiblement
 15 uniforme (ou sensiblement uniforme) sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice ;

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
 20 au moins un circuit de terminaison est dans l'état activé, approximativement caractérisé, pour ladite interconnexion, en au moins un point de repos, pour des petits signaux dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, par une matrice impédance par rapport au conducteur de retour, notée Z_{RL} , ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour étant une matrice carrée d'ordre n .

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

Dans la première circonstance, un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon
 30 l'invention peut être tel que, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour (c'est-à-dire Z_{RL}) est égale à (ou sensiblement égale à) une matrice diagonale, ledit dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention comportant en outre :

au moins un dit circuit d'émission recevant m "signaux d'entrée du circuit d'émission"
 35 correspondant chacun à une voie de transmission, la sortie du dit au moins un dit 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" ;

5 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 principalement déterminé par une et une seule des tensions naturelles référencées au
10 conducteur de retour.

Dans la deuxième circonstance, un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention peut être tel que, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour (c'est-à-dire Z_{RL}) est une matrice non diagonale égale à (ou sensiblement égale à) ladite matrice impédance caractéristique (c'est-à-
15 dire Z_{RC}), ledit dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention étant tel que, en chaque point le long de ladite ligne de transmission multiconductrice, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, il existe une matrice inversible, notée S , telle que le produit de S par ladite matrice impédance linéique par ladite matrice admittance linéique par l'inverse de S est une matrice diagonale (ou sensiblement une matrice diagonale), ladite matrice S étant
20 uniforme (ou sensiblement uniforme) sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice, ledit dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention comportant en outre :

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 aux n conducteurs de transmission, la sortie du dit au moins un dit circuit d'émission délivrant des variables électriques modales quand ledit au moins un dit circuit d'émission est dans l'état activé, les dites variables électriques modales étant définies par une matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, ladite matrice de passage des variables électriques
30 naturelles aux variables électriques modales étant égale à ladite matrice S ou à l'inverse de la transposée de ladite matrice S , chacune des dites variables électriques modales étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;

35 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 aux n conducteurs de transmission et au dit conducteur de retour, ledit

au moins un dit circuit de réception combinant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour selon des combinaisons linéaires, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une et une seule des dites variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales.

5

Dans la troisième circonstance, un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention peut être tel que, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour (c'est-à-dire Z_{RL}) est une matrice non diagonale égale à (ou sensiblement égale à) ladite matrice impédance caractéristique (c'est-à-dire Z_{RC}), ledit dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention étant tel que, en chaque point le long de ladite ligne de transmission multiconductrice, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, le produit de ladite matrice impédance linéique par ladite matrice admittance linéique est égal (ou sensiblement égal) au produit d'un scalaire par la matrice unité d'ordre n , ledit dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention comportant en outre :

10

15

au moins un dit circuit d'émission recevant m "signaux d'entrée du circuit d'émission" correspondant chacun à une voie de transmission, la sortie du dit au moins un dit circuit d'émission étant couplée 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" ;

20

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 principalement déterminé par les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour.

25

30

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 ceux définis ci-dessus. Cependant, l'existence d'un état désactivé pour au moins un des dits circuits d'émission n'est nullement une caractéristique de l'invention. Selon l'invention, il est possible qu'il existe un état désactivé pour au moins un des dits circuits de réception, dans lequel le comportement de ce circuit de réception est différent de ceux définis 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.

35

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

10 Pour un circuit de terminaison utilisé dans la deuxième circonstance ou dans la troisième circonstance, l'exigence relative à Z_{RL} , à savoir que Z_{RL} doit être une matrice carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à Z_{RC} , devrait être applicable au fonctionnement normal du dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention. Ledit point de repos choisi pour déterminer Z_{RL} devrait donc être tel que les tensions de repos entre
15 chacun des dits conducteurs de transmission et ledit conducteur de retour ont des valeurs susceptibles d'apparaître à un instant donné en fonctionnement normal.

Un circuit de terminaison utilisé dans un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention peut être tel qu'il se comporte comme un circuit linéaire pour l'interconnexion. Par conséquent, ledit au moins un circuit de terminaison couplé au dit
20 conducteur de retour et à chacun des dits conducteurs de transmission peut être tel que ledit au moins un circuit de terminaison est, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, quand ledit au moins un circuit de terminaison est dans l'état activé, approximativement caractérisé, pour ladite interconnexion, par une matrice impédance par rapport au conducteur de retour, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour étant une matrice
25 carrée d'ordre n .

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
30 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.

Un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, grâce aux caractéristiques spécifiées pour l'interconnexion et pour les terminaisons, utilise le conducteur
35 de retour comme chemin de retour pour le courant de retour produit par les courants circulant sur les n conducteurs de transmission, comme les inventions décrites dans les dites demandes de brevet français numéro 07/05260, numéro 08/04429 et numéro 08/04430, et les demandes

internationales correspondantes. 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 le procédé selon l'invention et le dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention sont pseudo-différentiels.

5 Dans un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, il est possible que chacun des dits circuits de terminaison soit disposé à une extrémité de ladite interconnexion. Cette disposition est préférée car les spécialistes comprennent que c'est la meilleure technique pour éliminer les réflexions de signaux se propageant dans ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs.

10 Un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention peut être tel que les dits circuits de terminaison, les dits circuits d'émission et les dits circuits de réception sont tous deux à deux sans parties communes. Inversement, un dispositif mettant en oeuvre le procédé selon l'invention peut être tel que les dits circuits de terminaison, les dits circuits d'émission et les dits circuits de réception ne sont pas tous deux à deux sans parties communes.

15 Un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention peut être tel qu'au moins un dit circuit de terminaison est constitué d'un réseau de résistances, n des dites résistances étant chacune connectée entre un des dits conducteurs de transmission et ledit conducteur de retour. Dans la deuxième circonstance et dans la troisième circonstance, ledit réseau de résistances peut en outre comporter au moins une résistance connectée entre deux
20 des dits conducteurs de transmission.

Un circuit de terminaison constitué d'un réseau de résistances n'est cependant nullement une caractéristique de l'invention. Selon un premier exemple, les concepteurs, en vue de réduire la puissance dissipée par un des dits circuits de terminaison, peuvent choisir de ne permettre à ce circuit de terminaison d'être efficace que dans un intervalle de fréquences
25 pertinent, par exemple en incluant des réactances appropriées dans ce circuit de terminaison. Selon un deuxième exemple, un des dits circuits de terminaison pourrait incorporer des composants actifs, par exemple des transistors à effet de champ à grille isolée (MOSFET) opérant dans le régime ohmique. L'impédance du canal de tels composants peut être réglable par un moyen électrique. Par conséquent, un dispositif mettant en oeuvre le procédé selon
30 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, l'impédance du canal d'un ou plusieurs MOSFET peut par exemple être contrôlée par un ou
35 plusieurs signaux de contrôle prenant des valeurs différentes dans l'état activé et dans l'état désactivé. Par conséquent, au moins un des dits circuits de terminaison peut être tel que ledit circuit de terminaison a un état activé et un état désactivé, la matrice impédance, par rapport

au dit conducteur de retour, du dit circuit de terminaison dans l'état activé étant différente de la matrice impédance, par rapport au dit conducteur de retour, du dit circuit de terminaison dans l'état désactivé.

Dans le cas où un des dits circuits de terminaison a un état activé et un état désactivé, des composants tels que des transistors peuvent par exemple être utilisés comme des commutateurs ayant un état fermé et un état ouvert. Dans ce cas, les dits transistors peuvent par exemple être dans l'état fermé quand ce circuit de terminaison est dans l'état activé, et être dans l'état ouvert quand ce circuit de terminaison est dans l'état désactivé. Par conséquent, il est possible qu'au moins un dit circuit de terminaison ait un état activé et un état désactivé, chaque courant circulant depuis ledit au moins un dit circuit de terminaison vers un des dits conducteurs de transmission étant sensiblement nul lorsque ledit au moins un dit circuit de terminaison est dans l'état désactivé. Les concepteurs, en vue de réduire la puissance dissipée par un tel circuit de terminaison, peuvent choisir de mettre ce circuit de terminaison dans l'état désactivé quand un circuit d'émission proche du circuit de terminaison est dans l'état activé.

Dans la première circonstance, un objectif pour la conception d'un circuit d'émission ou d'un circuit de réception est la création de voies indépendantes, un conducteur de transmission étant alloué à chaque voie. Dans la deuxième circonstance, pour la conception d'un circuit d'émission ou d'un circuit de réception, il est possible d'utiliser les équations pour la conception présentées dans la section V du dit article intitulé "A New Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections", bien que cet article ne considère que le cas où une ligne de transmission multiconductrice uniforme peut être utilisée pour modéliser une interconnexion qui ne comporte pas de conducteur de retour. Dans la troisième circonstance, pour la conception d'un circuit d'émission ou d'un circuit de réception, il est possible d'utiliser les équations pour la conception présentées dans le tableau I de l'article de F. Broydé et E. Clavelier intitulé "Echo-Free and Crosstalk-Free Transmission in Particular Interconnections", publié dans *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 19, No. 4, pages 209 à 211, en avril 2009, bien que cet article ne considère que le cas où une ligne de transmission multiconductrice uniforme peut être utilisée pour modéliser une interconnexion qui ne comporte pas de conducteur de retour.

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 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 et au conducteur de référence.

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 référence, à toute fréquence

dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, une matrice impédance qui est une matrice carrée non diagonale d'ordre $n + 1$.

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 réception et/ou avec un des dits circuits de terminaison et/ou avec un des dits circuits d'émission.

10 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. 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
15 connues des spécialistes.

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

25 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 pour la mise en oeuvre du 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.

30 BRÈVE PRÉSENTATION DES DIFFÉRENTES FIGURES

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

- la figure 1 représente un dispositif de transmission pseudo-différentiel
35 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 dans un dispositif de transmission pseudo-différentiel, et a déjà été commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique ;
 - 5 - la figure 3 représente un deuxième circuit de terminaison pouvant être utilisé dans un dispositif de transmission pseudo-différentiel, et a déjà été commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique ;
 - la figure 4 représente la configuration physique d'un dispositif de transmission pseudo-différentiel, et a déjà été commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique ;
 - 10 - la figure 5 représente un premier mode de réalisation de l'invention ;
 - la figure 6 montre une section droite de l'interconnexion utilisée dans le premier mode de réalisation ;
 - la figure 7 montre une section droite de l'interconnexion utilisée dans un deuxième mode de réalisation ;
 - 15 - la figure 8 montre une section droite de l'interconnexion utilisée dans un troisième mode de réalisation ;
 - la figure 9 montre une section droite de l'interconnexion utilisée dans le premier mode de réalisation, avec indication de plusieurs paramètres dimensionnels ;
 - 20 - la figure 10 montre une section droite de l'interconnexion utilisée dans le deuxième mode de réalisation, avec indication de plusieurs paramètres dimensionnels ;
 - la figure 11 montre une section droite de l'interconnexion utilisée dans le troisième mode de réalisation, avec indication de plusieurs paramètres dimensionnels ;
 - 25 - la figure 12 représente le deuxième mode de réalisation de l'invention ;
 - la figure 13 représente le troisième mode de réalisation de l'invention ;
 - la figure 14 représente un quatrième mode de réalisation de l'invention.

30 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 5 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 d'un 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). Le circuit d'émission (5) comporte n bornes de sortie qui sont connectées aux conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1), à l'extrémité proche de l'interconnexion (1). Le conducteur de retour (10) est mis à la masse 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 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).

L'interconnexion (1) est subdivisée en 2 segments d'interconnexion (101) (102). La figure 6 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 n'importe lequel des dits segments d'interconnexion (101) (102), cette section droite correspondant à la structure "coplanar-strips-over-return-conductor" définie dans les dits articles intitulés "A new pseudo-differential transmission scheme for on-chip and on-board interconnections" et "Pseudo-differential links using a wide return conductor and a floating termination circuit". Dans cette structure, le conducteur de retour (10) est une surface de cuivre et les conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) sont des pistes qui sont clairement plus proches du conducteur de retour (10) que du conducteur de référence (7). La figure 9 montre la même section droite, avec indication de plusieurs paramètres dimensionnels, notés s_1 , s_2 , w_1 , w_2 , v , h , H , t et T . Dans n'importe lequel des dits segments d'interconnexion (101) (102), la permittivité des diélectriques ne dépend pas de l'abscisse z le long de l'interconnexion et chacun des dits paramètres dimensionnels prend une valeur fixe. Ainsi, chacun des dits segments d'interconnexion (101) (102) est tel qu'il peut être modélisé, avec une précision suffisante dans une partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, par une ligne de transmission multiconductrice uniforme à $n + 1$ conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles.

Par conséquent, l'interconnexion (1) peut être modélisée, avec une précision suffisante dans ladite partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, par une ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles. La permittivité des diélectriques est significativement différente dans les différents segments d'interconnexion (101) (102). Par

conséquent, il n'a pas été possible de dimensionner les segments d'interconnexion (101) (102) de façon à ce que la ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser toute l'interconnexion soit une ligne de transmission multiconductrice uniforme. Ainsi, la ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser toute l'interconnexion a une matrice impédance linéique (aussi appelée "matrice impédance linéique par rapport au conducteur de retour" et notée Z_R) et une matrice admittance linéique (aussi appelée "matrice admittance linéique par rapport au conducteur de retour" et notée Y_R) qui ne peuvent pas être considérées comme toutes deux uniformes sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs.

10 Cependant, bien que les paramètres dimensionnels h , H , t et T ne soient pas libres dans cette conception particulière (ils sont déterminés par les exigences technologiques applicables à chacun des dits segments d'interconnexion), les paramètres dimensionnels s_1 , s_2 , w_1 , w_2 et v peuvent facilement être dimensionnés par un spécialiste, de façon à obtenir sensiblement la même matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour (notée Z_{RC}) pour
15 chacun des dits segments d'interconnexion (101) (102). Plus précisément, la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour Z_{RC1} applicable au premier segment (101) et la matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour Z_{RC2} applicable au deuxième segment (102) sont telles qu'une norme convenable de $Z_{RC1} - Z_{RC2}$ est suffisamment petite, de sorte que nous pouvons par exemple définir Z_{RC} par
20 $Z_{RC} = (Z_{RC1} + Z_{RC2})/2$. Ainsi, la matrice impédance caractéristique de la ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser toute l'interconnexion (1) est sensiblement uniforme sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice. La matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour Z_{RC} est donnée par

$$25 \quad Z_{RC} \approx \begin{pmatrix} 54,77 & 4,47 & 0,38 & 0,03 \\ 4,47 & 54,60 & 4,45 & 0,38 \\ 0,38 & 4,45 & 54,60 & 4,47 \\ 0,03 & 0,38 & 4,47 & 54,77 \end{pmatrix} \Omega \quad (24)$$

Le circuit de terminaison (4) est tel que, dans ladite partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, la matrice impédance par rapport au conducteur de retour du circuit de terminaison, notée Z_{RL} , est une matrice diagonale d'ordre n . Le spécialiste comprend que le circuit de terminaison (4) se comporte comme s'il n'était pas connecté à la masse. Par
30 conséquent, il n'y a pas de contrainte sur la manière dont est routée l'interconnexion (1) par rapport à la masse (7).

Pour optimiser la matrice diagonale Z_{RL} définie plus haut, le concepteur peut choisir de minimiser la norme matricielle $\|P_R\|_\infty$ de la matrice des coefficients de réflexion en tension du circuit de terminaison par rapport au conducteur de retour, cette norme matricielle étant

égale à la plus grande somme des modules des éléments d'une ligne. De cette façon, le concepteur obtient

$$\mathbf{Z}_{RL} \approx \begin{pmatrix} 58,8 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 54,2 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 54,2 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 58,8 \end{pmatrix} \Omega \quad (25)$$

pour laquelle $\|\mathbf{P}_R\|_{\infty} \approx 0,082$. Par conséquent, le circuit de terminaison (4) peut être constitué :

- 5 - de 2 résistances d'environ 58,8 Ω , chacune de ces résistances étant connectée entre un des conducteurs de transmission (11) (14) numéro 1 ou 4 et le conducteur de retour ;
- et de 2 résistances d'environ 54,2 Ω , chacune de ces résistances étant connectée entre un des conducteurs de transmission (12) (13) numéro 2 ou 3 et le conducteur de retour.

Le circuit d'émission (5) délivre n variables de transmission, chacune des dites variables de transmission étant une tension entre une borne de sortie du circuit d'émission (5) et la masse. Puisque le conducteur de retour (10) est connecté à la masse à l'extrémité proche de l'interconnexion (1), nous pouvons dire que chacune des dites variables de transmission est une des tensions naturelles référencées au conducteur de retour. Chacune des dites variables de transmission délivrées par ledit circuit d'émission (5) est principalement déterminée par un et un seul des dits m "signaux d'entrée du 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 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, le circuit de réception (6) peut être identique au circuit de réception pseudo-différentiel montré sur la figure 2 de la demande de brevet français numéro 08/03830 du 7 juillet 2008 intitulée "Circuit de réception pseudo-différentiel", correspondant à la demande internationale numéro

25 PCT/IB2009/051053 du 13 mars 2009, intitulée "Pseudo-differential receiving circuit".

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

Deuxième mode de réalisation.

Au titre d'un deuxième mode de réalisation d'un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, donné à titre d'exemple non limitatif, nous avons représenté sur la

30 figure 12 un dispositif selon l'invention comportant une interconnexion (1) ayant $n = 2$

conducteurs de transmission (11) (12) et un conducteur de retour (10) distinct d'un conducteur de référence (7). Un circuit d'émission (5) reçoit en entrée les $m = 2$ "signaux d'entrée du circuit d'émission" des m voies de la source (2). Le circuit d'émission (5) comporte n bornes de sortie qui sont connectées aux conducteurs de transmission (11) (12) de l'interconnexion (1), à l'extrémité proche de l'interconnexion (1). Le conducteur de retour (10) est mis à la masse à l'extrémité proche de l'interconnexion (1). Un circuit de terminaison (4) est connecté aux conducteurs (10) (11) (12) 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) 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).

L'interconnexion (1) est subdivisée en 3 segments d'interconnexion (103) (104) (105). La figure 7 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 n'importe lequel des dits segments d'interconnexion (103) (104) (105), cette section droite correspondant à ladite structure "coplanar-strips-over-return-conductor". Dans cette structure, le conducteur de retour (10) est une surface de cuivre et les conducteurs de transmission (11) (12) sont des pistes qui sont clairement plus proches du conducteur de retour (10) que du conducteur de référence (7). La figure 10 montre la même section droite, avec indication de plusieurs paramètres dimensionnels, notés s , w , v , h , H , t et T . Dans n'importe lequel des dits segments d'interconnexion (103) (104) (105), la permittivité des diélectriques ne dépend pas de l'abscisse z le long de l'interconnexion et chacun des dits paramètres dimensionnels prend une valeur fixe. Ainsi, chacun des dits segments d'interconnexion (103) (104) (105) est tel qu'il peut être modélisé, avec une précision suffisante dans une partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, par une ligne de transmission multiconductrice uniforme à $n + 1$ conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles.

Par conséquent, l'interconnexion (1) peut être modélisée, avec une précision suffisante dans ladite partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, par une ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles. La permittivité des diélectriques est significativement différente dans les deux premiers segments d'interconnexion (103) (104) et aussi dans les deux derniers segments d'interconnexion (104) (105). Par conséquent, il n'a pas été possible de dimensionner les segments d'interconnexion (103) (104) (105) de façon à ce

que la ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser toute l'interconnexion soit une ligne de transmission multiconductrice uniforme. Ainsi, la ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser toute l'interconnexion a une matrice impédance linéique (notée Z_R) et une matrice admittance linéique (notée Y_R) qui ne peuvent pas être considérées comme toutes deux uniformes sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs.

Cependant, bien que les paramètres dimensionnels h, H, t et T ne soient pas libres dans cette conception particulière, les paramètres dimensionnels s, w et v peuvent facilement être dimensionnés par un spécialiste, de façon à obtenir la même matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour (notée Z_{RC}) pour chacun des dits segments d'interconnexion (103) (104) (105). Ainsi, la matrice impédance caractéristique de la ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser toute l'interconnexion (1) est uniforme sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice. Z_{RC} est donnée par

$$Z_{RC} = \begin{pmatrix} 147 & 60 \\ 60 & 147 \end{pmatrix} \Omega \quad (26)$$

Le circuit de terminaison (4) est tel que, dans ladite partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, la matrice impédance, par rapport à la masse, du circuit de terminaison est une matrice carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à Z_{RC} .

Dans ce deuxième mode de réalisation, en chaque abscisse z le long de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, il existe une matrice S_R non singulière telle que $S_R Z_R Y_R S_R^{-1}$ est une matrice diagonale, ladite matrice S_R étant indépendante de l'abscisse z le long de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs. Du fait de la symétrie de l'interconnexion (1), nous pouvons par exemple utiliser

$$S_R = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \quad (27)$$

qui définit un mode différentiel et un mode commun.

Le circuit d'émission (5) délivre n variables de transmission, chacune des dites variables de transmission étant une tension entre une borne de sortie du circuit d'émission (5) et la masse. Chaque borne de sortie du circuit d'émission (5) présente une basse impédance par rapport à la masse. Puisque le conducteur de retour (10) est connecté à la masse à l'extrémité proche de l'interconnexion (1), nous pouvons dire que chacune des dites variables de transmission est une des tensions naturelles référencées au conducteur de retour. Par conséquent, chacune des dites variables de transmission est une variable électrique naturelle de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser

l'interconnexion. Chacune des dites variables de transmission délivrées par ledit circuit d'émission (5) est une combinaison linéaire de signaux chacun principalement déterminé par un et un seul des dits m "signaux d'entrée du circuit d'émission", de telle sorte que la sortie du dit circuit d'émission (5) délivre des tensions modales définies par S_R , chacune des dites tensions modales étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission". Ainsi, l'équation (22) est applicable au fonctionnement du circuit d'émission (5) et V_{RM} produit par le circuit d'émission (5) est déterminé, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant, des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission".

Par exemple, ledit circuit d'émission (5) peut être similaire à un des circuits d'émission utilisés dans les modes de réalisation du brevet français numéro 0300064 du 6 janvier 2003 intitulé "Procédé et dispositif pour la transmission avec une faible diaphonie", correspondant à la demande internationale numéro PCT/EP2003/015036 du 24 décembre 2003 (WO 2004/062129), intitulée "Method and device for transmission with reduced crosstalk", par exemple au circuit d'émission utilisé dans la figure 7 du brevet français numéro 0300064 et de la demande internationale correspondante. Par exemple, ledit circuit d'émission (5) peut être similaire à un des circuits d'émission utilisés dans les modes de réalisation du brevet français numéro 0302814 du 6 mars 2003 intitulé "Procédé et dispositif numériques pour la transmission avec une faible diaphonie", correspondant à la demande internationale numéro PCT/EP2004/002382 du 18 février 2004 (WO 2004/079941), intitulée "Digital method and device for transmission with reduced crosstalk".

Le circuit de réception (6) délivre m "signaux de sortie du circuit de réception", chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une et une seule des dites tensions modales définies par la matrice S_R . Ainsi, l'équation (23) est applicable au fonctionnement du circuit de réception (6) et les dits "signaux de sortie du circuit de réception" sont principalement déterminés, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant, de V_{RM} à l'entrée du circuit de réception (6).

Par exemple, le circuit de réception (6) peut être un circuit de réception divulgué dans ladite demande de brevet français numéro 08/03830 ou dans la demande internationale correspondante.

Dans ce deuxième 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 résistance connectée entre le conducteur de retour (10) et la masse. Le circuit d'amortissement (8) amortit les résonances du circuit constitué par le conducteur de retour et le conducteur de référence.

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

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) ayant $n = 4$ conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) et un conducteur de retour (10) distinct d'un 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). Le circuit d'émission (5) comporte $n + 1$ bornes de sortie qui sont 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 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).

L'interconnexion (1) est subdivisée en 2 segments d'interconnexion (101) (102). La figure 8 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 n'importe lequel des dits segments d'interconnexion (101) (102), cette section droite correspondant à la structure "coplanar-strips-inside-return-conductor" définie dans les dits articles intitulés "A new pseudo-differential transmission scheme for on-chip and on-board interconnections" et "Pseudo-differential links using a wide return conductor and a floating termination circuit". Dans cette structure, le conducteur de retour (10) est constitué de deux surfaces de cuivre 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). La figure 11 montre la même section droite, avec indication de plusieurs paramètres dimensionnels, notés $s_1, s_2, w_1, w_2, v, h_1, h_2, H, t$ et T . Dans n'importe lequel des dits segments d'interconnexion (101) (102), la permittivité des diélectriques ne dépend pas de l'abscisse z le long de l'interconnexion et chacun des dits paramètres dimensionnels prend une valeur fixe. Ainsi, chacun des dits segments d'interconnexion (101) (102) est tel qu'il peut être modélisé, avec une précision suffisante dans une partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, par une ligne de transmission multiconductrice uniforme à $n + 1$ conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles.

La permittivité des diélectriques étant significativement différente dans les différents segments d'interconnexion (101) (102), l'interconnexion (1) peut être modélisée, avec une

précision suffisante dans ladite partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, par une ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles, ladite ligne de transmission multiconductrice ayant une matrice impédance linéique par rapport au conducteur de retour (notée Z_R) et une matrice admittance linéique par rapport au conducteur de retour (notée Y_R) qui ne peuvent pas être considérées comme toutes deux uniformes sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs.

Cependant, bien que les paramètres dimensionnels h_1, h_2, H, t et T ne soient pas libres dans cette conception particulière, les paramètres dimensionnels s_1, s_2, w_1, w_2 et v peuvent facilement être dimensionnés par un spécialiste, de façon à obtenir sensiblement la même matrice impédance caractéristique par rapport au conducteur de retour (notée Z_{RC}) pour chacun des dits segments d'interconnexion (101) (102). Ainsi, la matrice impédance caractéristique de la ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour modéliser toute l'interconnexion (1) est uniforme (ou sensiblement uniforme) sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice.

Le circuit de terminaison (4) est tel que, dans ladite partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, la matrice impédance, par rapport au conducteur de retour, du circuit de terminaison est une matrice carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à Z_{RC} .

A cause de la structure "coplanar-strips-inside-return-conductor" utilisée dans ce troisième mode de réalisation, l'interconnexion (1) est telle que, en chaque point le long de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, dans ladite partie de ladite bande de fréquences utilisée pour la transmission, le produit $Z_R Y_R$ peut être considéré égal au produit d'un scalaire par la matrice unité d'ordre n , si bien que l'équation (16) est applicable.

Le circuit d'émission (5) est un dispositif divulgué dans la demande de brevet français numéro 08/03985 du 11 juillet 2008, intitulée "Dispositif d'interface multicanal avec circuit d'équilibrage", correspondant à la demande internationale numéro PCT/IB2009/051557 du 14 avril 2009, intitulée "Multichannel interfacing device having a balancing circuit", 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 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 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, 5 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, comme c'est le cas dans le deuxième mode de réalisation de ladite demande de brevet français numéro 08/04430 et de la demande internationale correspondante.

10 Le circuit de réception (6) peut être identique à celui utilisé dans le premier mode de réalisation.

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.

15 Dans ce troisième mode de réalisation, deux circuits d'amortissement (8) sont chacun 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, qui est constitué d'une résistance, ce noeud est une borne d'alimentation ayant une tension constante par rapport à un noeud de référence. Le second circuit d'amortissement, qui est constitué d'une branche 20 comportant un condensateur connecté en série avec une résistance, 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).

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

25 Dans le deuxième mode de réalisation, nous avons considéré une interconnexion qui est subdivisée en 3 segments d'interconnexion et, dans le troisième mode de réalisation, nous avons considéré une interconnexion qui est subdivisée en 2 segments d'interconnexion. Cependant, dans ces deux modes de réalisation, nous aurions pu considérer une interconnexion qui est subdivisée en p segments d'interconnexion, où p est un entier supérieur ou égal à 2, 30 chacun des dits segments d'interconnexion étant tel que ledit chacun des dits segments d'interconnexion peut être modélisé, avec une précision suffisante dans une partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, par une ligne de transmission multiconductrice uniforme à $n + 1$ conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme 35 variables électriques naturelles.

Quatrième mode de réalisation.

Au titre d'un quatrième mode de réalisation d'un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, donné à titre d'exemple non limitatif, nous avons représenté sur la figure 14 un dispositif selon l'invention, comportant une interconnexion (1) ayant $n = 4$ conducteurs de transmission et un conducteur de retour (10) distinct du conducteur de référence. L'interconnexion (1) ne peut pas être modélisée par une ligne de transmission multiconductrice uniforme, mais, 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, elle peut être modélisée par une ligne de transmission multiconductrice non uniforme à $n + 1$ conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles, ladite ligne de transmission multiconductrice étant telle que la matrice impédance caractéristique de ladite ligne de transmission multiconductrice est sensiblement uniforme le long de ladite ligne de transmission multiconductrice. 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 une partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, une matrice carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à ladite matrice impédance caractéristique. Deux circuits d'émission (5) placés en deux abscisses z différentes reçoivent à leurs entrées les signaux des $m = 4$ voies des deux sources (2). Chacun des dits circuits d'émission (5) comporte $n + 1$ bornes de sortie qui sont connectées aux $n + 1$ conducteurs de l'interconnexion (1). Trois circuits de réception (6) sont placés en trois abscisses z différentes. Les $n + 1$ bornes d'entrée de chaque circuit de réception (6) sont connectées aux $n + 1$ conducteurs de l'interconnexion (1). La sortie de chaque circuit de réception (6) délivre m "signaux de sortie du circuit de réception" à un destinataire (3). Trois circuits d'amortissement (8) sont connectés entre le conducteur de retour (10) et le conducteur de référence.

Sur la figure 14, chacun des circuits d'émission (5) est associé à un circuit de réception (6) placé à la même abscisse z que ledit chacun des circuits d'émission (5). Chacun des dits circuits d'émission (5) délivre, quand ledit chacun des dits circuits d'émission (5) est dans l'état activé, m variables électriques modales, chacune des dites variables électriques modales étant principalement déterminée par le signal d'une seule voie de la source (2) connectée au dit chacun des dits circuits d'émission (5). Par conséquent, chaque variable électrique modale est allouée à une et une seule voie. Nous notons que la figure 14 montre une architecture en bus de données, et que les lignes d'adresses et/ou de contrôle nécessaires pour obtenir l'état

activé d'au plus un circuit d'émission (5) à un instant donné ne sont pas représentées sur la figure 14.

Chacun des m "signaux de sortie du circuit de réception" délivré par n'importe lequel des circuits de réception (6) est principalement déterminé par une seule des tensions modales apparaissant à l'entrée du dit n'importe lequel des circuits de réception (6). Ainsi, les signaux des m voies d'une source (2) connectée à un circuit d'émission (5) dans l'état activé sont transmis aux m voies des destinataires (3), sans écho, sans diaphonie interne et sans diaphonie externe notables.

On note que, dans le dispositif de la figure 14, les circuits d'émission (5) et les circuits de réception (6) étant connectés en parallèle avec l'interconnexion (1), ils peuvent, pour ne pas perturber de façon préjudiciable la propagation des ondes le long de l'interconnexion (1), et pour ne pas provoquer de réflexions indésirables aux extrémités de l'interconnexion (1), présenter à l'interconnexion (1) des impédances élevées. Dans le dispositif de la figure 14, deux circuits de terminaison (4) sont nécessaires, car des ondes provenant de l'interconnexion (1) peuvent être incidentes sur ses deux extrémités.

Ce quatrième mode de réalisation est destiné à transmettre des signaux numériques. Sur la figure 14, l'architecture en bus utilise une connexion directe des circuits d'émission (5) et des circuits de réception (6) à l'interconnexion (1). Ceci n'est pas une caractéristique de l'invention. Par exemple, selon l'invention, des circuits d'émission (5) et/ou des circuits de réception (6) peuvent être couplés à l'interconnexion (1) en utilisant au moins un coupleur électromagnétique. Ce type de couplage est par exemple décrit dans le brevet des États-Unis d'Amérique numéro 7,080,186 intitulé "Electromagnetically-coupled bus system". Ce type de couplage indirect peut procurer une plus grande bande passante des transmissions.

INDICATIONS SUR LES APPLICATIONS INDUSTRIELLES

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

L'invention a l'avantage d'être applicable à des interconnexions qui ne peuvent pas être modélisées par une ligne de transmission multiconductrice uniforme, telles que, par exemple, l'interconnexion utilisée dans la figure 4 et discutée dans la section sur l'état de l'art antérieur. L'invention est particulièrement avantageuse pour la transmission à l'intérieur d'une carte imprimée rigide ou flexible ou à l'intérieur d'un module multi-puces (MCM), car dans ce contexte il n'est souvent pas possible d'utiliser une interconnexion qui peut être modélisée par une ligne de transmission multiconductrice uniforme aux fréquences de fonctionnement les plus élevées.

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 particulièrement adaptée à la signalisation multiniveau et à la
5 signalisation bidirectionnelle simultanée, car de tels procédés de transmission sont plus sensibles au bruit que la signalisation binaire unidirectionnelle.

REVENDEICATIONS

1. Procédé pour la transmission dans une interconnexion (1) ayant n conducteurs de transmission et un conducteur de retour distinct d'un conducteur de référence, n étant un entier supérieur ou égal à 2, ledit procédé procurant, dans une bande de fréquences connue, m voies de transmission correspondant chacune à un signal à transmettre depuis l'entrée d'au moins un circuit d'émission (5) jusqu'à la sortie d'au moins un circuit de réception (6), m étant un entier supérieur ou égal à 2 et inférieur ou égal à n , ledit procédé comportant les étapes suivantes :
- 5
- 10 on 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 utilisant des tensions naturelles référencées au conducteur de retour et des courants naturels comme variables électriques naturelles, ladite ligne de transmission multiconductrice ayant une matrice impédance linéique et une matrice admittance linéique qui ne sont pas toutes deux uniformes ou sensiblement uniformes sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice, la matrice impédance caractéristique de ladite ligne de transmission multiconductrice étant sensiblement uniforme sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice ;
- 15
- 20 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 .
- 25
2. Procédé pour la transmission selon la revendication 1, dans lequel, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour est sensiblement égale à une matrice diagonale, ledit procédé comportant en outre les étapes suivantes :
- 30
- 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
- 35
- dits "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;

on utilise un dit circuit de réception (6) délivrant m "signaux de sortie du circuit de réception" 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
5 principalement déterminé par une et une seule des tensions naturelles référencées au conducteur de retour.

3. Procédé pour la transmission selon la revendication 1, dans lequel, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour est une matrice non diagonale sensiblement égale à ladite matrice impédance
10 caractéristique, ledit procédé étant tel que, en chaque point le long de ladite ligne de transmission multiconductrice, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, il existe une matrice inversible, notée S , telle que le produit de S par ladite matrice impédance linéique par ladite matrice admittance linéique par l'inverse de S est sensiblement une matrice diagonale, ladite matrice S étant sensiblement uniforme sur la longueur de ladite ligne de
15 transmission multiconductrice.

4. Procédé pour la transmission selon la revendication 3, comportant en outre les étapes suivantes :

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)
20 étant couplée aux n conducteurs de transmission, la sortie du dit circuit d'émission (5) délivrant des variables électriques modales définies par une matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales étant égale à ladite matrice S ou à l'inverse de la transposée de ladite matrice S , chacune des
25 dites variables électriques modales étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;

on utilise un dit circuit de réception (6) délivrant m "signaux de sortie du circuit de réception" correspondant chacun à une voie de transmission, l'entrée du dit circuit de réception (6) étant couplée aux n conducteurs de transmission et au dit conducteur de retour, ledit
30 circuit de réception (6) combinant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour selon des combinaisons linéaires, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une et une seule des dites variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales.

5. Procédé pour la transmission selon la revendication 1, dans lequel, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour est une matrice non diagonale sensiblement égale à ladite matrice impédance caractéristique, ledit procédé étant tel que, en chaque point le long de ladite ligne de transmission multiconductrice, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, le produit de ladite matrice impédance linéique par ladite matrice admittance linéique est sensiblement égal au produit d'un scalaire par la matrice unité d'ordre n .

6. Procédé pour la transmission selon la revendication 5, comportant en outre les étapes suivantes :

10 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
15 dits "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;

on utilise un dit circuit de réception (6) délivrant m "signaux de sortie du circuit de réception" 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
20 principalement déterminé par les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour.

7. Dispositif pour la transmission procurant, dans une bande de fréquences connue, m voies de transmission correspondant chacune à un signal à transmettre entre l'entrée d'au moins un circuit d'émission (5) et la sortie d'au moins un circuit de réception (6), m étant un entier
25 supérieur ou égal à 2, ledit dispositif 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 modélisée avec une précision suffisante, dans une partie de ladite bande de fréquences connue, en prenant en compte les impédances localisées vues par
30 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 utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les courants naturels comme variables électriques naturelles, ladite ligne de transmission multiconductrice ayant une matrice impédance linéique et

une matrice admittance linéique qui ne sont pas toutes deux uniformes ou sensiblement uniformes sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice, la matrice impédance caractéristique de ladite ligne de transmission multiconductrice étant sensiblement uniforme sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice ;

5

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

10

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 .

8. Dispositif pour la transmission selon la revendication 7, dans lequel, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour est sensiblement égale à une matrice diagonale, ledit dispositif pour la transmission comportant en outre :

15

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" ;

20

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 une et une seule des tensions naturelles référencées au conducteur de retour.

25

30

9. Dispositif pour la transmission selon la revendication 7, dans lequel, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour est une matrice non diagonale sensiblement égale à ladite matrice impédance caractéristique, ledit dispositif pour la transmission étant tel que, en chaque point le long de ladite ligne de transmission multiconductrice, dans ladite partie de ladite bande de fréquences

35

connue, il existe une matrice inversible, notée S , telle que le produit de S par ladite matrice impédance linéique par ladite matrice admittance linéique par l'inverse de S est sensiblement une matrice diagonale, ladite matrice S étant sensiblement uniforme sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice, ledit dispositif pour la transmission comportant en

5 outre :

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

10 au moins un dit circuit de réception (6) délivrant, quand ledit au moins un dit circuit de réception (6) est dans l'état activé, m "signaux de sortie du circuit de réception" correspondant chacun à une voie de transmission, l'entrée du dit au moins un dit circuit de réception (6) étant couplée aux n conducteurs de transmission et au dit conducteur de retour, ledit au moins un dit circuit de réception (6) combinant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour selon des combinaisons linéaires, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une et une seule des dites variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales.

10. Dispositif pour la transmission selon la revendication 7, dans lequel, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ladite matrice impédance par rapport au conducteur de retour est une matrice non diagonale sensiblement égale à ladite matrice impédance caractéristique, ledit dispositif pour la transmission étant tel que, en chaque point le long de ladite ligne de transmission multiconductrice, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, le produit de ladite matrice impédance linéique par ladite matrice admittance linéique est sensiblement égal au produit d'un scalaire par la matrice unité d'ordre n , ledit dispositif pour la transmission comportant en outre :

35 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" ;

- 5 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"
- 10 étant principalement déterminé par les dites tensions naturelles référencées au conducteur de retour.

11. Dispositif pour la transmission selon l'une quelconque des revendications 7 à 10, dans lequel le nombre m de voies de transmission entre un des dits circuits d'émission (5) et un des dits circuits de réception (6) est égal au nombre n de conducteurs de transmission.

- 15 12. Dispositif pour la transmission selon l'une quelconque des revendications 7 à 11, dans lequel chacun des dits circuits de terminaison (4) est disposé à une extrémité de ladite interconnexion (1).

13. Dispositif pour la transmission selon l'une quelconque des revendications 7 à 12, dans lequel ladite interconnexion (1) est subdivisée en p segments d'interconnexion, où p est un
- 20 entier supérieur ou égal à 2, chacun des dits segments d'interconnexion étant tel que ledit chacun des dits segments d'interconnexion peut être modélisé, avec une précision suffisante dans une partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission, par une ligne de transmission multiconductrice uniforme à $n + 1$ conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant les tensions naturelles référencées au conducteur de retour et les
- 25 courants naturels comme variables électriques naturelles.

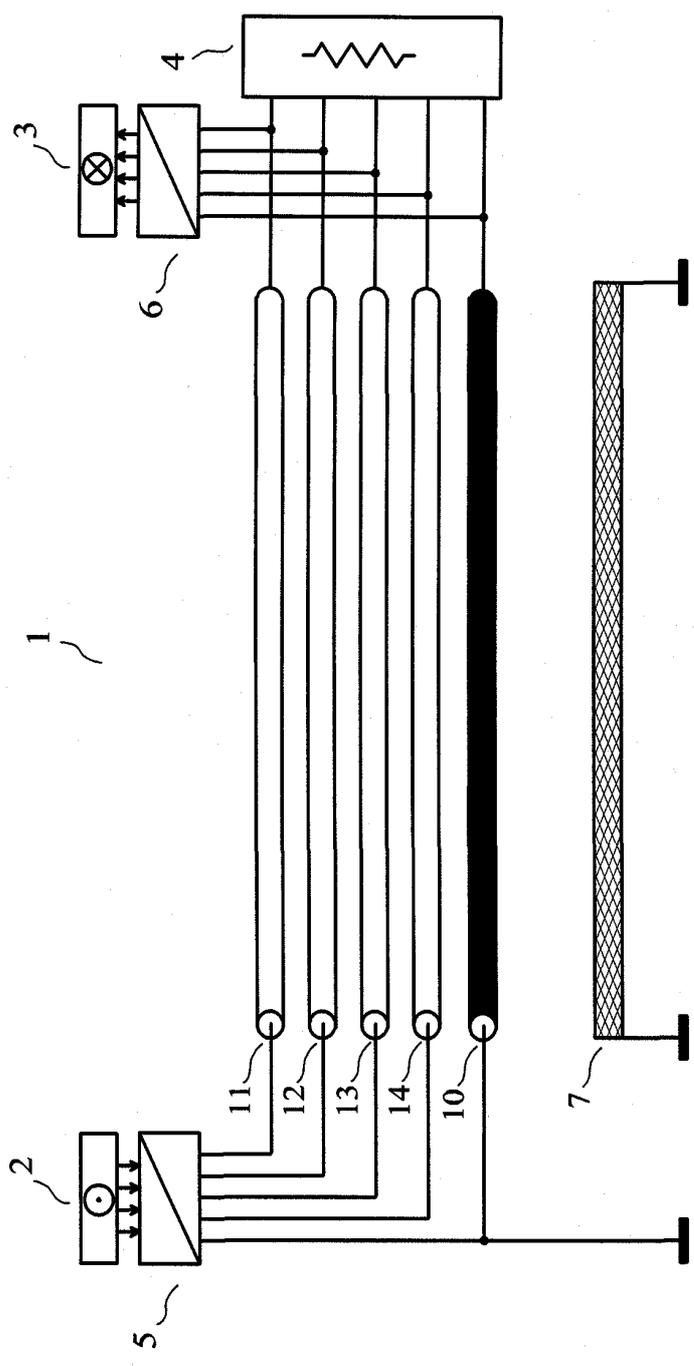


FIG. 1

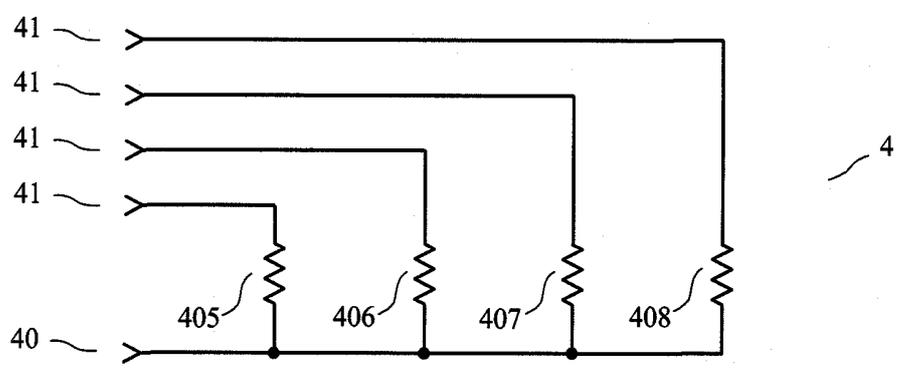


FIG. 2

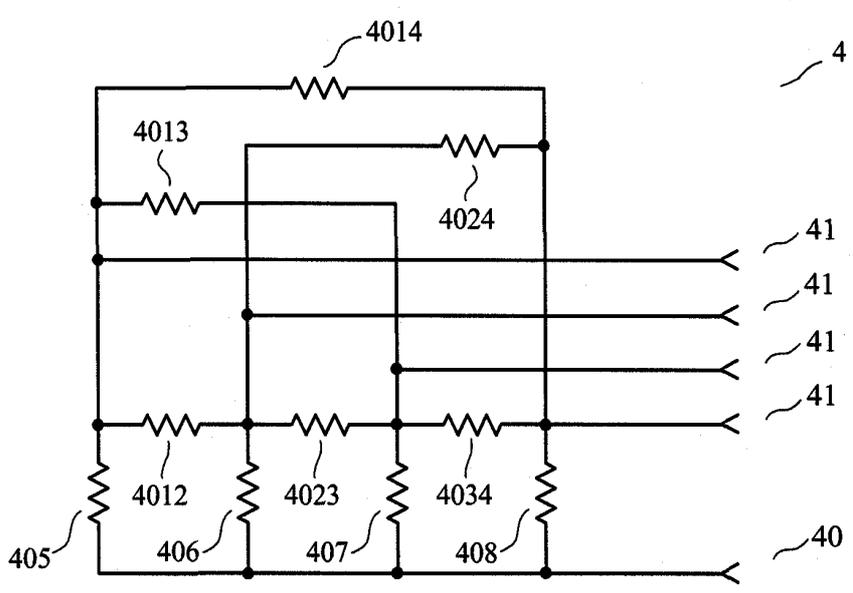


FIG. 3

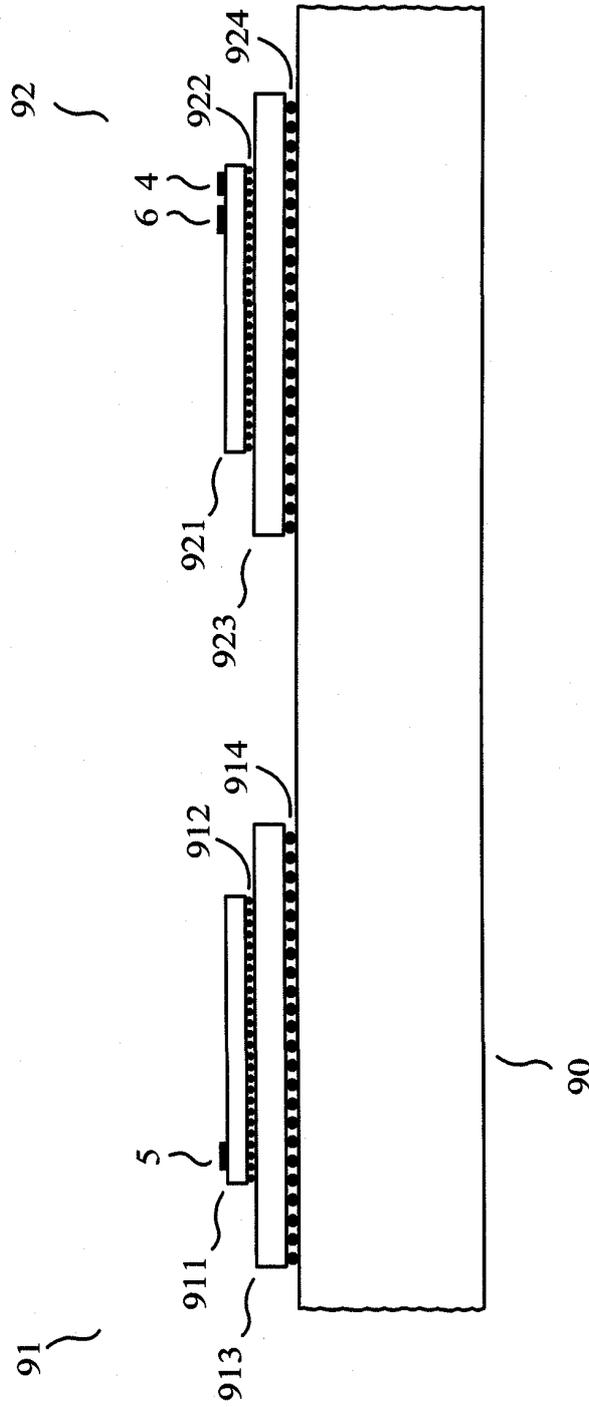


FIG. 4

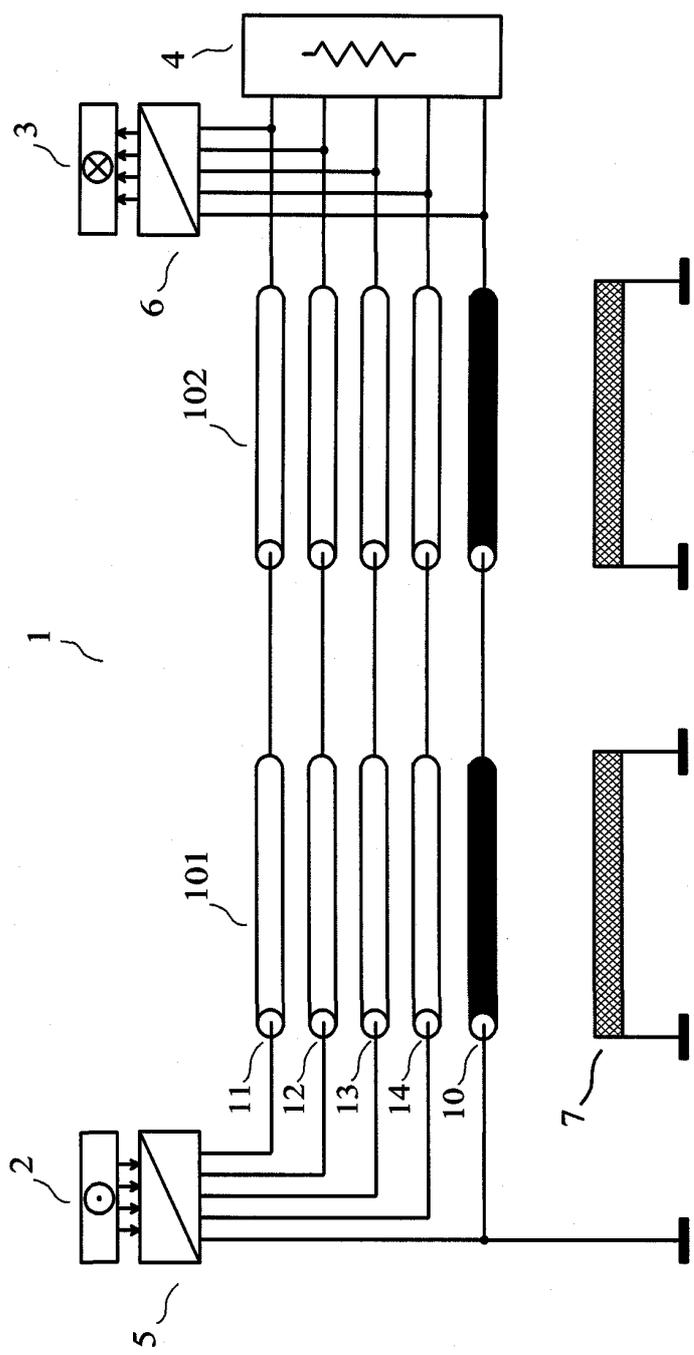


FIG. 5

5 / 9

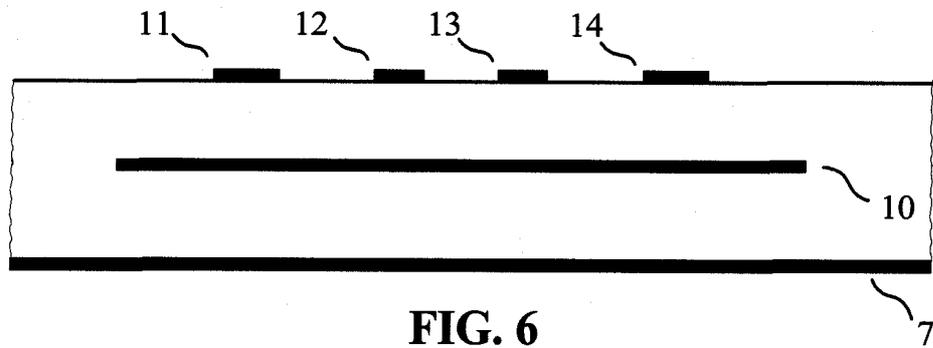


FIG. 6

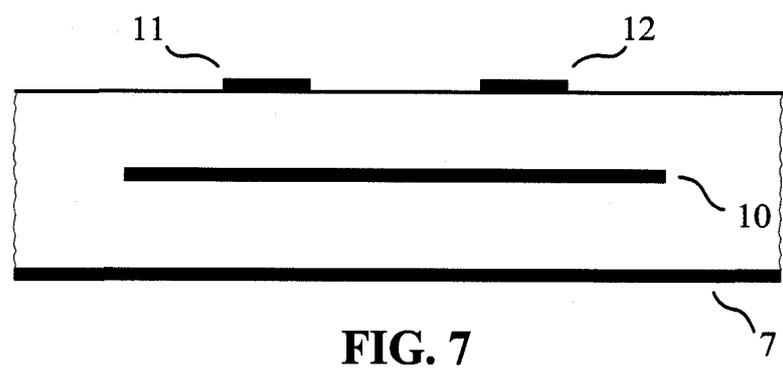


FIG. 7

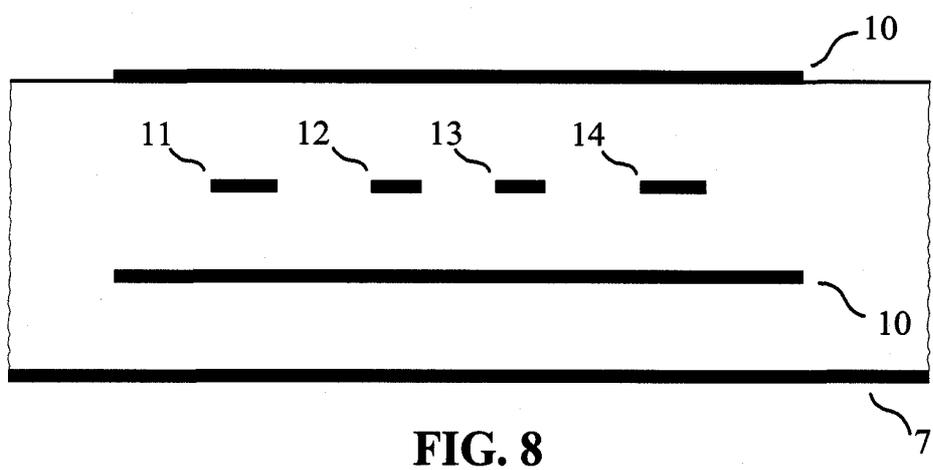


FIG. 8

6/9

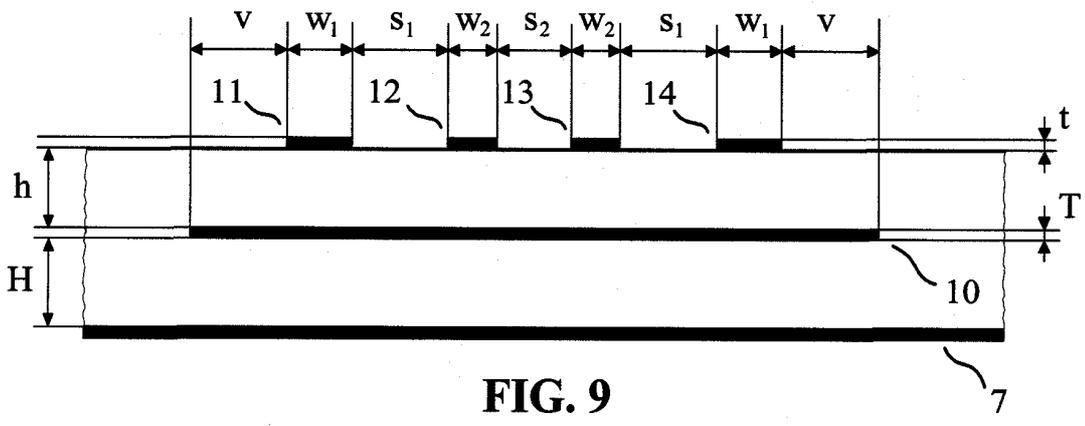


FIG. 9

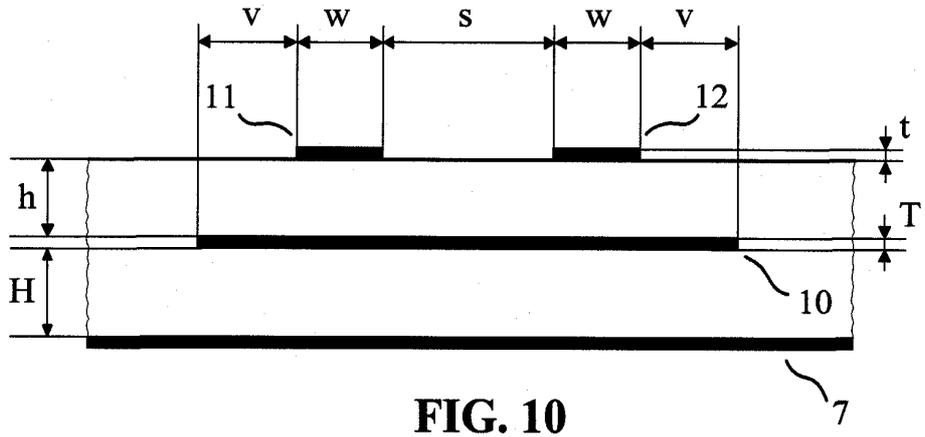


FIG. 10

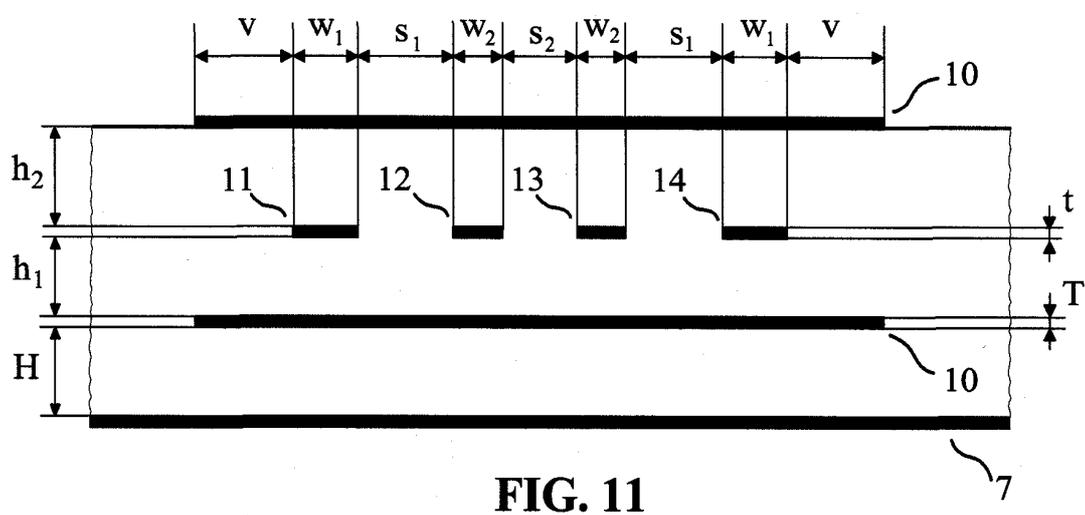


FIG. 11

7/9

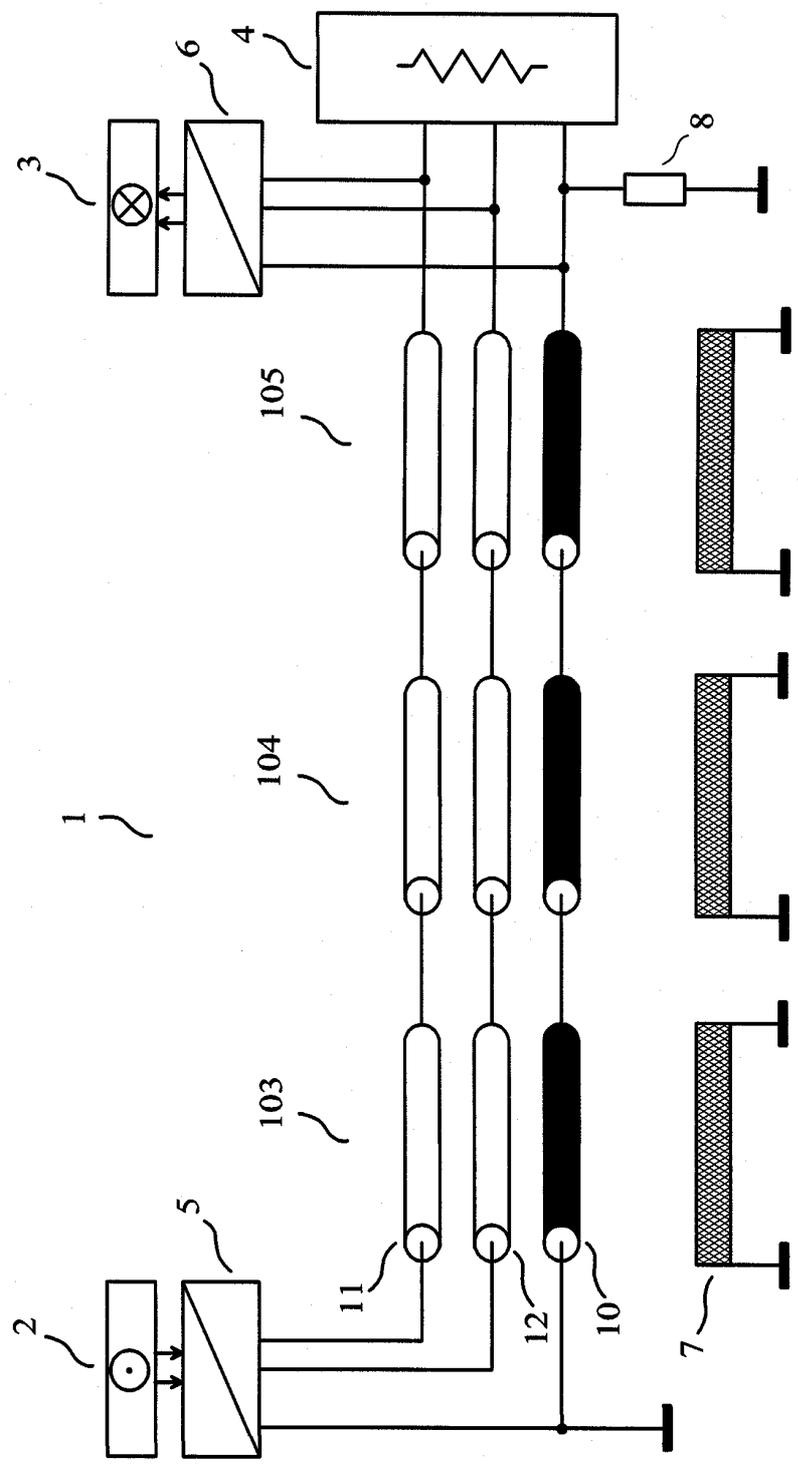


FIG. 12

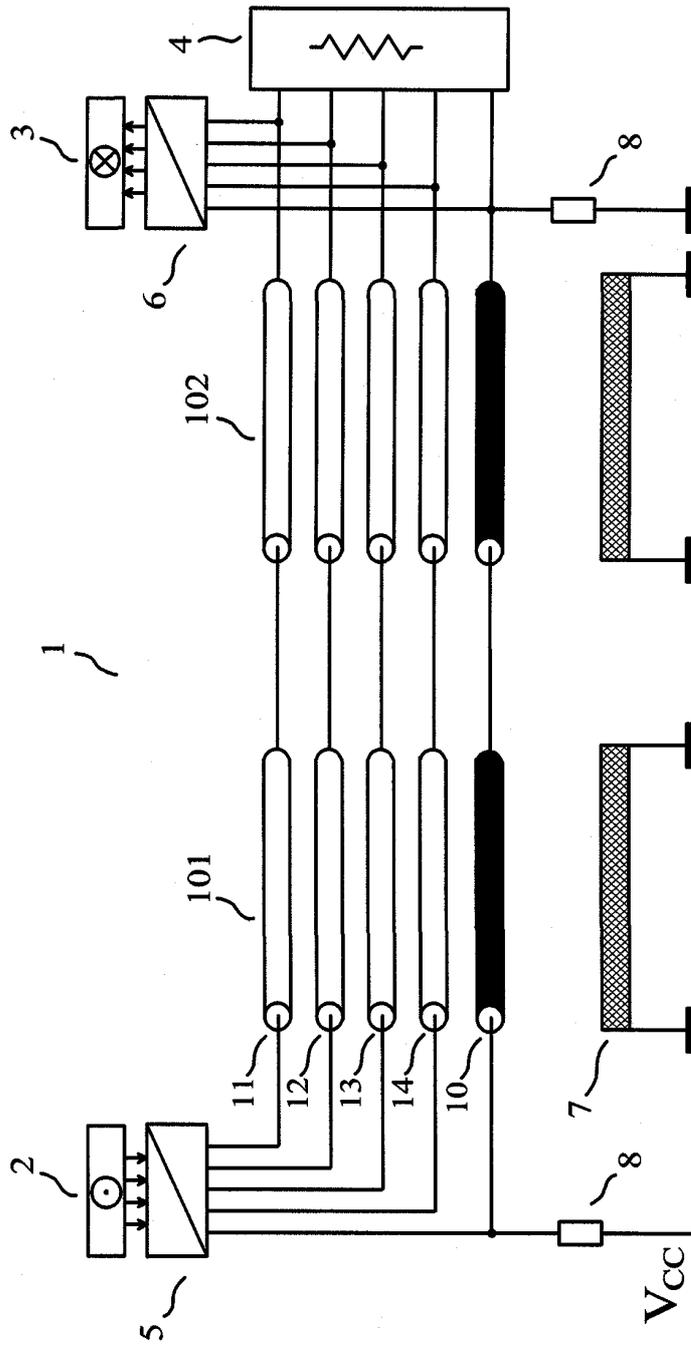


FIG. 13

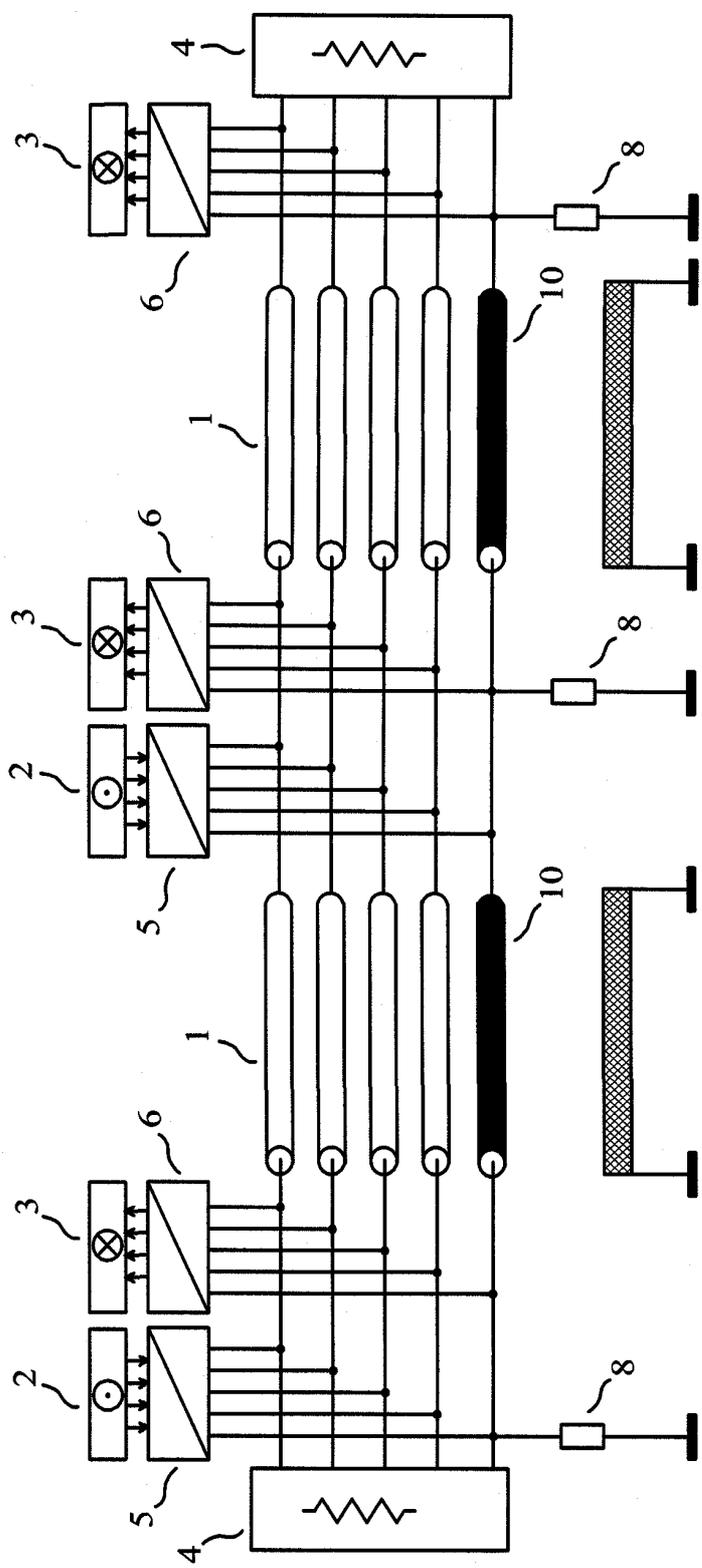


FIG. 14

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 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY,, no. SESSION C7, 20 mai 2008 (2008-05-20), pages 1-6, XP002499431

BROYDE F ET AL: "A New Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections" IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS PART I: REGULAR PAPERS, IEEE SERVICE CENTER, NEW YORK, NY, US, vol. 52, no. 2, 1 février 2005 (2005-02-01), pages 405-416, XP011126847 ISSN: 1057-7122

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

N° d'enregistrement national : 0904611

N° de publication : 2950761

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