

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

①① N° de publication :

2 950 760

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

②① N° d'enregistrement national :

09 04610

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 UTILISANT UNE INTERCONNEXION NON UNIFORME.

②② Date de dépôt : 28.09.09.

③③ Priorité :

⑥⑥ Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

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

④③ Date de mise à la disposition du public
de la demande : 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.

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

⑤⑥ Liste des documents cités dans le rapport de
recherche :

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

Se reporter à la fin du présent fascicule

⑦④ Mandataire(s) : EXCEM.

FR 2 950 760 - B1



Procédé de transmission utilisant une interconnexion non uniforme.

DOMAINE TECHNIQUE DE L'INVENTION

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

ÉTAT DE LA TECHNIQUE ANTÉRIEURE

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections», paru dans le journal *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 53, No. 8, page 1851 en août 2006, démontre que les inventions décrites dans les dits brevets français numéro 0300064, numéro 0302814 et numéro 0303087 et les demandes internationales correspondantes
 5 permettent bien d'éliminer la diaphonie interne entre les différentes voies de transmission obtenues avec ladite interconnexion, et aussi d'éliminer l'écho.

Un circuit de terminaison (4) utilisé dans une des inventions divulguées dans les dits brevets français numéro 0300064, numéro 0302814 et numéro 0303087, et les demandes internationales correspondantes, doit être adapté à la ligne de transmission multiconductrice
 10 à $(m + 1)$ conducteurs utilisée pour modéliser l'interconnexion, c'est-à-dire que la matrice impédance, par rapport à la masse, du circuit de terminaison doit être voisine de la matrice impédance caractéristique Z_{GC} , par rapport à la masse, de ladite ligne de transmission multiconductrice à $(m + 1)$ conducteurs (Z_{GC} est une matrice carrée d'ordre m). Un tel circuit de terminaison (4) peut par exemple correspondre au schéma montré sur la figure 2. Le circuit
 15 de terminaison (4) montré sur la figure 2 comprend m bornes signal (41), une borne de référence (masse), m résistances connectées à la masse (401) (402) (403) (404), chacune des dites résistances connectées à la masse étant connectée entre la masse et une et une seule des dites bornes signal (41), et des résistances non connectées à la masse (4012) (4013) (4014) (4023) (4024) (4034), chacune des dites résistances non connectées à la masse étant connectée
 20 entre deux des dites bornes signal (41). Chaque borne signal (41) est destinée à être connectée à un conducteur de transmission de l'interconnexion. Le circuit de terminaison (4) montré sur la figure 2 est caractérisé, pour l'interconnexion, par une matrice impédance par rapport à la masse, ladite matrice impédance par rapport à la masse étant une matrice carrée d'ordre m non diagonale. Les résistances connectées à la masse et les résistances non connectées à la masse
 25 sont dimensionnées de telle façon que la matrice impédance par rapport à la masse du circuit de terminaison (4) soit voisine de ladite matrice impédance caractéristique par rapport à la masse. Ledit article intitulé "A New Method for the Reduction of Crosstalk and Echo in Multiconductor Interconnections" montre qu'une telle terminaison peut être utilisée pour obtenir l'élimination de l'écho et de la diaphonie interne. Malheureusement, le circuit de
 30 terminaison (4) montré sur la figure 2 produit des courants de retour circulant principalement dans le conducteur de référence, une caractéristique qui est en contradiction avec la réduction de la diaphonie externe.

Notons que le symbole de masse utilisé dans la figure 2 a exactement la même signification que l'autre symbole de masse utilisé dans certains des autres dessins annexés
 35 (figures 1, 5, 10 et 11).

Dans le cas où le destinataire (3), le circuit de terminaison (4) et le circuit de réception (6) montrés sur la figure 1 sont construits à l'intérieur d'un circuit intégré, et où

l'interconnexion (1) est construite sur un circuit imprimé auquel ledit circuit intégré est soudé, la demande de brevet français numéro 08/03876 du 8 juillet 2008 intitulée "Dispositif d'interface multicanal avec circuit de terminaison", correspondant à la demande internationale numéro PCT/IB2009/051182 du 20 mars 2009, intitulée "Multichannel interfacing device having a termination circuit", décrit (dans le premier mode de réalisation) l'utilisation du circuit de terminaison montré sur la figure 3. Le circuit de terminaison (4) montré sur la figure 3 comprend m bornes signal (41), une borne commune (40), m résistances (405) (406) (407) (408) connectées chacune entre la borne commune (40) et une et une seule des dites bornes signal (41), et des résistances (4012) (4013) (4014) (4023) (4024) (4034) connectées chacune entre deux des dites bornes signal (41) comme dans la figure 2. Le circuit de réception (6) a une entrée pseudo-différentielle comportant une borne commune. Les noeuds de borne commune du circuit de réception (6) et du circuit de terminaison (4) ne sont pas mis à la masse à l'intérieur du dit circuit intégré. Les bornes signal (41) du circuit de terminaison (4) sont destinées à être connectées aux conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1). La borne commune (40) du circuit de terminaison (4) et la borne commune du circuit de réception (6) sont destinées à être connectées au dit conducteur de référence (7) de l'interconnexion (1). Le circuit de terminaison (4) montré sur la figure 3 peut remplacer un circuit de terminaison utilisé dans l'un des dispositifs décrits dans les dits brevets français numéro 0300064, numéro 0302814 et numéro 0303087 et les demandes internationales correspondantes, ce circuit de terminaison procurant une réduction de la diaphonie externe due aux courants d'alimentation variables circulant dans les bornes de l'alimentation du circuit intégré qui sont connectées au conducteur de référence.

Les procédés divulgués dans les dits brevets français numéro 0300064, numéro 0302814 et numéro 0303087, et les demandes internationales correspondantes, sont très efficaces pour réduire l'écho et la diaphonie interne. Ces procédés utilisent une interconnexion ayant n conducteurs de transmission et 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 utilisant les tensions naturelles référencées à la masse et les courants naturels comme variables électriques naturelles, une ligne de transmission multiconductrice uniforme étant une ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur.

Il n'est en de nombreux cas pas possible de construire une interconnexion 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. 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 pour la transmission selon le 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 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 (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 du second circuit intégré (92). Dans cet exemple, la bande de fréquences des signaux, les dimensions physiques des différentes entités et leurs caractéristiques électriques 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, dans une 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 ligne de transmission multiconductrice non uniforme à $n + 1$ conducteurs, une ligne de transmission multiconductrice non uniforme étant une ligne de transmission multiconductrice ayant des caractéristiques électriques non uniformes sur sa longueur.

Malheureusement, si une interconnexion ne peut pas 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 ligne de transmission multiconductrice uniforme à $n + 1$ conducteurs, alors les procédés divulgués dans les dits brevets français numéro 0300064, numéro 0302814 et numéro 0303087, 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 l'interconnexion, de telles réflexions produisant de l'écho et de la diaphonie interne.

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, la transmission étant protégée contre l'écho, et procurant une diaphonie interne réduite.

- 5 L'invention concerne un procédé pour la transmission dans une interconnexion ayant n conducteurs de transmission et 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
- 10 supérieur ou égal à 2 et inférieur ou égal à n , ledit procédé 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
- 15 utilisant des tensions naturelles référencées à la masse 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
- 20 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 référence 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
- 25 caractérisé, pour ladite interconnexion, par une matrice impédance par rapport à la masse, ladite matrice impédance par rapport à la masse 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
- 30 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
- 35 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.

Le procédé selon l'invention peut être tel que, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, ladite matrice impédance par rapport à la masse est une matrice non diagonale égale à (ou sensiblement égale à) ladite matrice impédance caractéristique.

5 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.

10 Selon l'invention, le conducteur de référence appartient à l'interconnexion. Si ladite interconnexion est réalisée avec un circuit imprimé, le conducteur de référence peut être un conducteur du circuit imprimé. Si ladite interconnexion est réalisée avec un câble, le conducteur de référence peut être un conducteur du câble.

15 Il est 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
20 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
25 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
30 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.

35 Pour tout entier j supérieur ou égal à 1 et inférieur ou égal à n , à une abscisse curviligne (c'est-à-dire la longueur de l'arc mesurée depuis l'origine) 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_{Gj} la tension naturelle référencée à la masse

d'indice j , c'est-à-dire la tension entre le conducteur de transmission numéro j et ledit conducteur de référence. Nous pouvons définir le vecteur-colonne $\mathbf{I}_G$ des courants naturels $i_1, \dots, i_n$ et le vecteur-colonne $\mathbf{V}_G$ des tensions naturelles référencées à la masse $v_{G1}, \dots, v_{Gn}$.

Selon l'invention, l'interconnexion est modélisée par une ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisant les dites tensions naturelles référencées à la masse 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. 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 a donc une matrice impédance linéique $\mathbf{Z}_G$ et une matrice admittance linéique $\mathbf{Y}_G$. Les équations des télégraphistes applicables sont :

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

La ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs définie par l'équation (1) utilise comme variables les dites tensions naturelles référencées à la masse et les dits courants naturels. Ces variables sont appelées "variables électriques naturelles" par opposition aux "variables électriques modales" définies ci-dessous. $\mathbf{Z}_G$ et $\mathbf{Y}_G$ sont des matrices carrées d'ordre n .

Selon l'invention, la matrice impédance linéique $\mathbf{Z}_G$ et la matrice admittance linéique $\mathbf{Y}_G$ 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 $\mathbf{Z}_G$ et $\mathbf{Y}_G$ 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 les dits articles de F. Broydé et E. Clavelier publiés en 2005 et 2006.

A une abscisse z donnée, $\mathbf{Z}_G$ et $\mathbf{Y}_G$ étant des matrices symétriques, $\mathbf{Z}_G \mathbf{Y}_G$ et $\mathbf{Y}_G \mathbf{Z}_G$ ont les mêmes valeurs propres, et nous pouvons noter $\mathbf{T}_G$ et $\mathbf{S}_G$ deux matrices inversibles telles que :

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

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

est la matrice diagonale d'ordre n des valeurs propres de $\mathbf{Y}_G \mathbf{Z}_G$. 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, $\mathbf{Z}_G$ et $\mathbf{Y}_G$ dépendant de l'abscisse z , il n'est en général pas possible de considérer que $\mathbf{T}_G$ et $\mathbf{S}_G$ 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 à la masse", ou "matrice impédance caractéristique" lorsqu'aucune confusion ne peut se produire, et notée $\mathbf{Z}_{GC}$, par :

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{GC} &= \mathbf{S}_G \Gamma_G^{-1} \mathbf{S}_G^{-1} \mathbf{Z}_G = \mathbf{S}_G \Gamma_G \mathbf{S}_G^{-1} \mathbf{Y}_G^{-1} \\ &= \mathbf{Y}_G^{-1} \mathbf{T}_G \Gamma_G \mathbf{T}_G^{-1} = \mathbf{Z}_G \mathbf{T}_G \Gamma_G^{-1} \mathbf{T}_G^{-1} \end{aligned} \quad (4)$$

où

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

est une matrice diagonale d'ordre n . En général, la matrice impédance caractéristique d'une 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, 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 ladite bande de fréquences connue, approximativement caractérisé, pour ladite interconnexion, par une matrice impédance par rapport à la masse. Notons $\mathbf{Z}_{GT}$ cette matrice impédance par rapport à la masse. Selon l'invention, $\mathbf{Z}_{GT}$ 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 un élément de circuit à $n + 1$ bornes ayant une de ses bornes connectée à la masse. Comme dit plus haut, selon l'invention, $\mathbf{Z}_{GT}$ peut être une matrice carrée non diagonale approximativement égale à $\mathbf{Z}_{GC}$. Il peut être montré que cette caractéristique implique que ledit au moins un circuit de terminaison produit de très faibles

réflexions pour tous les signaux se propageant dans ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs et incidents sur le circuit de terminaison.

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

Dans la première circonstance, le procédé selon l'invention est tel que, en chaque point
 5 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
 10 d'autres termes, dans la première 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 $S Z_G Y_G S^{-1}$ 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
 15 transmission multiconductrice. Clairement, la matrice $S_G = S$ satisfait la seconde ligne de l'équation (2) et est indépendante de z . Notons tA la transposée d'une matrice A . Les matrices Z_G et Y_G étant symétriques, nous observons que la matrice T_G donnée par

$$T_G = {}^tS_G^{-1} \quad (6)$$

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

$$\begin{cases} V_G = S_G V_{GM} \\ I_G = T_G I_{GM} \end{cases} \quad (7)$$

Nous notons que, dans la première circonstance, le procédé selon l'invention est tel que, en chaque point le long de ladite ligne de transmission multiconductrice, dans ladite partie
 25 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.

30 Les matrices Z_G , S_G et T_G étant indépendantes de z , il est alors possible de montrer que les équations différentielles du second ordre satisfaites par les nouvelles variables V_{GM} et I_{GM} sont

$$\begin{cases} \frac{d^2 V_{GM}}{dz^2} - \Gamma_G^2 V_{GM} = \frac{d\Gamma_G}{dz} \Gamma_G^{-1} \frac{dV_{GM}}{dz} \\ \frac{d^2 I_{GM}}{dz^2} - \Gamma_G^2 I_{GM} = \frac{d\Gamma_G}{dz} \Gamma_G^{-1} \frac{dI_{GM}}{dz} \end{cases} \quad (8)$$

Clairement, Γ_G et $d\Gamma_G/dz$ étant des matrices diagonales, ces équations différentielles sont découplées, si bien que nous avons réalisé une décomposition modale. Par conséquent, dans la première circonstance, nous pouvons considérer que $\mathbf{I}_{GM}$ est le vecteur colonne des n courants modaux $i_{GM1}, \dots, i_{GMn}$, que $\mathbf{V}_{GM}$ est le vecteur colonne des n tensions modales $v_{GM1}, \dots, v_{GMn}$, 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 $\mathbf{S}_G = \mathbf{S}$ et si $\mathbf{T}_G$ est donnée par l'équation (6), $\mathbf{S}_G$ sera appelée la "matrice de passage des tensions naturelles aux tensions modales", et $\mathbf{T}_G$ 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 $\mathbf{S}_G$ et $\mathbf{T}_G$ 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 première 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, 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 première 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". 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_{GM} 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 (7), nous voyons que, à chaque fréquence f dans ladite bande de fréquences connue, ledit un des dits circuits d'émission doit produire, à son point de connexion à l'interconnexion, sur chaque conducteur de transmission, les tensions naturelles référencées à la masse du vecteur-colonne $V_G(f)$ donné par :

$$V_G(f) = S_G(f) V_{GM}(f) \quad (9)$$

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

$$V_{GM}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} V_{GM}(t) e^{-2i\pi ft} dt \quad (10)$$

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

$$V_G(t) = 2 \operatorname{Re} \left[\int_0^{+\infty} V_G(f) e^{2i\pi ft} df \right] \quad (11)$$

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

Dans la première 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 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. 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, les dits "signaux de sortie du circuit de réception" sont principalement déterminés, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant, de V_{GM} à l'entrée du dit un des dits circuits de réception. Nous voyons aussi que ledit un des dits circuits de réception doit, à chaque instant t , utiliser le vecteur-colonne $V_{GM}(t)$ donné par la transformée de Fourier inverse

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

où nous écrivons la dépendance en fonction de la fréquence pour indiquer les vecteurs dans le domaine fréquentiel, et où, selon l'équation (7), $V_{GM}(f)$ est donné par

$$V_{GM}(f) = S_G^{-1}(f) V_G(f) \quad (13)$$

Dans l'équation (12), l'intégration sur toutes les fréquences positives peut bien sûr être remplacée par une intégration sur ladite bande de fréquences connue. Puisque ledit un des dits circuits de réception doit capter sur l'interconnexion, à son point de connexion à l'interconnexion, les tensions naturelles référencées à la masse, nous voyons que le vecteur-colonne $V_G(f)$ utilisé dans l'équation (13) est donné par la transformée de Fourier

$$V_G(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} V_G(t) e^{-2i\pi ft} dt \quad (14)$$

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

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, 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 la deuxième 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

$$Y_G Z_G = Z_G Y_G = \gamma^2 I_n \quad (15)$$

où 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 T_G et S_G peuvent être choisies égales à la matrice unité d'ordre n . Par conséquent, toute variable électrique naturelle peut aussi, dans cette deuxième circonstance, être considérée comme une variable électrique modale.

- 5 A partir des équations (1) et (15), il est possible de montrer que la matrice impédance caractéristique est donnée par :

$$Z_{GC} = \frac{1}{\gamma} Z_G = \gamma Y_G^{-1} \quad (16)$$

- 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
10 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
15 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, chacun des dits
20 "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par les dites variables électriques naturelles.

- Dans la deuxième circonstance, la sortie d'un des dits circuits d'émission délivre des variables électriques naturelles, chacune des dites variables électriques naturelles étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission".
25 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 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" étant principalement déterminé par les dites variables électriques naturelles. Ceci doit être
30 interprété dans un sens large, comme : chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" est principalement déterminé, à chaque instant, par l'histoire, jusqu'au dit instant, des dites variables électriques naturelles.

- 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
35 diélectriques, déterminer les matrices Z_G et 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 :

- la matrice Z_{GC} soit sensiblement indépendante de z ;
- 5 - on obtienne une matrice Z_{GC} voisine d'une matrice souhaitée, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue.

Par conséquent, le procédé selon l'invention peut être tel qu'avant que l'on modélise ladite interconnexion, on dimensionne ladite interconnexion de telle manière qu'elle peut, avec une précision suffisante dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, en prenant en
 10 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 des tensions naturelles référencées à la masse et des courants naturels comme variables électriques naturelles, la matrice impédance caractéristique de ladite ligne de transmission
 15 multiconductrice étant uniforme (ou sensiblement uniforme) sur sa longueur.

Notons que, dans de nombreux cas, nous pouvons considérer que, pour le calcul des matrices Z_{GC} , S_G et T_G de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs, les pertes sont négligeables dans certaines bandes de fréquences, par exemple quand ladite partie de ladite bande de fréquences connue est au-dessus de 1 MHz. Dans ce cas, dans ladite
 20 partie de ladite bande de fréquences connue, Z_{GC} est réelle et indépendante de la fréquence et les matrices S_G et T_G 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 Z_{GC} ne peut être considérée comme réelle, ce qui conduit manifestement à une mise en oeuvre
 25 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_{GC} à ces fréquences basses. Par conséquent, ladite partie de ladite bande de fréquences connue sera souvent
 30 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_{GC} , S_G et T_G de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs dépend de la forme et de la position des conducteurs dans une section de l'interconnexion dans un plan orthogonal à la direction de propagation, et de
 35 la conductivité des conducteurs. Nous notons que dans le cas des interconnexions internes des puces, cette fréquence peut être bien plus élevée que 1 MHz, par exemple au-dessus de 1 GHz.

Puisque, selon l'invention, les propriétés de ladite ligne de transmission

multiconductrice à $n + 1$ conducteurs peuvent être définies arbitrairement en dehors de ladite partie de ladite bande de fréquences connue, il est possible d'obtenir que Z_{GC} , S_G et T_G soient réelles et indépendantes de la fréquence dans ladite bande de fréquences connue, quand Z_{GC} , S_G et T_G sont réelles et indépendantes de la fréquence dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue. Quand Z_{GC} 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 : la matrice Z_{GC} peut être réalisée avec un réseau d'au plus $n(n + 1)/2$ résistances. Quand S_G et T_G 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 première circonstance :

a) les équations (9), (10) et (11) définissant le fonctionnement d'un circuit d'émission deviennent

$$V_G(t) = S_G V_{GM}(t) \quad (17)$$

b) les équations (12), (13) et (14) définissant le fonctionnement d'un circuit de réception deviennent

$$V_{GM}(t) = S_G^{-1} V_G(t) \quad (18)$$

Le spécialiste comprend qu'un circuit de terminaison ayant, à une fréquence donnée, une matrice impédance égale à Z_{GC} peut être constitué de $n(n + 1)/2$ dipôles linéaires passifs, n des dits dipôles linéaires passifs étant connectés chacun entre le conducteur de référence 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_{GC} 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 $Z_{GT} - Z_{GC}$. Par exemple un circuit de terminaison peut être dimensionné de façon telle que tous les éléments de la matrice $Z_{GT} - Z_{GC}$ 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 à la masse, du dit circuit de terminaison, notée P_G et donnée par

$$P_G = (Z_{GT} - Z_{GC})(Z_{GT} + Z_{GC})^{-1} \quad (19)$$

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_G 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 dites tensions naturelles référencées à la masse et les dits courants naturels comme variables électriques naturelles. Dans certains cas, pour prendre en compte des impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits 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 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, 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_{GT} plus voisine de Z_{GC} .

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 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 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 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.

5 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 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,
10 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
15 ligne de transmission multiconductrice utilisant des tensions naturelles référencées à la masse 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
20 caractéristique de ladite ligne de transmission multiconductrice étant uniforme (ou sensiblement uniforme) sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice ;

des moyens pour dimensionner un circuit de terminaison, ledit circuit de terminaison étant, dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, approximativement caractérisé,
25 pour ladite interconnexion, par une matrice impédance par rapport à la masse, ladite matrice impédance par rapport à la masse étant une matrice carrée d'ordre n non diagonale sensiblement égale à ladite matrice impédance caractéristique.

Ledit dispositif pour dimensionner un dispositif pour la transmission dans une interconnexion ayant n conducteurs de transmission et un conducteur de référence peut
30 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 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
35 dispositions relatives des conducteurs de transmission et du conducteur de référence 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 :

- 5 une interconnexion ayant n conducteurs de transmission et un conducteur de référence (masse), n étant un entier supérieur ou égal à m , 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 ligne de transmission multiconductrice utilisant des tensions naturelles référencées à la masse 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
 - 10 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 ;
 - 15 au moins un circuit de terminaison couplé au conducteur de référence et à chacun des dits conducteurs de transmission, ledit au moins un circuit de terminaison étant, quand ledit au moins un circuit de terminaison est dans l'état activé, approximativement caractérisé, pour ladite interconnexion, en au moins un point de repos, pour des petits signaux dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, par une matrice impédance par rapport à la masse, notée Z_{GT} , ladite matrice impédance par rapport à la masse étant une matrice carrée d'ordre n non diagonale égale à (ou sensiblement égale à) ladite matrice impédance caractéristique.
 - 20
 - 25

Dans la suite, les expressions "est dans l'état désactivé" et "n'est pas dans l'état activé" sont équivalentes. Selon l'invention, il est possible qu'il existe un état désactivé pour au moins un des dits circuits 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 l'invention peut être 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, 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 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 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" ;

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, 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, un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention peut être 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 :

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" ;

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, chacun des dits

“signaux de sortie du circuit de réception” étant principalement déterminé par une et une seule des dites variables électriques naturelles.

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.

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”.

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

Un circuit de terminaison utilisé dans un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention peut être tel qu'il se comporte comme un circuit linéaire pour l'interconnexion. Par conséquent, ledit au moins un circuit de terminaison couplé au dit conducteur de référence 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 à la masse, ladite matrice impédance par rapport à la masse étant une matrice carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à ladite matrice impédance caractéristique.

Dans un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, il est possible que le nombre m de voies de transmission entre un des dits circuits d'émission et un des dits

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

5 n peut être supérieur ou égal à trois.

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

10 transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs.

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

15 et les dits circuits de réception ne sont pas tous deux à deux sans parties communes.

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 la masse, au moins une des dites résistances étant connectée entre deux des dits conducteurs de

20 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 à la masse, d'au moins un dit circuit de terminaison dans l'état activé, peut être réglée par des moyens électriques.

Dans le cas où un des dits circuits de terminaison a un état activé et un état désactivé, l'impédance du canal d'un ou plusieurs MOSFET peut par exemple être contrôlée par un ou plusieurs signaux de contrôle prenant des valeurs différentes dans l'état activé et dans l'état

35 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 à la masse, du dit circuit de terminaison dans l'état activé étant différente de la matrice

impédance, par rapport à la masse, 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
 5 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
 10 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 le cas où un circuit de terminaison d'un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention est réalisé à l'intérieur d'un circuit intégré, il est possible d'utiliser
 15 un circuit de terminaison comportant une borne commune, comme montré sur la figure 3, d'une façon similaire à l'utilisation décrite dans le premier mode de réalisation de ladite demande de brevet français numéro 08/03876 et de la demande internationale correspondante. Dans ce cas, le noeud de borne commune du circuit de terminaison n'est pas mis à la masse à l'intérieur du dit circuit intégré, mais la borne commune du circuit de terminaison est
 20 néanmoins couplée au conducteur de référence de l'interconnexion, comme expliqué ci-dessus.

Dans la première 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
 25 transmission multiconductrice uniforme peut être utilisée pour modéliser l'interconnexion. 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 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
 30 le cas où une ligne de transmission multiconductrice uniforme peut être utilisée pour modéliser l'interconnexion.

Dans le cas où un circuit de réception d'un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention est réalisé à l'intérieur d'un circuit intégré, il est possible d'utiliser un circuit
 35 de réception ayant une entrée pseudo-différentielle comportant une borne commune, d'une façon similaire à l'utilisation décrite dans le premier mode de réalisation de ladite demande de brevet français numéro 08/03876 et de la demande internationale correspondante. Dans ce cas,

le noeud de borne commune du circuit de réception n'est pas mis à la masse à l'intérieur du dit circuit intégré, mais la borne commune du circuit de réception est néanmoins couplée au conducteur de référence de l'interconnexion, comme expliqué ci-dessus.

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 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 distorsions dues à la propagation, ladite égalisation étant mise en oeuvre dans au moins un des dits circuits d'émission et/ou dans au moins un des dits circuits de réception. Ce type de traitement, qui est aussi parfois appelé compensation, est bien connu des spécialistes et peut être mis en oeuvre en utilisant un traitement analogique du signal ou un traitement numérique du signal.

Les spécialistes savent qu'il est classique d'utiliser des algorithmes adaptatifs pour mettre en oeuvre ce type de traitement dans les récepteurs pour transmission de données. Un dispositif 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.

BRÈVE PRÉSENTATION DES DIFFÉRENTES FIGURES

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

- la figure 1 représente un dispositif pour la transmission comportant une interconnexion à quatre conducteurs de transmission, et a déjà été commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique ;
- la figure 2 représente un premier circuit de terminaison pouvant être utilisé dans le dispositif pour la transmission montré sur la figure 1, et a déjà été commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique ;
- la figure 3 représente un deuxième circuit de terminaison pouvant être utilisé dans le dispositif pour la transmission montré sur la figure 1, et a déjà été

- commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique ;
- la figure 4 représente la configuration physique d'un dispositif pour la transmission, et a déjà été commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique ;
 - 5 - 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 ;
 - 10 - la figure 8 montre une section droite de l'interconnexion utilisée dans le premier mode de réalisation, avec indication de plusieurs paramètres dimensionnels ;
 - la figure 9 montre une section droite de l'interconnexion utilisée dans le deuxième mode de réalisation, avec indication de plusieurs paramètres dimensionnels ;
 - 15 - la figure 10 représente le deuxième mode de réalisation de l'invention ;
 - la figure 11 représente un troisième mode de réalisation de l'invention.

DESCRIPTION DÉTAILLÉE DE CERTAINS MODES DE RÉALISATION

Premier mode de réalisation.

- 20 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 $n = 2$ conducteurs de transmission (11) (12) et 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
- 25 (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). Un circuit de terminaison (4) est connecté à la masse et aux conducteurs de transmission (11) (12) de l'interconnexion (1), à l'extrémité éloignée de l'interconnexion (1). Un circuit de réception (6) est connecté aux conducteurs de transmission (11) (12) de l'interconnexion (1),
- 30 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 6 montre une section de l'interconnexion (1) 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 une structure appelée "multiconductor microstrip" en anglais. La figure 8 montre la même section droite, avec indication de plusieurs paramètres dimensionnels, notés s , w , h 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 à la masse 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 à la masse 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 utilisée pour modéliser toute l'interconnexion soit une ligne de transmission multiconductrice uniforme. Ainsi, la ligne de transmission multiconductrice utilisée pour modéliser toute l'interconnexion a une matrice impédance linéique (notée $\mathbf{Z}_G$) et une matrice admittance linéique (notée $\mathbf{Y}_G$) qui ne peuvent pas être considérées comme toutes deux uniformes sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice. Cependant, bien que les paramètres dimensionnels h et t ne soient pas libres (ils sont déterminés par les exigences technologiques applicables à chacun des dits segments d'interconnexion), les paramètres dimensionnels s et w peuvent facilement être dimensionnés par un spécialiste, de façon à obtenir la même matrice impédance caractéristique (notée $\mathbf{Z}_{GC}$) pour chacun des dits segments d'interconnexion (103) (104) (105). Ainsi, la matrice impédance caractéristique de la ligne de transmission multiconductrice utilisée pour modéliser toute l'interconnexion (1) est uniforme sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice. $\mathbf{Z}_{GC}$ est donnée par

$$\mathbf{Z}_{GC} = \begin{pmatrix} 147 & 60 \\ 60 & 147 \end{pmatrix} \Omega \quad (20)$$

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_{GC} .

Dans ce premier mode de réalisation, 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_G non singulière telle que $S_G Z_G Y_G S_G^{-1}$ est une matrice diagonale, ladite
 5 matrice S_G étant indépendante de l'abscisse z le long de ladite ligne de transmission multiconductrice. Du fait de la symétrie de l'interconnexion (1), nous pouvons par exemple utiliser

$$S_G = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \quad (21)$$

qui définit un mode différentiel et un mode commun.

10 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. Chacune des dites variables de transmission est une variable électrique naturelle de ladite ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$ conducteurs utilisée pour
 15 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_G , chacune des dites tensions modales étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux
 20 d'entrée du circuit d'émission". Ainsi, l'équation (17) est applicable au fonctionnement du circuit d'émission (5) et V_{GM} 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".

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
 25 une seule des dites tensions modales définies par la matrice S_G . Ainsi, l'équation (18) 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_{GM} à l'entrée du circuit de réception (6).

Par exemple, ledit circuit d'émission (5) et ledit circuit de réception (6) peuvent être
 30 similaires à un des circuits d'émission et circuits de réception utilisés dans les modes de réalisation du dit brevet français numéro 0300064 et de la demande internationale correspondante, par exemple au circuit d'émission et au circuit de réception utilisés dans la figure 7 du brevet français numéro 0300064 et de la demande internationale correspondante. Par exemple, ledit circuit d'émission (5) et ledit circuit de réception (6) peuvent être similaires
 35 à un des circuits d'émission et circuits de réception utilisés dans les modes de réalisation du dit brevet français numéro 0302814 et de la demande internationale correspondante.

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

Nous notons qu'une liaison à 2 voies, pour signaux numériques, utilisant 2 conducteurs de transmission, est décrite dans l'article de V. Stojanovic, A. Ho, B.W. Garlepp, F. Chen, J. Wei, G. Tsang, E. Alon, R.T. Kollipara, C.W. Werner, J.L. Zerbe et M.A. Horowitz intitulé "Autonomous Dual-Mode (PAM2/4) Serial Link Transceiver With Adaptive Equalization and Data Recovery", paru dans le journal *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, No. 4, pages 1012 à 1026, en avril 2005. Dans cet article, les deux voies sont respectivement appelées "forward link" et "back channel". Cependant, puisque la liaison décrite dans cet article n'utilise pas le type de circuit de terminaison présenté dans la présente demande, de l'écho est présent dans le "back channel" et la diaphonie est élevée aux fréquences supérieures à 100 MHz, si bien que le "back channel" peut seulement être utilisé pour un signal à bande passante réduite.

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 figure 10 un dispositif selon l'invention comportant une interconnexion (1) ayant $n = 4$ conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) et 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). Un circuit de terminaison (4) est connecté à la masse et aux conducteurs de transmission (11) (12) (13) (14) de l'interconnexion (1), à l'extrémité éloignée de l'interconnexion (1). Un circuit de réception (6) est connecté aux conducteurs de transmission (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 7 montre une section de l'interconnexion (1) 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 une structure appelée "multiconductor stripline" en anglais. La figure 9 montre la même section droite, avec indication de plusieurs paramètres dimensionnels, notés s_1 , s_2 , w_1 , w_2 , h_1 , h_2 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 à la masse 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 à la masse 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 utilisée pour modéliser toute l'interconnexion soit une ligne de transmission multiconductrice uniforme. Ainsi, la ligne de transmission multiconductrice utilisée pour modéliser toute l'interconnexion a une matrice impédance linéique (notée Z_G) et une matrice admittance linéique (notée Y_G) qui ne peuvent pas être considérées comme toutes deux uniformes sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice. Cependant, bien que les paramètres dimensionnels h_1 , h_2 et t ne soient pas libres dans cette conception particulière, les paramètres dimensionnels s_1 , s_2 , w_1 et w_2 peuvent facilement être dimensionnés par un spécialiste, de façon à obtenir sensiblement la même matrice impédance caractéristique (notée Z_{GC}) pour chacun des dits segments d'interconnexion (101) (102). Plus précisément, la matrice impédance caractéristique Z_{GC1} applicable au premier segment (101) et la matrice impédance caractéristique Z_{GC2} applicable au deuxième segment (102) sont telles qu'une norme convenable de $Z_{GC1} - Z_{GC2}$ est suffisamment petite, de sorte que nous pouvons par exemple définir Z_{GC} par $Z_{GC} = (Z_{GC1} + Z_{GC2})/2$. Ainsi, la matrice impédance caractéristique de la ligne de transmission multiconductrice utilisée pour modéliser toute l'interconnexion (1) est 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 à la masse, du circuit de terminaison est une matrice carrée d'ordre n non diagonale approximativement égale à Z_{GC} .

A cause de la structure "multiconductor stripline" utilisée dans ce deuxième mode de réalisation, l'interconnexion (1) est telle que, en chaque point le long de ladite ligne de transmission multiconductrice, dans ladite partie de ladite bande de fréquences utilisée pour la transmission, le produit $Z_G Y_G$ peut être considéré égal au produit d'un scalaire par la matrice unité d'ordre n , si bien que l'équation (15) est applicable.

Ce deuxième mode de réalisation utilise la signalisation en mode tension (en anglais: voltage-mode signaling) et une connexion parallèle à l'interconnexion (1), conformément au tableau I du dit article intitulé "Echo-Free and Crosstalk-Free Transmission in Particular Interconnections". Le circuit d'émission (5) délivre des tension naturelles, chacune des dites
 5 tension naturelles étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission". Chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" est principalement déterminé par une et une seule des dites tensions naturelles.

Nous notons que, chaque borne de sortie du circuit d'émission (5) présentant une haute impédance à l'interconnexion (1), ce deuxième mode de réalisation pourrait avoir utilisé un
 10 second circuit de terminaison, à l'extrémité proche de l'interconnexion (1). Cependant, un seul circuit de terminaison (4) est utilisé dans ce deuxième mode de réalisation (comme dans le premier mode de réalisation) car des ondes provenant de l'interconnexion (1) peuvent seulement être incidentes sur l'extrémité éloignée.

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

Dans le premier mode de réalisation, nous avons considéré une interconnexion qui est subdivisée en 3 segments d'interconnexion et, dans le deuxième 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
 20 qui est subdivisée en p segments d'interconnexion, où p est un 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
 25 tensions naturelles référencées à la masse et les courants naturels comme variables électriques naturelles.

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
 30 figure 11 un dispositif selon l'invention, comportant une interconnexion (1) ayant $n = 4$ conducteurs de transmission et un 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
 35 multiconductrice 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). 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 bornes de sortie qui sont connectées aux conducteurs de transmission de l'interconnexion (1). En trois abscisses z différentes, un circuit de réception (6) est connecté aux conducteurs de transmission de l'interconnexion (1). La sortie de chacun des dits circuits de réception (6) délivre m "signaux de sortie du circuit de réception" à un destinataire (3).

Sur la figure 11, 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). Ainsi, chaque variable électrique modale est allouée à une et une seule voie. Nous notons que la figure 11 montre une architecture en bus de données, et que les lignes d'adresses et/ou de contrôle nécessaires pour obtenir l'état activé d'un plus un circuit d'émission (5) à un instant donné ne sont pas représentées sur la figure 11.

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 et sans diaphonie interne notables.

On note que, dans le dispositif de la figure 11, 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 11, deux circuits de terminaison (4) sont nécessaires, car des ondes provenant de l'interconnexion (1) peuvent être incidentes sur ses deux extrémités.

Ce troisième mode de réalisation est destiné à transmettre des signaux numériques. Sur la figure 11, 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, au moins un des circuits d'émission (5) et/ou au moins un 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

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

- 10 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.

- 15 L'invention est particulièrement adaptée à la transmission à l'intérieur d'un circuit intégré.

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

REVENDECATIONS

1. Procédé pour la transmission dans une interconnexion (1) ayant n conducteurs de transmission et un conducteur de référence, n étant un entier supérieur ou égal à 2, ledit
 - 5 procédé procurant, dans une bande de fréquences connue, m voies de transmission correspondant chacune à un signal à transmettre depuis l'entrée d'au moins un circuit d'émission (5) jusqu'à la sortie d'au moins un circuit de réception (6), m étant un entier supérieur ou égal à 2 et inférieur ou égal à n , ledit procédé comportant les étapes suivantes :
 - 10 on 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 à la masse et des courants naturels comme variables électriques naturelles, ladite ligne de transmission
 - 15 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 ;
 - 20 on couple les bornes d'au moins un circuit de terminaison (4) au dit conducteur de référence 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 à la masse, ladite matrice impédance par rapport à la masse
 - 25 étant une matrice carrée d'ordre n .
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 à la masse est une matrice non diagonale sensiblement égale à ladite matrice impédance caractéristique.
3. Procédé pour la transmission selon l'une quelconque des revendications 1 ou 2, dans lequel,
 - 30 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 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) 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 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, 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 l'une quelconque des revendications 1 ou 2, dans lequel, 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 :

- on utilise un dit circuit d'émission (5) recevant m "signaux d'entrée du circuit d'émission" correspondant chacun à une voie de transmission, la sortie du dit circuit d'émission (5) étant couplée à au moins m des dits conducteurs de transmission, la sortie du dit circuit d'émission (5) délivrant des variables électriques naturelles, chacune des dites variables électriques naturelles étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;
- 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, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par les dites variables électriques naturelles.

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 supérieur ou égal à 2, comportant :

- 5 une interconnexion (1) ayant n conducteurs de transmission et un conducteur de référence, n étant un entier supérieur ou égal à m , l'interconnexion (1) étant modélisée, dans une partie de ladite bande de fréquences connue, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion (1) et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, par une ligne de transmission multiconductrice à $n + 1$
- 10 conducteurs, ladite ligne de transmission multiconductrice utilisant des tensions naturelles référencées à la masse 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
- 15 multiconductrice, la matrice impédance caractéristique de ladite ligne de transmission multiconductrice étant sensiblement uniforme sur la longueur de ladite ligne de transmission multiconductrice ;
- au moins un circuit de terminaison (4) couplé au conducteur de référence et à chacun des dits conducteurs de transmission, ledit au moins un circuit de terminaison (4) étant, quand
- 20 ledit au moins un circuit de terminaison (4) est dans l'état activé, approximativement caractérisé, pour ladite interconnexion (1), en au moins un point de repos, pour des petits signaux dans ladite partie de ladite bande de fréquences connue, par une matrice impédance par rapport à la masse, ladite matrice impédance par rapport à la masse étant une matrice carrée d'ordre n non diagonale sensiblement égale à ladite matrice
- 25 impédance caractéristique.

8. Dispositif pour la transmission selon la revendication 7, dans lequel, 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
- 30 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 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
- 35 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
- 5 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" ;
- au moins un dit circuit de réception (6) délivrant, quand ledit au moins un dit circuit de
- 10 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, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une et une seule des dites variables électriques modales définies par ladite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales.
- 15 9. Dispositif pour la transmission selon la revendication 7, dans lequel, 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 :
- 20 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,
- 25 chacune des dites variables électriques naturelles étant principalement déterminée par un et un seul des dits "signaux d'entrée du circuit d'émission" ;
- au moins un dit circuit de réception (6) délivrant, quand ledit au moins un dit circuit de
- 30 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, chacun des dits "signaux de sortie du circuit de réception" étant principalement déterminé par une et une seule des dites variables électriques naturelles.
10. Dispositif pour la transmission selon l'une quelconque des revendications 7 à 9, dans lequel le nombre m de voies de transmission entre un des dits circuits d'émission (5) et un des
- 35 dits circuits de réception (6) est égal au nombre n de conducteurs de transmission.

11. Dispositif pour la transmission selon l'une quelconque des revendications 7 à 10, dans lequel chacun des dits circuits de terminaison (4) est disposé à une extrémité de ladite interconnexion (1).
12. Dispositif pour la transmission selon l'une quelconque des revendications 7 à 11, dans lequel ladite interconnexion (1) est subdivisée en p segments d'interconnexion, où p est un entier supérieur ou égal à 2, chacun des dits segments d'interconnexion étant tel que ledit
- 5 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
- 10 multiconductrice utilisant les tensions naturelles référencées à la masse et les courants naturels comme variables électriques naturelles.

1 / 8

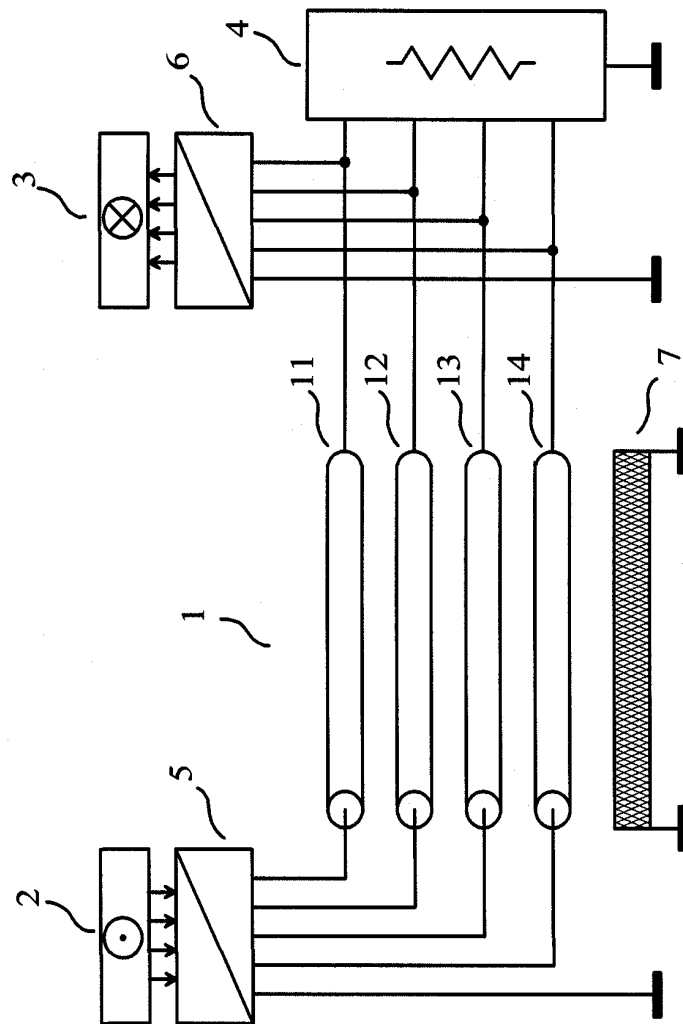


FIG. 1

2 / 8

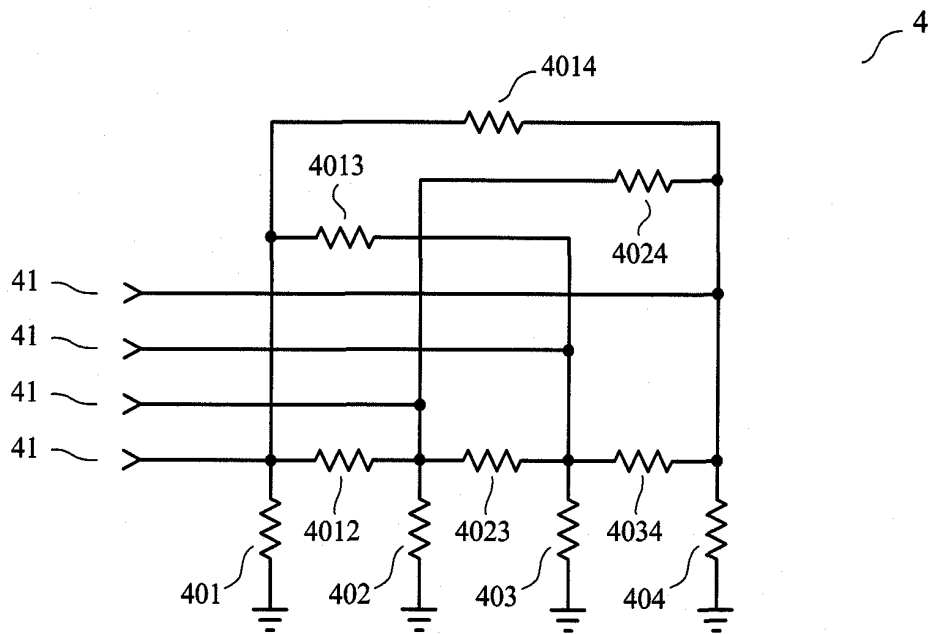


FIG. 2

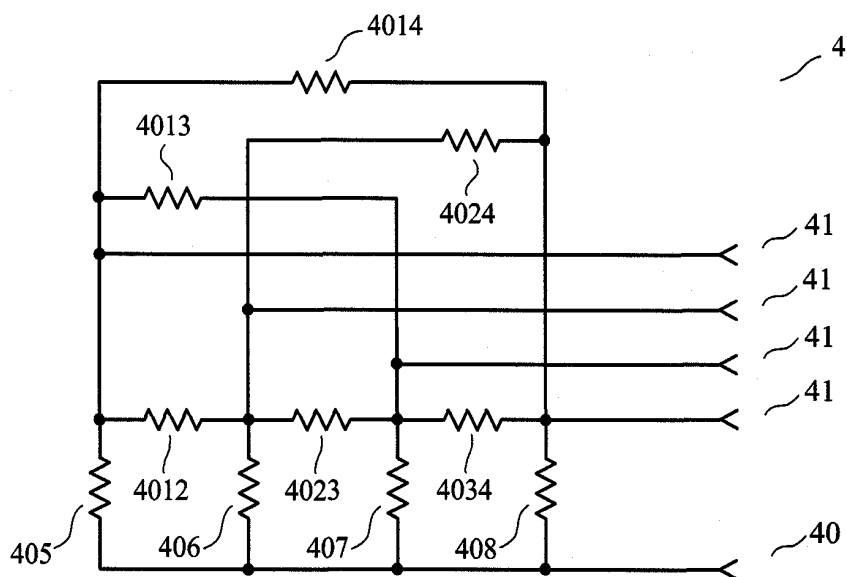


FIG. 3

3 / 8

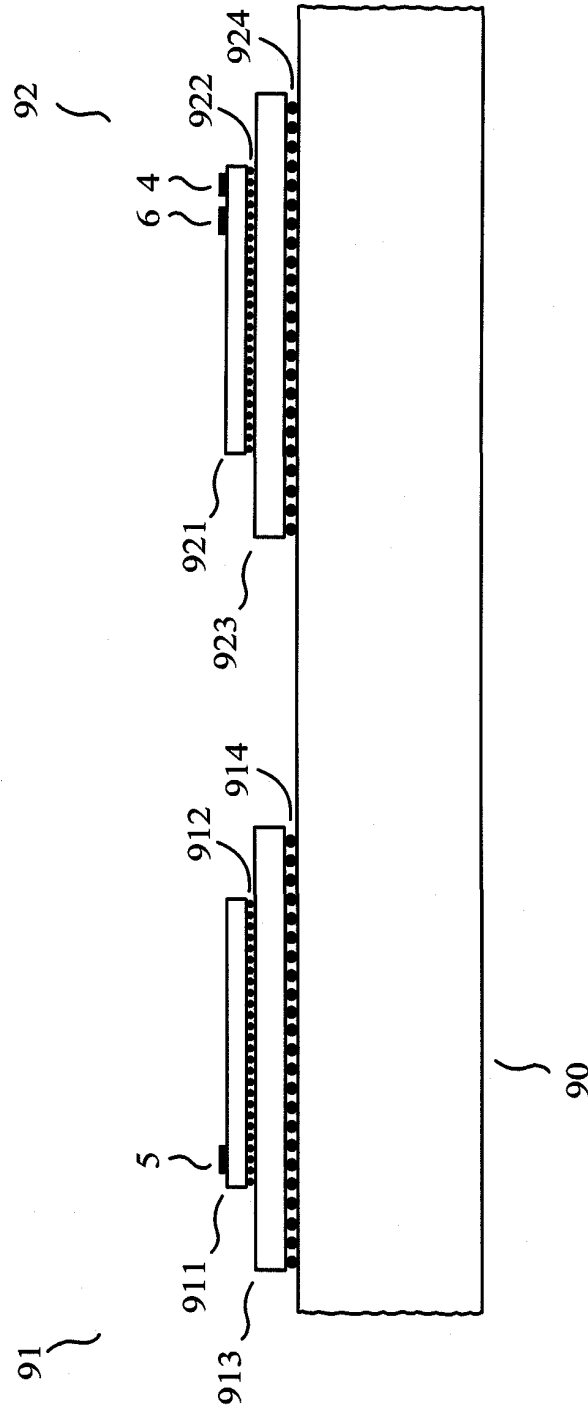
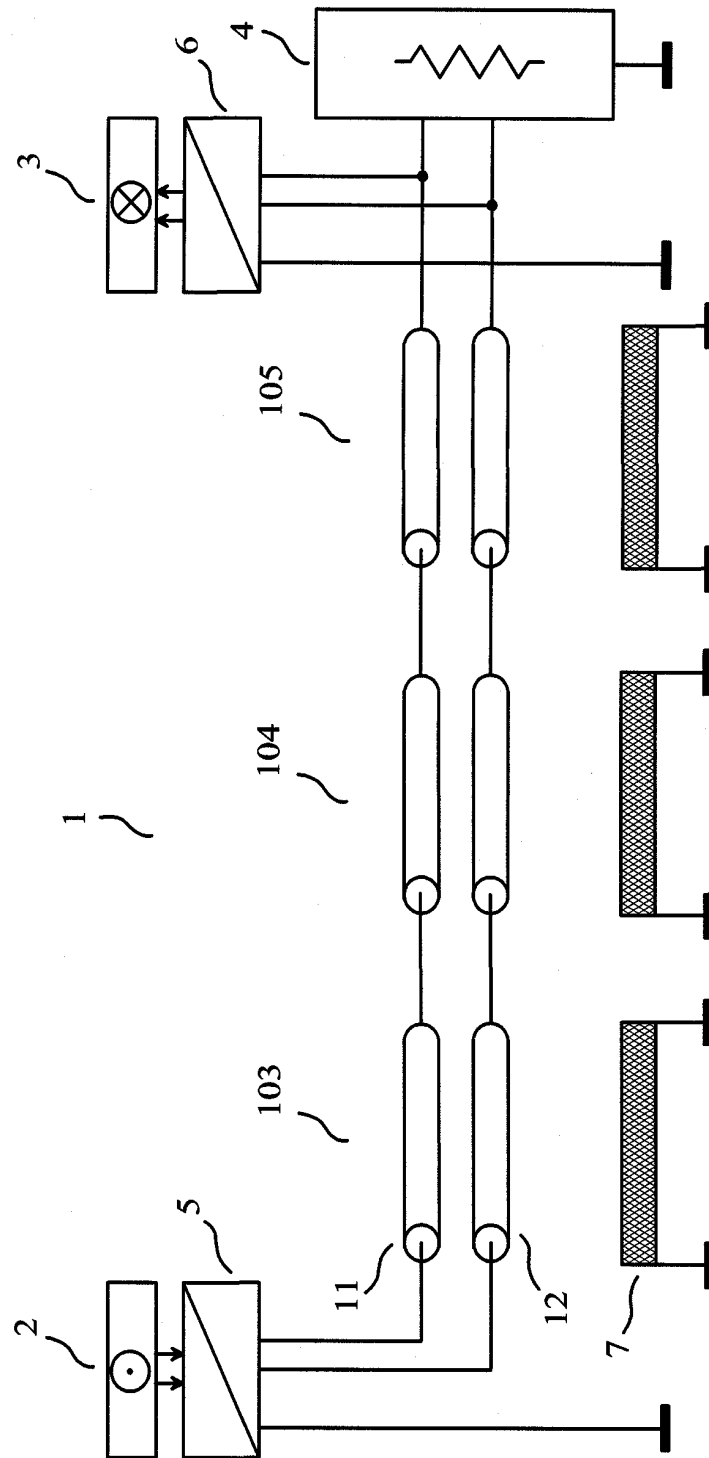
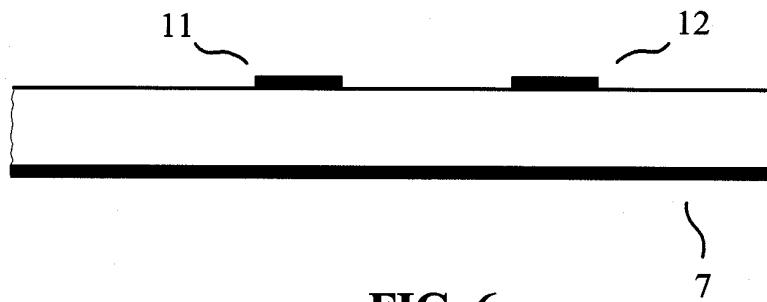
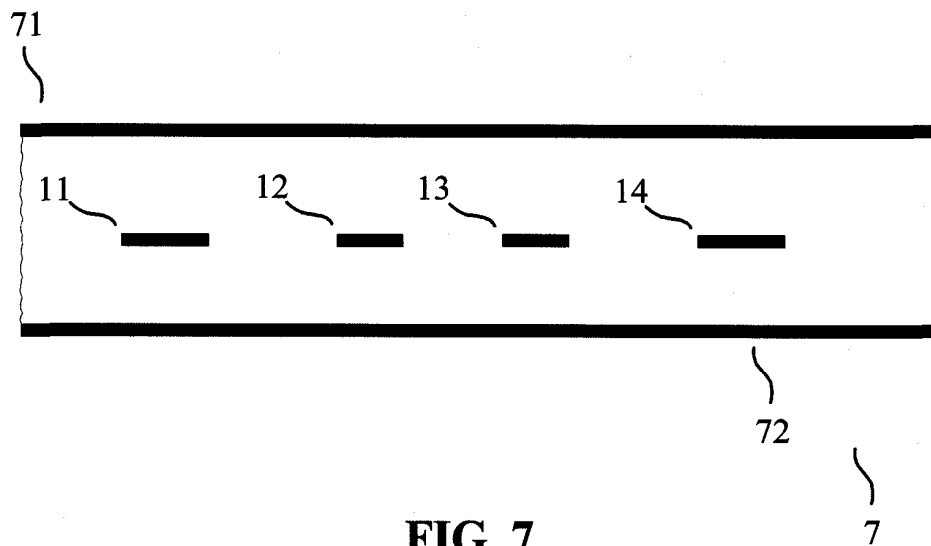


FIG. 4

4 / 8

**FIG. 5**

5 / 8

**FIG. 6****FIG. 7**

6 / 8

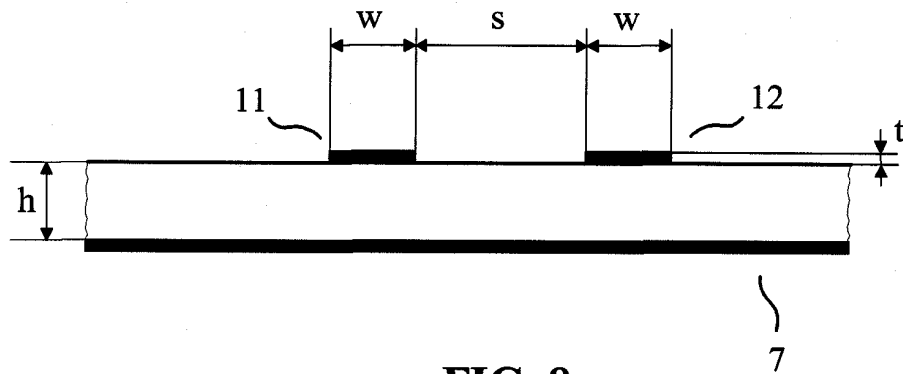


FIG. 8

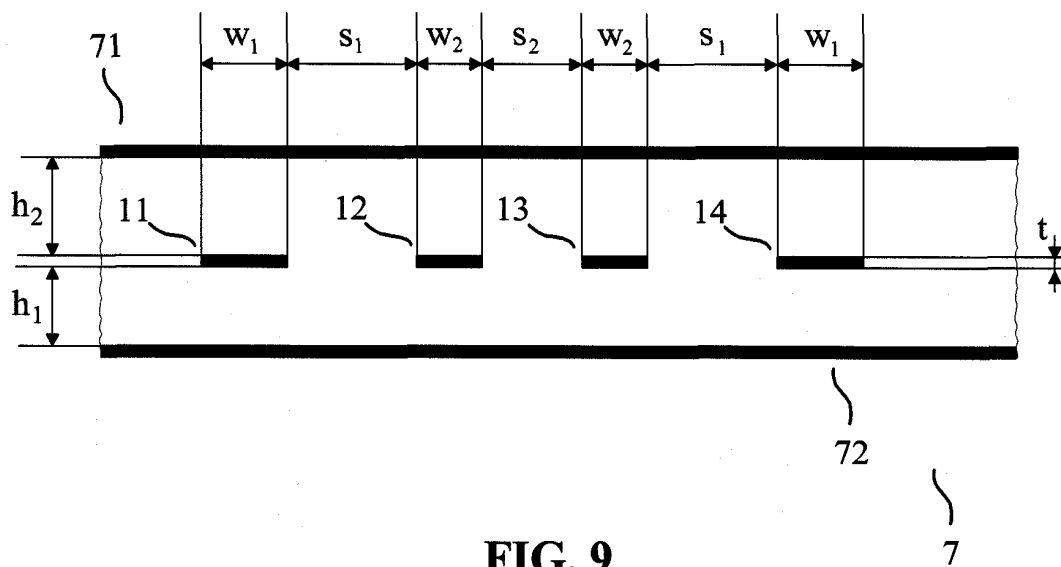


FIG. 9

7 / 8

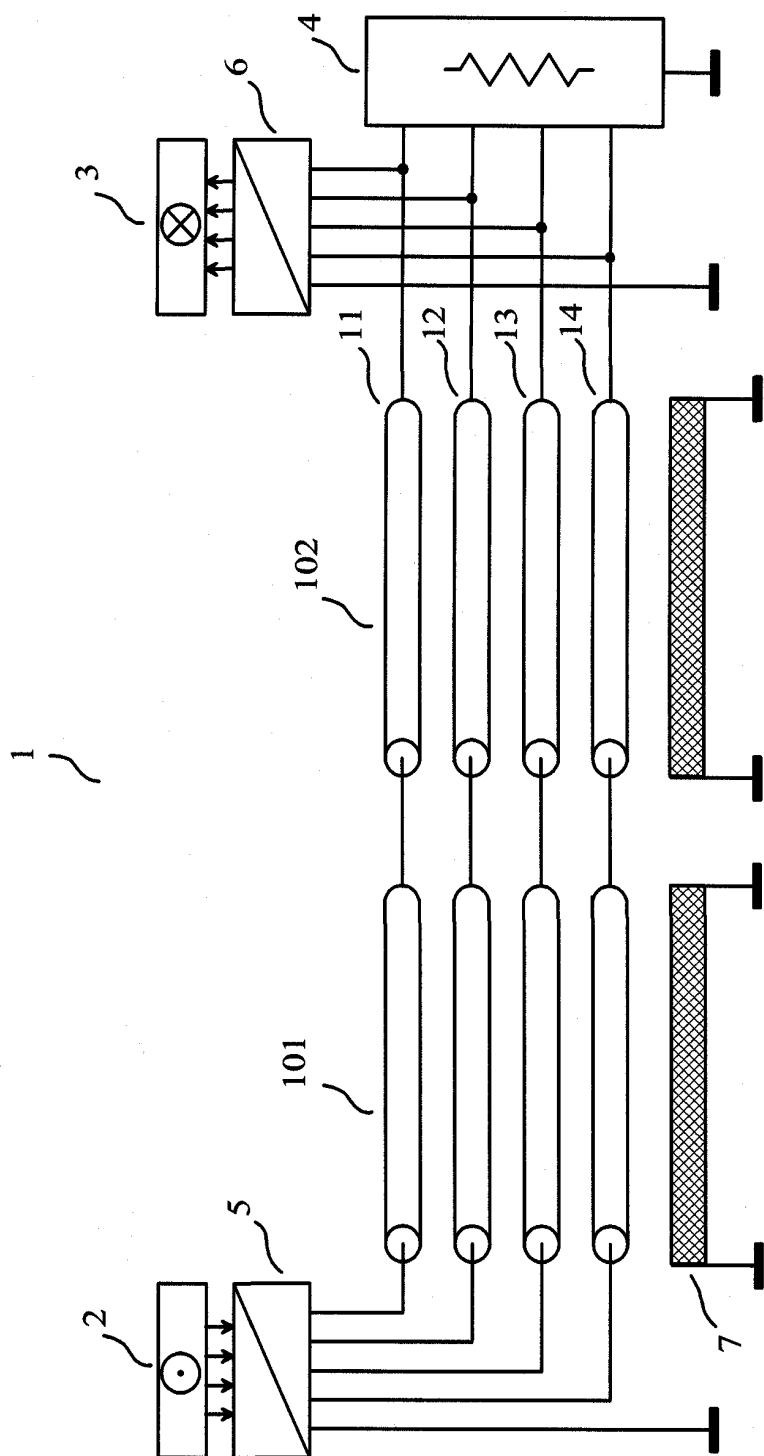


FIG. 10

8 / 8

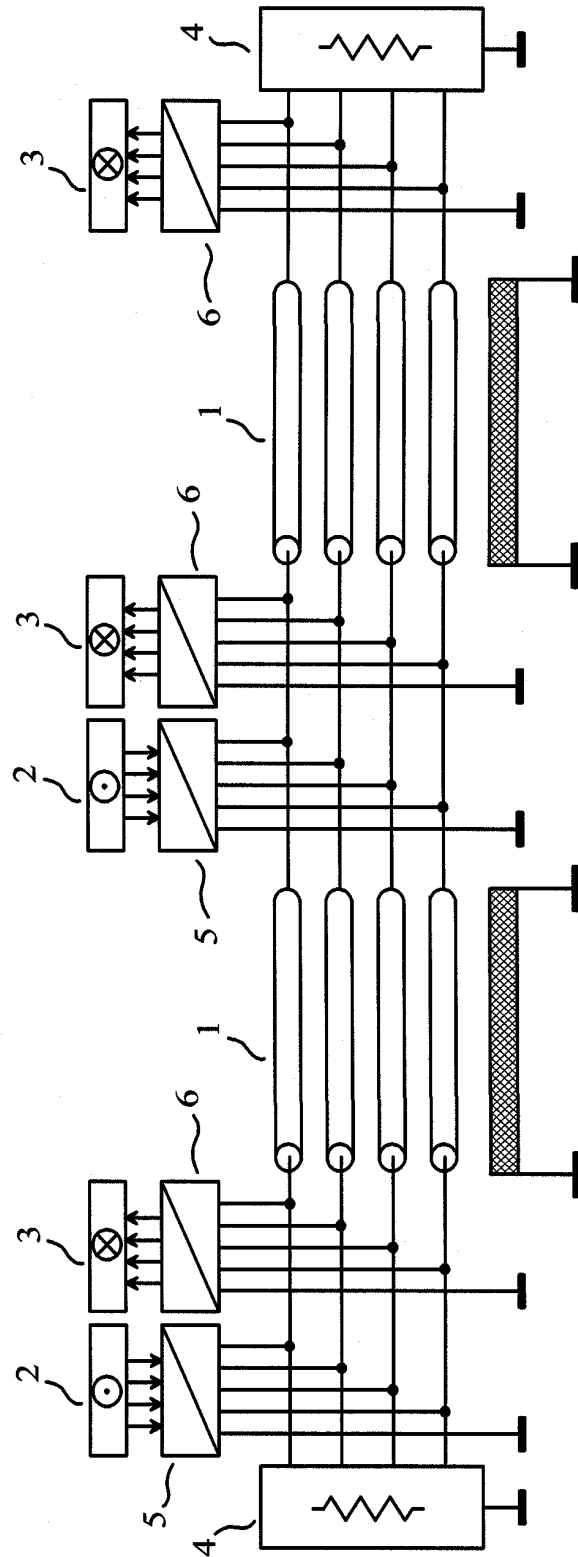


FIG. 11

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 : 0904610

N° de publication : 2950760

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