

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

①① N° de publication :

2 849 728

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

②① N° d'enregistrement national :

03 00064

⑤① Int Cl⁷ : H 04 B 3/32

①②

BREVET D'INVENTION

B1

⑤④ PROCÉDE ET DISPOSITIF POUR LA TRANSMISSION AVEC UNE FAIBLE DIAPHONIE.

②② Date de dépôt : 06.01.03.

③③ Priorité :

⑥⑥ Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

⑦① Demandeur(s) : *EXCEM Société anonyme* — FR.

④③ Date de mise à la disposition du public
de la demande : 09.07.04 Bulletin 04/28.

④⑤ Date de la mise à disposition du public du
brevet d'invention : 29.04.05 Bulletin 05/17.

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

⑤⑥ Liste des documents cités dans le rapport de
recherche :

⑦③ Titulaire(s) :

Se reporter à la fin du présent fascicule

⑦④ Mandataire(s) :

FR 2 849 728 - B1



Procédé et dispositif pour la transmission
avec une faible diaphonie.

DOMAINE TECHNIQUE DE L'INVENTION

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

ÉTAT DE LA TECHNIQUE ANTÉRIEURE

Considérons en premier lieu le problème théorique d'une
interconnexion à n conducteurs de transmission placés à
proximité d'un conducteur de référence. Numérotons ces
15 conducteurs de 0 à n , le numéro 0 étant attribué au "conducteur
de référence" qui servira de référence pour la mesure des
tensions, ce conducteur de référence étant souvent appelé
conducteur de masse.

A titre d'exemple, nous avons représenté sur la figure 1
20 une interconnexion à quatre conducteurs de transmission
parallèles (1) entre une source (2) et un destinataire (3). Par
exemple, la source (2) peut être constituée de quatre circuits
de sortie d'un circuit intégré, le destinataire (3) peut être
constitué de quatre circuits d'entrée d'un autre circuit
25 intégré, et les conducteurs de transmission numérotés 1, 2, 3
et 4 (cette numérotation n'apparaît pas sur la figure 1)
peuvent être des pistes d'un circuit imprimé sur lequel sont
soudés les deux circuits intégrés, le conducteur 0 étant un
plan de masse de ce circuit imprimé. Une telle interconnexion
30 peut clairement transporter des signaux analogiques ou
numériques. Il est bien connu que, lorsque la fréquence
maximale du spectre des signaux à transmettre correspond à une
longueur d'onde qui n'est pas très grande devant la longueur de
l'interconnexion, il est utile de prévoir des terminaisons (4)
35 aux extrémités de l'interconnexion, ces terminaisons étant
constituées par exemple de résistances entre chacun des

conducteurs de transmission numérotés de 1 à 4 et le conducteur de référence.

On note que de telles terminaisons sont parfois incorporées dans les circuits de la source et/ou dans ceux du destinataire. On note aussi que dans certains cas, une seule terminaison est utilisée.

Comme représenté sur l'exemple de la figure 2, une interconnexion (1) peut aussi par exemple être reliée à une pluralité d'émetteurs (2) et de récepteurs (3), les émetteurs et/ou les récepteurs étant répartis le long de l'interconnexion. Les architectures dites en "bus de données" sont de ce type. Les techniques permettant ce type de structure, par exemple celle permettant l'état "haute impédance" de la sortie de certains circuits logiques, sont bien connues. Dans l'exemple de la figure 2, nous notons que l'interconnexion est terminée par une terminaison (4) à chaque extrémité, réalisée comme celle de l'exemple de la figure 1.

Nous définirons un point quelconque le long d'une interconnexion de longueur L par une abscisse curviligne réelle z , l'interconnexion s'étendant depuis $z = 0$ jusqu'à $z = L$.

Tout entier j supérieur ou égal à 1 et inférieur ou égal à n correspond au numéro d'un conducteur de transmission de l'interconnexion, c'est-à-dire d'un conducteur autre que le conducteur de référence. Cet entier peut donc être utilisé comme indice pour définir, pour chaque conducteur de transmission, deux variables électriques : un courant et une tension. A une abscisse donnée z le long du câble, nous définissons ainsi le courant i_j circulant sur ce conducteur de transmission, et la tension v_j entre ce conducteur de transmission et le conducteur de référence. Ces n courants et ces n tensions seront respectivement appelés les courants naturels et les tensions naturelles. L'expression "variable électrique naturelle" désignera indifféremment un courant naturel ou une tension naturelle.

Nous devons à présent, pour préciser notre vocabulaire,

exposer quelques bases de la théorie matricielle des lignes de transmission multiconductrices, qui est bien connue des spécialistes. Des éléments de cette théorie sont par exemple exposés dans l'ouvrage *Analysis of Multiconductor Transmission* 5 *Lines* de C. R. Paul, publié chez John Wiley & Sons en 1994. Lorsqu'une interconnexion peut être approximativement considérée comme ayant des caractéristiques uniformes sur sa longueur (c'est-à-dire indépendantes de z), sa caractérisation pour la transmission des signaux et pour la diaphonie peut se 10 faire avec une matrice inductance linéique \mathbf{L} , une matrice résistance linéique \mathbf{R} , une matrice capacité linéique \mathbf{C} , et une matrice conductance linéique \mathbf{G} , toutes indépendantes de z . Les spécialistes parlent alors d'une ligne de transmission multiconductrice uniforme. Ces matrices sont des matrices 15 carrées symétriques d'ordre n , et elles dépendent de la fréquence. Les matrices \mathbf{L} , \mathbf{R} , \mathbf{C} et \mathbf{G} permettent d'écrire deux relations entre le vecteur-colonne \mathbf{I} des courants naturels i_1, \dots, i_n et le vecteur-colonne \mathbf{V} des tensions naturelles v_1, \dots, v_n considérés à une même abscisse z . Nous qualifierons 20 donc ces quatre matrices de "naturelles". Ces dites deux relations sont appelées les équations des télégraphistes par les spécialistes, et se notent :

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{V}}{dz} = -(\mathbf{R} + j\omega\mathbf{L})\mathbf{I} \\ \frac{d\mathbf{I}}{dz} = -(\mathbf{G} + j\omega\mathbf{C})\mathbf{V} \end{cases} \quad (1)$$

où ω est la pulsation.

25 Nous allons maintenant noter $\mathbf{Z} = \mathbf{R} + j\omega\mathbf{L}$ la matrice impédance linéique et $\mathbf{Y} = \mathbf{G} + j\omega\mathbf{C}$ la matrice admittance linéique. Il est bien connu des spécialistes que l'équation (1) peut être résolue facilement à l'aide d'une diagonalisation convenable des matrices \mathbf{ZY} et \mathbf{YZ} . Les vecteurs propres ainsi 30 obtenus définissent les modes de propagation, et les valeurs propres correspondent aux constantes de propagation. Plus précisément, nous noterons \mathbf{T} et \mathbf{S} deux matrices régulières telles que :

$$\begin{cases} \mathbf{T}^{-1}\mathbf{YZT} = \mathbf{D} \\ \mathbf{S}^{-1}\mathbf{ZYS} = \mathbf{D} \end{cases} \quad (2)$$

où

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

est la matrice diagonale d'ordre n des valeurs propres. Ces
 5 valeurs propres sont les carrés des constantes de propagation
 γ_i pour certaines ondes, que nous identifierons plus loin, se
 propageant vers l'extrémité éloignée (c'est-à-dire vers $z = L$).
 Les matrices \mathbf{Z} et \mathbf{Y} étant symétriques, on constate que si l'on
 détermine, par diagonalisation de la matrice \mathbf{YZ} , une matrice \mathbf{T}
 10 satisfaisant à la première ligne de l'équation (2), alors

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

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

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

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

Des matrices \mathbf{T} et \mathbf{S} solutions des équations (2) et (3)
 25 définissent une "transformation modale" pour les courants
 naturels et les tensions naturelles et les résultats de cette
 transformation sont appelés les courant modaux et les tensions
 modales. Si nous notons \mathbf{I}_M le vecteur des n courants modaux
 i_{M1}, \dots, i_{Mn} et \mathbf{V}_M le vecteur des n tensions modales
 $v_{M1}, \dots,$
 30 v_{Mn} , nous avons :

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

Par conséquent, nous appellerons \mathbf{S} la "matrice de passage des tensions naturelles aux tensions modales", et nous appellerons \mathbf{T} la "matrice de passage des courants naturels aux courants modaux". Les courants modaux et les tensions modales ont la propriété remarquable de pouvoir se propager le long de la ligne de transmission sans se coupler les uns aux autres lorsqu'ils ont un indice différent. Nous pouvons préciser que pour i donné, un courant modal i_{M_i} et une tension modale v_{M_i} se propagent avec la même constante de propagation γ_i vers l'extrémité éloignée (vers $z = L$), et avec la même constante de propagation $-\gamma_i$ vers l'extrémité proche (vers $z = 0$). L'expression "variable électrique modale" désignera indifféremment un courant modal ou une tension modale. Les matrices \mathbf{S} et \mathbf{T} sont donc les matrices de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales.

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

Pour indiquer qu'une matrice \mathbf{S} et une matrice \mathbf{T} sont définies par les relations (2), (3) et (5) nous dirons qu'elles sont "associées". Dans ce cas, il est clair que pour tout entier j entre 1 et n le j -ième vecteur-colonne de \mathbf{S} correspond à la même valeur propre que le j -ième vecteur-colonne de \mathbf{T} .

A partir des équations (1) (2) et (3), il est possible de définir la matrice impédance caractéristique \mathbf{Z}_c de la ligne de transmission multiconductrice, par :

$$\mathbf{Z}_C = \mathbf{S}\Gamma^{-1}\mathbf{S}^{-1}\mathbf{Z} = \mathbf{S}\Gamma\mathbf{S}^{-1}\mathbf{Y}^{-1} = \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{T}\Gamma\mathbf{T}^{-1} = \mathbf{Z}\mathbf{T}\Gamma^{-1}\mathbf{T}^{-1} \quad (7)$$

où

$$\Gamma = \text{diag}_n(\gamma_1, \dots, \gamma_n) \quad (8)$$

est la matrice diagonale d'ordre n des constantes de propagation γ_i , qui sont homogènes à l'inverse d'une longueur. Cette matrice impédance caractéristique est telle que :

a) pour toute onde se propageant sur la ligne multiconductrice dans le sens des z croissants, le vecteur-colonne des tensions naturelles \mathbf{V}^+ est lié au vecteur-colonne des courants naturels \mathbf{I}^+ par:

$$\mathbf{V}^+ = \mathbf{Z}_C \mathbf{I}^+ \quad (9)$$

b) pour toute onde se propageant sur la ligne multiconductrice dans le sens des z décroissants, le vecteur-colonne des tensions naturelles \mathbf{V}^- est lié au vecteur-colonne des courants naturels \mathbf{I}^- par:

$$\mathbf{V}^- = -\mathbf{Z}_C \mathbf{I}^- \quad (10)$$

Par un raisonnement bien connu, on obtient qu'à une extrémité d'une ligne de transmission multiconductrice connectée à un $(n+1)$ -pôle linéaire (dont un pôle est connecté au conducteur de référence et les n autres pôles aux n conducteurs de transmission) présentant à la ligne de transmission multiconductrice une matrice impédance égale à sa matrice impédance caractéristique, ne se produit pas de réflexion pour les ondes incidentes.

Il est également possible de montrer que, quand la matrice \mathbf{S} et la matrice \mathbf{T} sont associées :

c) pour toute onde se propageant sur la ligne multiconductrice dans le sens des z croissants, le vecteur-colonne des tensions modales \mathbf{V}_M^+ est lié au vecteur-colonne des courants modaux \mathbf{I}_M^+ par:

$$\mathbf{V}_M^+ = \frac{1}{j\omega c_K} \Gamma \mathbf{I}_M^+ \quad (11)$$

d) pour toute onde se propageant sur la ligne multiconductrice dans le sens des z décroissants, le vecteur-colonne des tensions modales \mathbf{V}_M^- est lié au vecteur-colonne des courants modaux \mathbf{I}_M^- par:

$$5 \quad \mathbf{V}_M^- = -\frac{1}{j\omega c_K} \Gamma \mathbf{I}_M^- \quad (12)$$

Il est nécessaire de préciser que, selon la théorie des lignes de transmission multiconductrices, la présence d'un conducteur de référence est indispensable, mais qu'a priori aucune caractéristique physique particulière ne distingue ce
 10 que nous avons appelé un conducteur de transmission (que certains auteurs appellent un conducteur de signal) du conducteur de référence. Désigner un conducteur comme étant le conducteur de référence est simplement une exigence théorique. En pratique, on note cependant que les dispositifs
 15 électroniques font souvent un usage particulier de la masse d'un circuit, qui est un ensemble de conducteurs interconnectés, car les circuits exploitent souvent de façon privilégiée les tensions définies par rapport à cette masse. Lorsque cela est possible, il est donc naturel de choisir la
 20 masse comme conducteur de référence. On note aussi qu'un conducteur de l'interconnexion autre que le conducteur de référence est toujours appelé "conducteur de transmission", et que ceci ne signifie nullement qu'il est nécessairement utilisé pour la transmission d'un signal. Il est par exemple classique
 25 de connecter à la masse certains conducteurs de transmission, en vue de réduire la diaphonie.

Il est également important de bien distinguer l'interconnexion, un dispositif physique mettant en oeuvre des conducteurs et des isolants, du modèle qui décrit certaines de
 30 ses propriétés, qui est ici le modèle de ligne de transmission multiconductrice uniforme sur sa longueur. Ce modèle n'est d'ailleurs pas capable de décrire toutes les interconnexions. On peut montrer que ce modèle convient bien pour décrire le comportement d'interconnexion dont tous les conducteurs sont
 35 des cylindres (pas nécessairement de révolution) parallèles et suffisamment proches par rapport à la longueur d'onde des signaux considérés, ces conducteurs étant entourés de

diélectriques de caractéristiques uniformes sur la longueur de l'interconnexion. Ce modèle peut aussi décrire convenablement des interconnexions constituées seulement sur la plupart de leur longueur de conducteurs parallèles et suffisamment proches, et aussi d'autres types d'interconnexion.

Les spécialistes savent qu'il est généralement nécessaire que soit toujours inclus dans le modèle de ligne de transmission multiconductrice tous les conducteurs entre lesquels un couplage significatif est susceptible de se produire. Ainsi, selon un premier exemple, un câble plat non écranté à 8 conducteurs installé à plat contre un conducteur plat sur toute sa longueur doit normalement être traité comme une interconnexion ayant 9 conducteurs y compris le conducteur de référence, même si un des conducteurs du câble plat a été désigné comme conducteur de référence. Selon un second exemple, si un second câble plat non écranté à 8 conducteurs est plaqué contre le premier, l'ensemble doit normalement être traité comme une interconnexion à 17 conducteurs. Selon un troisième exemple, lorsqu'un câble multiconducteur possède un écran entourant ses conducteurs internes, cet écran doit être compté parmi les conducteurs de l'interconnexion.

On note que le conducteur de référence est parfois 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 interconnectés. De la même façon, il est judicieux de traiter comme un unique conducteur de référence une pluralité de conducteurs entre lesquels est maintenue une basse impédance dans la bande de fréquence d'utilisation, en un nombre suffisant de points le long de la direction de propagation. Par exemple, dans un circuit imprimé multicouche, des pistes d'une couche interne, utilisées comme conducteurs de transmission, peuvent être routées entre un plan conducteur servant de masse (plan de masse) et un plan conducteur connecté à une tension d'alimentation. Les spécialistes savent que si une faible impédance est maintenue entre ces plans conducteurs par plusieurs condensateurs de découplage connectés entre ces plans conducteurs et répartis le long des dites pistes internes,

alors les deux plans conducteurs, bien qu'à des potentiels différents, se comportent bien comme un conducteur de référence unique pour la propagation des signaux. Dans la suite, l'expression "un conducteur de référence" pourra donc désigner
 5 un conducteur de référence connecté à un ou plusieurs autres conducteurs, en un nombre suffisant de points le long de la direction de propagation, à travers des impédances suffisamment basses dans une bande de fréquences d'utilisation.

Les éléments théoriques que nous venons d'exposer sont la
 10 fondation d'une méthode de calcul qui permet de prédire la diaphonie sur les interconnexions. Dans le cas d'interconnexion servant à transmettre une pluralité de signaux, la diaphonie est un phénomène indésirable, et dans la mesure du possible, les concepteurs cherchent à la minimiser. L'état de l'art en
 15 matière de lutte contre la diaphonie dans les interconnexions met notamment en oeuvre les techniques suivantes :

- 1) l'utilisation de lignes de transmission équilibrées, aussi appelée lignes de transmission symétriques, sur lesquelles sont connectées des sources de signaux différentiels et des
 20 récepteurs de signaux différentiels, comme il est par exemple exposé au chapitre 4 de l'ouvrage "Noise Reduction Techniques in Electronic Systems" de H. W. Ott, deuxième édition, publié chez John Wiley & Sons en 1988 ;
- 2) la terminaison de chaque paire d'un ensemble de lignes de
 25 transmission équilibrées par sa connexion à une "impédance adaptée" entre les deux conducteurs de la paire, à l'une et/ou l'autre extrémité, comme pour la terminaison des lignes téléphoniques (ce qui réduit également les problèmes d'écho) ;
- 3) dans le cas de lignes de transmission non équilibrées, en
 30 augmentant la distance entre chacun des conducteurs de transmission 1 à n , par exemple en éloignant les unes des autres les pistes correspondant à ces conducteurs de transmission dans le cas d'un circuit imprimé ;
- 4) dans le cas de lignes de transmission non équilibrées en
 35 diminuant la distance entre chacun des conducteurs de transmission 1 à n et le conducteur de référence, par exemple en utilisant comme conducteur de référence une couche de plan de masse sous les pistes correspondant aux conducteurs de transmission 1 à n , dans le cas d'un circuit imprimé ;

- 5) dans le cas de lignes de transmission non équilibrées en réduisant la bande passante utilisée pour les signaux ;
6) dans le cas de lignes de transmission non équilibrées en procédant à la terminaison de chaque conducteur de transmission par sa connexion à un dipôle linéaire ayant une "impédance adaptée", dipôle dont l'autre borne est connectée au conducteur de référence (ce qui réduit également les problèmes d'écho) ;
7) en utilisant des conducteurs connectés à la masse pour séparer les signaux à transmettre, par exemple dans des câbles comportant des conducteurs dédiés à la fonction d'écrantage, appelés écrans, ou selon un autre exemple en utilisant certains conducteurs de transmission comme écrans.

Les techniques du 1) et du 2) ci-dessus, qui sont souvent mises en oeuvre sur des câbles à paires torsadées, permettent d'excellentes performances, mais elles exigent l'emploi de deux conducteurs de transmission par signal à transmettre, ce qui est économiquement pénalisant. Elles sont difficiles à mettre en oeuvre au-delà de quelques centaines de mégahertz. La technique du 7) est également coûteuse.

Les techniques du 3) et du 4) ci-dessus sont efficaces lorsqu'elles sont utilisées conjointement, mais cette approche consomme de la place, ce qui est difficilement acceptable dans les circuits imprimés actuels, comme dans les câbles. La technique du 5) ne peut être utilisée dans nombre de situations où les caractéristiques des signaux, donc leur étendue spectrale, sont imposées.

Les techniques du 2) et du 6) ci-dessus reposent sur un principe simple : les ondes d'écho sont indésirables et elles engendrent elles-même de la diaphonie, les réduire permet donc de réduire la diaphonie. Il convient également de préciser ce qu'il faut entendre par "impédance adaptée" dans l'énoncé de ces techniques : il s'agit de l'impédance d'un dipôle qui permet de minimiser les réflexions d'un signal sur la paire considérée dans le cas de la technique du 2), ou sur le conducteur de transmission considéré dans le cas de la technique du 6). Les auteurs qui précisent ce point considèrent généralement que la valeur à donner à l'"impédance adaptée" d'un conducteur de transmission est l'impédance caractéristique

de la ligne à un conducteur de transmission (plus le conducteur de référence) obtenue en ne considérant pas la propagation sur les autres conducteurs de transmission de l'interconnexion. Le spécialiste comprend que ce point de vue est une approximation
5 qui ne se justifie pleinement que dans le cas où le couplage avec ces autres conducteurs de transmission est très faible. De façon générale, ces "impédances adaptées" ne produisent pas une terminaison présentant à l'interconnexion une matrice impédance voisine de la matrice impédance caractéristique. Ce sont des
10 "impédances adaptées" de ce type que l'on trouve par exemple pour constituer les terminaisons (4) des dispositifs présentés sur les figures 1 et 2.

Nous noterons enfin que selon des variantes de la technique 6), les concepteurs, en vue de limiter la puissance
15 consommée par un signal aux bornes d'une telle "impédance adaptée", peuvent remplacer celle-ci par une résistance en série avec une capacité, de façon à ce que l'impédance adaptée n'apparaisse qu'aux fréquences les plus élevées du spectre des signaux transmis, fréquences pour lesquelles la diaphonie est
20 souvent la plus redoutable. D'autres concepteurs utilisent aussi des terminaisons non linéaires, par exemple utilisant des diodes.

On peut dire que ces techniques sont limitées de la façon suivante : soit elles sont peu performantes, soit elles
25 imposent une dimension transversale importante de l'interconnexion, du fait de l'espacement accru des conducteurs de transmission, ou de l'utilisation d'un nombre de conducteurs bien plus grand (typiquement deux fois plus grand) que le nombre de signaux à transmettre.

30 EXPOSÉ DE L'INVENTION

Le procédé selon l'invention a pour but la transmission avec une faible diaphonie sur les interconnexions à deux ou plus de deux conducteurs de transmission, dépourvue des limitations de ces techniques connues.

35 L'invention concerne un procédé pour la transmission dans

une interconnexion à n conducteurs de transmission et un conducteur de référence, n étant un entier supérieur ou égal à 2, procédé 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 et inférieur ou égal à n , procédé comportant les étapes suivantes :

- 10 - on modélise l'interconnexion, 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 de caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur pour la bande de fréquences connue ;
- 15 - on détermine, pour la dite ligne de transmission multiconductrice et la dite bande de fréquences connue, la matrice impédance caractéristique et une matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales ;
- 20 - on dispose à au moins une extrémité de l'interconnexion un circuit de terminaison présentant une matrice impédance voisine de la dite matrice impédance caractéristique ;
- 25 - on combine dans un dit circuit d'émission les m signaux d'entrée, sans utiliser à cette fin de transformateur, suivant des combinaisons linéaires définies par la dite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, de manière à obtenir à la sortie de ce circuit d'émission, sortie qui est reliée aux n conducteurs de transmission, la génération de variables électriques modales, chacune d'elles étant proportionnelle à un seul des dits signaux d'entrée ;
- 30 - on combine dans un dit circuit de réception, dont l'entrée est reliée aux n conducteurs de transmission, sans utiliser à cette fin de transformateur, les signaux présents sur les conducteurs de transmission, suivant des combinaisons linéaires définies par l'inverse de la dite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, de manière à obtenir à la sortie de ce circuit de réception m signaux de sortie
- 35
- 40 correspondant chacun à une des dites voies de

transmission, chacun de ces signaux étant proportionnel à une seule des dites variables électriques modales.

Les spécialistes comprennent bien les principes que met en oeuvre l'invention. Il s'agit d'utiliser une superposition
5 d'ondes comportant chacune une unique variable électrique modale correspondant à une voie, car ces ondes ont les propriétés suivantes :

a) l'onde d'une variable électrique modale se propage le long de la ligne de transmission multiconductrice sans se coupler à
10 d'autres variables électriques modales d'indice différent, ce qui découle de ce qui a été dit plus haut dans les explications suivant la formule (6) ;

b) à une extrémité de la ligne de transmission multiconductrice connectée à un circuit de terminaison présentant une matrice
15 impédance voisine de la dite matrice impédance caractéristique, l'onde d'une variable électrique modale est absorbée, sans donner naissance à aucune onde réfléchie significative, ce qui découle de la propriété énoncée plus haut, après les équations (9) et (10).

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

Nous voyons qu'une quelconque des n tensions naturelles (respectivement, courants naturels) étant une combinaison
linéaire des n tensions modales (respectivement, courants modaux), d'après l'équation (6) la valeur d'une variable
30 électrique naturelle dépend a priori de la valeur de chacun des signaux présents sur chacune des n voies. Ceci est radicalement différent du comportement souhaité de dispositifs tels que ceux représentés sur les figures 1 et 2.

Le spécialiste comprend que les circuits de terminaison
35 ont pour fonction d'assurer qu'aucune réflexion d'un signal incident ne se produise à une extrémité de l'interconnexion,

avec un niveau gênant. 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
5 ce niveau, spécifier que le circuit de terminaison devra présenter une matrice impédance plus proche de la dite matrice impédance caractéristique.

Pour qu'aucune réflexion d'un signal incident ne se produise à une extrémité de l'interconnexion avec un niveau
10 gênant, il est clair pour le spécialiste qu'il suffit, lorsqu'un ou plusieurs circuits d'émission sont connectés à une seule extrémité de l'interconnexion, de disposer à l'extrémité opposée de l'interconnexion un circuit de terminaison présentant une matrice impédance suffisamment voisine de la
15 dite matrice impédance caractéristique. Le spécialiste voit aussi que dans tous les autres cas, c'est-à-dire lorsqu'un circuit d'émission est connecté ailleurs qu'à une extrémité de l'interconnexion, et/ou lorsque des circuits d'émission sont connectés à chaque extrémité de l'interconnexion, il est
20 nécessaire, pour qu'aucune réflexion d'un signal incident ne se produise à une extrémité de l'interconnexion avec un niveau gênant, de disposer aux deux extrémités de l'interconnexion un circuit de terminaison présentant une matrice impédance suffisamment voisine de la dite matrice impédance
25 caractéristique.

Ainsi, selon le procédé selon l'invention on peut :

- soit ne disposer qu'à une seule extrémité de l'interconnexion un circuit de terminaison présentant une matrice impédance voisine de la dite matrice impédance
30 caractéristique.

- soit disposer à chaque extrémité de l'interconnexion un circuit de terminaison présentant une matrice impédance voisine de la dite matrice impédance caractéristique.

Il est important, pour que ce principe puisse apporter les
35 caractéristiques voulues, que l'interconnexion se comporte bien comme une ligne de transmission multiconductrice uniforme sur sa longueur, car une inhomogénéité telle qu'une variation, en

fonction de z , de la matrice impédance caractéristique peut produire des couplages préjudiciables entre les voies, c'est-à-dire de la diaphonie. On note que les spécialistes savent que l'effet des inhomogénéités dépend de la longueur d'onde, donc de la fréquence, des signaux transmis, car il est légitime de
5 considérer que les ondes sont en pratique seulement affectées par une moyenne mobile des matrices naturelles le long de l'interconnexion, sur une distance correspondant à une fraction de la longueur d'onde. Par conséquent, sur une interconnexion
10 parfaitement uniforme sauf en une inhomogénéité localisée, l'effet de l'inhomogénéité a relativement moins d'effet en basses fréquences, car pour de plus grandes longueurs d'onde, l'effet de l'inhomogénéité est lissée par un moyennage sur une plus grande longueur. Ce phénomène est bénéfique car des
15 inhomogénéités sont en pratique inévitables, par exemple aux points de connexion d'un circuit d'émission ou d'un circuit de réception. Par exemple, une telle inhomogénéité pourra correspondre à une matrice capacité localisée due au circuit d'émission ou au circuit de réception, correspondant à des
20 impédances localisées.

Dans certains cas, pour prendre en compte des impédances localisées vues par l'interconnexion dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, le concepteur pourra se limiter à constater qu'elles ne sont pas présentes ou
25 qu'elles peuvent être négligées. Dans d'autres cas, pour prendre en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, le concepteur devra, pour obtenir une ligne de transmission multiconductrice de caractéristiques
30 électriques suffisamment uniformes sur sa longueur, prendre en compte quantitativement ces impédances localisées. Par exemple, un circuit de réception pourrait être vu par l'interconnexion comme une matrice capacité s'ajoutant à celle de l'interconnexion : cette capacité localisée pourrait donc être
35 compensée par une modification locale des caractéristiques géométriques de l'interconnexion autour du point de connexion, convenablement dimensionnée. Au titre d'un second exemple, des matrices capacité localisées à des points de connexion régulièrement espacés le long de l'interconnexion pourraient

être prises en compte pour parvenir, par un dimensionnement approprié des conducteurs de transmission, à une matrice capacité linéique moyenne donnée, pertinente jusqu'à une certaine fréquence maximale.

5 Selon l'invention, les variables électriques modales générées par un circuit d'émission sont chacune proportionnelles à un seul des dits signaux d'entrée. Donc m signaux devant être transmis, il y a au moins m variables électriques modales. Selon le procédé selon l'invention, il est
10 en particulier possible d'obtenir à la sortie d'un circuit d'émission la génération de m variables électriques modales. Cette façon de procéder peut être la plus économique, mais il est également envisageable, lorsque m est strictement plus petit que n , de générer plus de m variables électriques modales
15 pour les m signaux d'entrée.

 Selon le procédé selon l'invention, le nombre m de voies de transmission entre un circuit d'émission quelconque et un circuit de réception quelconque peut être égal au nombre n de conducteurs de transmission. Cette façon de procéder est
20 préférée car elle est généralement la plus économique. Toutefois, il est également envisageable d'utiliser un nombre n de conducteurs de transmission strictement supérieur au nombre m de voies (cette circonstance sera évoquée plus bas dans les "indications sur les applications industrielles").

25 Selon le procédé selon l'invention, les dites variables électriques peuvent être soit toutes des tensions électriques, soit toutes des courants électriques. On peut noter que pour des matrices \mathbf{S} et \mathbf{T} associées, d'après les formules (11) et (12), en notant que Γ est une matrice diagonale, nous pouvons
30 dire que dans un sens de propagation donné, pour tout entier j entre 1 et n la tension modale v_{Mj} est proportionnelle au courant modal i_{Mj} . De ce fait,
- il est physiquement équivalent, pour un circuit d'émission, qu'il "génère sur les conducteurs de transmission des tensions
35 modales, chacune d'elles étant proportionnelle à un seul des dits signaux d'entrée", ou qu'il "génère sur les conducteurs de transmission des courants modaux, chacun d'eux étant

proportionnel à un seul des dits signaux d'entrée" ;

- il est physiquement équivalent, pour un circuit de réception, qu'il délivre en sortie " m signaux de sortie correspondant chacun à une des dites voies de transmission, chacun d'eux
5 étant proportionnel à une seule des tensions modales", ou qu'il délivre en sortie " m signaux de sortie correspondant chacun à une des dites voies de transmission, chacun d'eux étant proportionnel à un seul des courants modaux".

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

20 Selon le procédé selon l'invention, on peut utiliser des conducteurs et des diélectriques tels que la section de l'interconnexion dans un plan orthogonal à la direction de propagation ne varie pas, à un facteur d'échelle près, sur la plus grande partie de la longueur de l'interconnexion, au
25 voisinage des conducteurs de transmission. En effet, les spécialistes savent que cette condition permet de maintenir des caractéristiques électriques pratiquement uniformes sur la longueur de l'interconnexion. Cette condition englobe notamment le cas classique d'une interconnexion rectiligne, donc
30 parallèle à un axe, et invariante par translation le long de cet axe, au voisinage des conducteurs de transmission. Mais contrairement à ce cas, cette condition inclut le cas où les conducteurs de transmission sont courbés. On note enfin que cette condition n'est en général pas compatible avec la
35 réalisation d'une ligne de transmission équilibrée, car l'obtention d'un équilibrage de l'interconnexion, qui implique notamment l'égalité entre certaines valeurs de capacité linéique, est liée à la technique du torsadage. Il existe

toutefois quelques exceptions pour lesquelles cette condition peut être remplie avec une interconnexion équilibrée. Par exemple, pour $n = 2$, une telle exception met en oeuvre une interconnexion constituée de deux conducteurs de transmission rectilignes et parallèles à un plan de masse constituant le conducteur de référence, l'interconnexion présentant une symétrie par rapport à un plan orthogonal au plan de masse et contenant une droite parallèle aux conducteurs de transmission.

Des exemples détaillés présentés plus bas proposeront des schémas de principe selon l'invention, dans le cas d'une interconnexion équilibrée pour laquelle $n = 2$ et dans le cas d'une interconnexion pour laquelle $n = 3$. Pour n supérieur ou égal à trois, les interconnexions ne sont souvent pas équilibrées. Il est donc important de noter que, selon le procédé selon l'invention, n peut être supérieur ou égal à trois.

On notera qu'il est dans de nombreux cas possible, comme les spécialistes le savent, de considérer que, pour le calcul des matrices \mathbf{Z}_c , \mathbf{S} et \mathbf{T} de la ligne de transmission multiconductrice, les pertes sont négligeables dans certains domaines fréquentiels, par exemple pour les fréquences supérieures à 100 kHz, et que dans ce cas la matrice impédance caractéristique est réelle et indépendante de la fréquence et que les matrices \mathbf{S} et \mathbf{T} peuvent être choisies réelles et indépendantes de la fréquence. Inversement, aux fréquences inférieures à 10 kHz les pertes ne sont souvent pas négligeables, et la matrice impédance caractéristique ne peut être considérée comme réelle, ce qui conduit manifestement à une mise en oeuvre plus complexe du procédé selon l'invention. Toutefois, cette question peut souvent être négligée, car la diaphonie aux fréquences inférieures à 10 kHz peut dans de nombreux cas être négligée, et qu'il peut dans ces cas être sans importance que le circuit de terminaisons disposé à l'une et/ou à l'autre des extrémités de l'interconnexion présente une matrice impédance proche de l'impédance caractéristique à ces fréquences.

Le procédé selon l'invention est donc particulièrement

adapté au cas où la dite bande de fréquences connue contient des fréquences comprises entre 100 kHz et 100 GHz.

Les spécialistes savent, par exemple par le calcul basé sur la géométrie des conducteurs et des isolants, sur la
5 conductivité des conducteurs et sur la permittivité et les pertes des isolants, déterminer les matrices naturelles **L**, **R**, **C** et **G** d'une ligne de transmission multiconductrice, en fonction de la fréquence. Les spécialistes savent aussi mesurer ces matrices. Il est donc clair qu'il est possible de
10 déterminer avec précision la matrice impédance caractéristique de la dite ligne de transmission multiconductrice dans un intervalle de fréquences quelconque, jusqu'à la fréquence maximale pour laquelle la théorie des lignes de transmission est applicable. Cette fréquence maximale dépend des dimensions
15 transversales de l'interconnexion et les spécialistes savent qu'elle correspond à l'apparition des premiers modes de propagation non évanescents autres que quasi-TEM. Dans ce même intervalle de fréquences, il est manifestement également possible de déterminer une "matrice de passage des tensions
20 naturelles aux tensions modales" **S** et/ou une "matrice de passage des courants naturels aux courants modaux" **T**, en fonction de la fréquence, ce qui permet de définir des tensions modales et/ou des courants modaux.

La détermination de la matrice impédance caractéristique
25 et d'un choix convenable de matrices **S** et/ou **T** peut donc par exemple se faire dans deux contextes distincts : premièrement quand le choix de l'interconnexion est fait et qu'il convient de lui appliquer le procédé selon l'invention en adaptant les autres parties d'un dispositif mettant en oeuvre ce procédé,
30 deuxièmement quand les parties autres que l'interconnexion d'un dispositif mettant en oeuvre ce procédé sont préalablement définies et qu'il convient de concevoir une interconnexion appropriée.

Un dispositif pour dimensionner les circuits utilisés dans
35 un procédé selon l'invention est décrit dans la phrase suivante. Un dispositif pour dimensionner les circuits utilisés dans un procédé pour la transmission dans une interconnexion à

n conducteurs de transmission et un conducteur de référence, n étant un entier supérieur ou égal à 2, procédé procurant, dans une bande de fréquences connue, m voies de transmission correspondant chacune à un signal à transmettre entre l'entrée
5 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 et inférieur ou égal à n , peut comporter :

- 10 - des moyens pour modéliser l'interconnexion, 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 de caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur pour la bande de fréquences connue ;
- 15 - des moyens pour déterminer, pour la dite ligne de transmission multiconductrice et la dite bande de fréquences connue, la matrice impédance caractéristique et une matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales ;
- 20 - des moyens pour dimensionner un circuit de terminaison présentant une matrice impédance voisine de la dite matrice impédance caractéristique ;
- 25 - des moyens pour dimensionner un dit circuit d'émission qui combine les m signaux d'entrée, sans utiliser à cette fin de transformateur, suivant des combinaisons linéaires définies par la dite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, de manière à obtenir à la sortie de ce circuit d'émission, sortie qui est reliée aux n conducteurs de transmission,
30 la génération de variables électriques modales, chacune d'elles étant proportionnelle à un seul des dits signaux d'entrée ;
- 35 - des moyens pour dimensionner un dit circuit de réception, dont l'entrée est reliée aux n conducteurs de transmission, qui combine, sans utiliser à cette fin de transformateur, les signaux présents sur ces conducteurs de transmission, suivant des combinaisons linéaires définies par l'inverse de la dite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques
40 modales, de manière à obtenir à la sortie de ce circuit de

réception m signaux de sortie correspondant chacun à une des dites voies de transmission, chacun de ces signaux étant proportionnel à une seule des dites variables électriques modales.

5 Le dit dispositif pour dimensionner les circuits utilisés dans un procédé selon l'invention peut être tel que les moyens pour modéliser l'interconnexion comprennent des moyens pour mesurer et/ou pour calculer en fonction des dispositions relatives des conducteurs de transmission et du conducteur de
10 référence ainsi que des caractéristiques des diélectriques qui les entourent, des caractéristiques électriques réelles de l'interconnexion.

Le dit dispositif pour dimensionner les circuits utilisés dans un procédé selon l'invention peut être tel que les moyens
15 pour modéliser l'interconnexion comprennent :

- des moyens pour calculer un ou plusieurs coefficients d'erreur entre les caractéristiques électriques réelles de l'interconnexion et des caractéristiques souhaitées, pour la bande de fréquences connue ;
- 20 - des moyens pour optimiser la position relative des conducteurs de transmission en minimisant ce ou ces coefficients d'erreur.

Un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention est décrit dans la phrase suivante. Un dispositif
25 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 :

- 30 - une interconnexion à n conducteurs de transmission et un conducteur de référence, n étant un entier supérieur ou égal à m , l'interconnexion étant dimensionnée de telle manière qu'elle peut, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion dues aux circuits qui
35 lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, être modélisée par une ligne de transmission multiconductrice de caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur

pour la bande de fréquence connue ;

- 5 - un ou deux circuits de terminaison disposés chacun à une extrémité de l'interconnexion et présentant chacun une matrice impédance voisine, dans la dite bande de fréquences connue, de la dite matrice impédance caractéristique de la ligne de transmission multiconductrice, ces circuits de terminaisons étant, s'ils sont plusieurs, disposés chacun à une extrémité différente de l'interconnexion ;
- 10 - au moins un dit circuit d'émission pour combiner les m signaux d'entrée, sans utiliser à cette fin de transformateur, suivant des combinaisons linéaires définies par une matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, de manière à obtenir à la sortie de ce circuit d'émission, 15 sortie qui est reliée aux n conducteurs de transmission, la génération de variables électriques modales, chacune d'elles étant proportionnelle à un seul des dits signaux d'entrée ;
- 20 - au moins un dit circuit de réception dont l'entrée est reliée aux n conducteurs de transmission pour combiner, sans utiliser à cette fin de transformateur, les signaux présents sur les conducteurs de transmission, suivant des combinaisons linéaires définies par l'inverse de la dite 25 matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, de manière à obtenir à la sortie de ce circuit de réception m signaux de sortie correspondant chacun à une des dites voies de transmission, chacun de ces signaux étant proportionnel à 30 une seule des dites variables électriques modales.

Nous notons que, comme il a été exposé plus haut, un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention peut :

- 35 - soit ne comporter qu'à une seule extrémité de l'interconnexion un circuit de terminaison présentant une matrice impédance voisine de la dite matrice impédance caractéristique ;
- soit comporter à chaque extrémité de l'interconnexion un circuit de terminaison présentant une matrice impédance

voisine de la dite matrice impédance caractéristique.

Dans un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, il est possible d'obtenir à la sortie d'un circuit d'émission la génération de m variables électriques modales.

5 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 circuit d'émission quelconque et un circuit de réception quelconque soit égal au nombre n de conducteurs de transmission.

10 Dans ce cas où $m = n$, à chaque mode correspond une voie de transmission. Notons \mathbf{x}_I le vecteur des n signaux d'entrée x_{I1}, \dots, x_{In} d'un circuit d'émission et notons \mathbf{x}_O le vecteur des n signaux de sortie x_{O1}, \dots, x_{On} d'un circuit de réception. Ces signaux peuvent par exemple être des tensions ou des courants.

15 Selon l'invention, il existe une proportionnalité entre chaque tension modale produite par un circuit d'émission et le signal d'entrée de la voie correspondante. Nous pouvons donc, avec une numérotation convenable des signaux d'entrée, écrire :

$$\mathbf{V}_M = \text{diag}_n(\alpha_1, \dots, \alpha_n) \mathbf{X}_I \quad (13)$$

20 où \mathbf{V}_M est le vecteur des tensions modales produites par le circuit d'émission, et où $\text{diag}_n(\alpha_1, \dots, \alpha_n)$ est la matrice diagonale des coefficients de proportionnalité α_i non nuls. La dimension de chacun de ces coefficients dépend de celle des signaux d'entrée : si par exemple les signaux d'entrée sont des

25 tensions, les coefficients α_i seront sans dimension. Par conséquent, en utilisant l'équation (6), nous voyons que le circuit d'émission doit produire sur chaque conducteur, à son point de connexion à l'interconnexion, les tensions naturelles du vecteur \mathbf{V} donné par :

30
$$\mathbf{V} = \mathbf{S} \text{diag}_n(\alpha_1, \dots, \alpha_n) \mathbf{X}_I \quad (14)$$

D'autre part, comme un circuit de réception produit en

sortie, pour chaque voie, un signal pratiquement proportionnel à la tension modale correspondant à cette voie, nous pouvons, avec une numérotation convenable des signaux de sortie, écrire que :

$$5 \quad \mathbf{X}_0 = \text{diag}_n(\beta_1, \dots, \beta_n) \mathbf{V}_M \quad (15)$$

où \mathbf{V}_M est le vecteur des tensions modales reçues par le circuit de réception, et où $\text{diag}_n(\beta_1, \dots, \beta_n)$ est la matrice diagonale des coefficients de proportionnalité β_i non nuls. La dimension de ces coefficients dépend de celle des signaux de sortie : si
 10 par exemple les signaux de sortie sont des courants, les β_i auront la dimension d'une admittance. Nous voyons que le circuit de réception doit sélectionner, sur l'ensemble des conducteurs, les tensions modales en utilisant l'équation (6). Par conséquent, si au point de connexion du circuit de
 15 réception à l'interconnexion le vecteur des tensions naturelles est \mathbf{V} , les signaux de sortie sont donnés par :

$$\mathbf{X}_0 = \text{diag}_n(\beta_1, \dots, \beta_n) \mathbf{S}^{-1} \mathbf{V} \quad (16)$$

Comme, selon l'invention, les ondes se propagent sur l'interconnexion comme dans une ligne de transmission
 20 multiconductrice uniforme, sans réflexion significative aux extrémités, il est possible, en utilisant les formules (13) et (15), de préciser comment la transmission des signaux est assurée. Entre un circuit d'émission et un circuit de réception dont les points de connexion à l'interconnexion présentent une
 25 différence d'abscisse curviligne ΔL , nous obtenons que, pour tout i entre 1 et n inclus :

$$x_{0i} = \alpha_i \beta_i e^{-\gamma_i |\Delta L|} x_{1i} \quad (17)$$

Selon (14), le circuit d'émission que nous venons
 d'évoquer doit réaliser, pour une de ses bornes de sortie i
 30 quelconque, la combinaison linéaire des signaux des voies d'entrée utilisant les coefficients du i -ième vecteur-ligne de la matrice obtenue en multipliant chaque colonne j de la matrice \mathbf{S} par un coefficient α_j . Selon (16), le circuit de

réception que nous avons discuté doit réaliser, pour une de ses
voies de sortie i quelconque, la combinaison linéaire des
tensions sur ses bornes d'entrées utilisant les coefficients du
 i -ième vecteur-ligne de la matrice \mathbf{S}^{-1} multipliés par un
5 coefficient β_i .

Le spécialiste sait que de telles combinaisons linéaires,
peuvent, par exemple, être réalisées à l'aide d'amplificateurs
opérationnels (dans les bandes de fréquences où des dispositifs
de ce type peuvent fonctionner) et d'impédances convenables.
10 Les transformateurs permettent aussi de réaliser certaines
combinaisons linéaires, mais il est difficile et coûteux de
réaliser des combinaisons linéaires quelconques avec des
transformateurs. D'autre par les transformateurs ont une bande
passante limitée (par exemple à trois décades de fréquences),
15 et ne peuvent passer le continu. C'est pourquoi, dans l'énoncé
du procédé selon l'invention, l'emploi de transformateurs est
exclu pour la réalisation des dites combinaisons linéaires.

Un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon
l'invention peut être tel que les dites variables électriques
20 sont soit toutes des tensions électriques, soit toutes des
courants électriques, et les deux formulations sont en fait
équivalentes. Au lieu des équations (13) à (16), nous notons
que nous aurions pu aussi bien écrire, au niveau d'un circuit
d'émission

$$25 \quad \mathbf{I}_M = \text{diag}_n(\alpha_1, \dots, \alpha_n) \mathbf{X}_I \quad (18)$$

$$\mathbf{I} = \mathbf{T} \text{diag}_n(\alpha_1, \dots, \alpha_n) \mathbf{X}_I \quad (19)$$

où \mathbf{I}_M est le vecteur des courants modaux produits par le circuit
d'émission, où \mathbf{I} est le vecteur des courant naturels
correspondants, et où $\text{diag}_n(\alpha_1, \dots, \alpha_n)$ est la matrice diagonale
30 des coefficients de proportionnalité α_i non nuls, et, au niveau
d'un circuit de réception

$$\mathbf{X}_0 = \text{diag}_n(\beta_1, \dots, \beta_n) \mathbf{I}_M \quad (20)$$

$$\mathbf{X}_0 = \text{diag}_n(\beta_1, \dots, \beta_n) \mathbf{T}^{-1} \mathbf{I} \quad (21)$$

où \mathbf{I}_M est le vecteur des courant modaux reçues par le circuit de réception, où \mathbf{I} est le vecteur des courants naturels correspondants, et où $\text{diag}_n(\beta_1, \dots, \beta_n)$ est la matrice diagonale des coefficients de proportionnalité β_i non nuls. Les coefficients de proportionnalités apparaissant dans les équations (13) à (17) ne sont évidemment pas les mêmes que ceux apparaissant dans les équations (18) à (21).

Dans un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, il est possible que la section de l'interconnexion dans un plan orthogonal à la direction de propagation ne varie pas, à un facteur d'échelle près, sur la plus grande partie de la longueur de l'interconnexion, au voisinage des conducteurs de transmission.

Un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention peut en particulier être tel que n soit supérieur ou égal à trois.

Un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention peut préférentiellement être tel que la dite bande de fréquences connue contient des fréquences comprises entre 100 kHz et 100 GHz.

Nous avons déjà indiqué qu'il est souvent possible, par exemple à des fréquences supérieures à 100 kHz, d'obtenir des matrices \mathbf{Z}_c , \mathbf{S} et \mathbf{T} réelles et indépendantes de la fréquence. Dans ce cas, il est clair pour le spécialiste qu'un circuit de terminaison présentant une matrice impédance voisine de la dite matrice impédance caractéristique dans la dite portion de la dite bande de fréquences pourra par exemple être réalisé à l'aide d'un réseau de résistances, et les calculs permettant de dimensionner ce réseau ne sont pas difficiles.

Un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention peut être tel que les circuits de terminaison sont constitués d'un réseau de résistances.

Des circuits de terminaison constitués d'un réseau de résistances n'est cependant nullement une caractéristique de l'invention. Selon un premier exemple, les concepteurs, en vue de limiter la puissance consommée par un signal aux bornes des terminaisons, peuvent, comme il a été dit plus haut dans l'état de la technique antérieure, choisir de ne rendre celles-ci opérantes que dans un intervalle de fréquences pertinent, par exemple en incluant des réactances appropriées dans les circuits de terminaison. Selon un deuxième exemple, les circuits de terminaison pourraient incorporer des composants actifs.

Dans le cas où l'on peut considérer des matrices \mathbf{Z}_c , \mathbf{S} et \mathbf{T} réelles, et où les coefficients α_i et β_i des formules (13) à (21) sont choisis réels, il est également clair pour le spécialiste que les combinaisons linéaires prévues dans les circuits d'émission et dans les circuits de réception peuvent être réalisés à partir d'amplificateurs opérationnels (dans les bandes de fréquences où des dispositifs de ce type peuvent fonctionner) et de résistances. Toutefois, à des fréquences relativement élevées, des déphasages non voulus dans les circuits à amplificateurs opérationnels peuvent devenir inévitables, et vont éventuellement correspondre à des coefficients α_i et β_i non réels.

Dans le cas où il s'avère utile de prendre en compte les pertes pour la détermination des matrices \mathbf{Z}_c , \mathbf{S} et \mathbf{T} , celles-ci ne sont a priori plus réelles et indépendantes de la fréquence, et il devient nécessaire de procéder à la synthèse des dits circuits de terminaison et/ou circuits de réception et/ou circuits d'émission par des méthodes bien connues des spécialistes, les circuits ainsi synthétisés comportant alors des réactances. Une telle synthèse peut par exemple faire intervenir des composants actifs.

Selon l'invention, il est spécifié que l'interconnexion doit pouvoir être modélisée par une ligne de transmission multiconductrice de caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur pour la bande de fréquence connue, en prenant en

compte les impédances localisées vues par l'interconnexion dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités. Pour que cette prise en compte puisse se limiter à constater que ces impédances localisées sont négligeables, ces circuits doivent donc être tels qu'ils ne perturbent pas la propagation le long de la ligne de transmission. Le spécialiste voit que ce résultat peut être obtenu par exemple:

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

Un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention peut donc être tel que le ou les circuits d'émission et le ou les circuits de réception sont connectés en parallèle sur l'interconnexion, et tel que les connexions du ou des circuits d'émission et du ou des circuits de réception présentent une haute impédance à l'interconnexion. Dans ce cas le concepteur pourra considérer que le circuit d'émission se comporte comme une source de courant, et applique la formule (19). Alternativement, il pourra choisir de raisonner sur des tensions et appliquer la formule (14) en considérant que :

- si le dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention est tel qu'une seule extrémité de l'interconnexion est connectée à un circuit de terminaison présentant une matrice impédance voisine de la dite matrice impédance caractéristique, l'autre extrémité, à laquelle est connecté le circuit d'émission comme il a déjà été exposé, voyant une haute impédance, alors la sortie du circuit d'émission voit pratiquement la matrice impédance \mathbf{Z}_c , et que par conséquent

$$\mathbf{I} = \mathbf{Z}_c^{-1} \mathbf{S} \text{diag}_n(\alpha_1, \dots, \alpha_n) \mathbf{X}_I \quad (22)$$

- si le dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention est tel qu'à chaque extrémité de

l'interconnexion est connecté un circuit de terminaison
 présentant une matrice impédance voisine de la dite
 matrice impédance caractéristique, la sortie du circuit
 d'émission voit la matrice impédance $\mathbf{Z}_c/2$, et que par
 5 conséquent

$$\mathbf{I} = 2\mathbf{Z}_c^{-1}\mathbf{S} \text{diag}_n(\alpha_1, \dots, \alpha_n) \mathbf{X}_I \quad (23)$$

Le concepteur gardera bien sûr à l'esprit que
 $\text{diag}_n(\alpha_1, \dots, \alpha_n)$ n'a pas le même sens dans la formule (19)
 d'une part, et dans les formules (14), (22) et (23) d'autre
 10 part.

Toutefois la connexion en parallèle sur l'interconnexion
 des circuits d'émission et/ou des circuits de réception n'est
 nullement une caractéristique de l'invention. Selon
 l'invention, le ou les circuits d'émission et/ou le ou les
 15 circuits de réception peuvent être connectés en série avec
 l'interconnexion, ce qui imposerait généralement, afin de ne
 pas perturber la propagation des ondes le long de
 l'interconnexion, de présenter une basse impédance à
 l'interconnexion. Le septième exemple de dispositif selon
 20 l'invention, exposé ci-dessous, comportera un circuit
 d'émission connecté en série avec l'interconnexion.

Un dispositif selon l'invention peut être tel que les dits
 circuits de terminaison, le ou les dits circuits d'émission et
 le ou les dits circuits de réception sont tous deux à deux sans
 25 parties communes.

Inversement, un dispositif selon l'invention peut être tel
 que les dits circuits de terminaison, le ou les dits circuits
 d'émission et le ou les dits circuits de réception ne sont pas
 tous deux à deux sans parties communes. Cette possibilité sera
 30 discutée ci-dessous, dans la présentation des quatrième
 cinquième et sixième exemples de dispositif selon l'invention.

Selon l'état de l'art antérieur il était bien connu des
 spécialistes que la diaphonie dans une interconnexion réalisée
 avec des conducteurs parallèles était faible à basse fréquence,
 35 qu'elle dépendait fortement de la fréquence et qu'elle

dépendait fortement de la longueur de l'interconnexion. Ces propriétés limitaient donc en général la longueur maximale de l'interconnexion et la fréquence maximale d'utilisation. Pour un dispositif selon l'invention, on observe que la diaphonie
5 que l'on peut calculer est très peu dépendante de la fréquence et de la longueur de l'interconnexion, ce qui élimine ces limitations.

L'état de la technique antérieur imposait, pour obtenir une très faible diaphonie sur des interconnexions, que celles-
10 ci aient une structure tridimensionnelle complexe, par exemple qu'elles comportent une paire torsadée pour chaque voie, ou un écran pour chaque voie. Selon l'invention, une très faible diaphonie est obtenue avec une interconnexion réalisée simplement avec des conducteurs parallèles, d'où un gain
15 d'encombrement et de coût.

Enfin, on note que selon l'état de la technique antérieur, la propagation voulue d'un signal sur un seul conducteur correspond à la propagation de plusieurs modes, à des vitesses de propagation différentes, responsables d'une dispersion
20 modale bien connue des spécialistes. Dans le domaine temporel, cette dispersion modale déforme les signaux. Selon l'invention, la propagation d'un signal se fait sur un seul mode, et il n'y a donc pas de dispersion modale, ce qui étend la bande passante de l'interconnexion et la longueur maximale qu'elle peut avoir.

25 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 aux dessins annexés
30 sur lesquels :

- la figure 1 représente une interconnexion à quatre conducteurs de transmission parallèles, et a déjà été commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique ;
- 35 - la figure 2 représente une interconnexion reliant une pluralité d'émetteurs et de récepteurs, et a déjà été

- commentée dans la partie consacrée à l'exposé de l'état de la technique ;
- la figure 3 représente un premier mode de réalisation de l'invention ;
 - 5 - la figure 4 représente un deuxième mode de réalisation de l'invention ;
 - la figure 5 représente un détail d'un troisième mode de réalisation de l'invention ;
 - la figure 6 représente des symboles utilisés dans les
 - 10 - figures 7 à 10 ;
 - la figure 7 représente un quatrième mode de réalisation de l'invention ;
 - la figure 8 représente un cinquième mode de réalisation de l'invention ;
 - 15 - la figure 9 représente un sixième mode de réalisation de l'invention ;
 - la figure 10 représente un septième mode de réalisation de l'invention.

DESCRIPTION DÉTAILLÉE DE CERTAINS MODES DE RÉALISATION

20 Premier mode de réalisation.

Au titre d'un premier exemple de dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention donné à titre non limitatif, nous avons représenté sur la figure 3 un dispositif selon l'invention, comportant une interconnexion (1) à quatre

25 conducteurs de transmission parallèles plus un conducteur de référence. Les conducteurs de transmission numérotés 1, 2, 3 et 4 (cette numérotation n'apparaît pas sur la figure 3) peuvent être les conducteurs d'un câble plat muni d'un écran (ou blindage), cet écran étant utilisé comme conducteur de

30 référence. Sur la figure 3, les deux extrémités de l'interconnexion sont connectées chacune à un circuit de terminaison (4) présentant une matrice impédance voisine de la dite matrice impédance caractéristique dans une bande de

35 fréquences connue. Le circuit d'émission (5) reçoit en entrée les signaux des quatre voies de la source (2) et ses quatre bornes de sorties sont connectées aux conducteurs de l'interconnexion, ce circuit d'émission produisant sur ces

conducteurs des tensions modales proportionnelles chacune au signal sur une voie différente. Le circuit de réception (6) a ses bornes d'entrées connectées aux conducteurs de l'interconnexion, ce circuit de réception produisant sur ses 5 bornes de sorties connectées au destinataire (3) quatre signaux proportionnels chacun à une des tensions modales apparaissant sur ces conducteurs. Ainsi les signaux des quatre voies de la source (2) sont transmis aux quatre voies du destinataire (3), sans diaphonie notable.

10 On note que, dans le dispositif de la figure 3, le circuit de réception (6) doit ne pas perturber significativement, par sa connexion en parallèle avec un circuit de terminaison (4), la valeur de la matrice impédance connectée à l'extrémité de la ligne. Le circuit de réception (6) doit donc présenter une 15 haute impédance à l'interconnexion (1), de façon à ce que l'interconnexion (1) voit bien à chacune de ses extrémités une matrice impédance voisine de celle des terminaisons (4).

On note que, dans le dispositif de la figure 3, le circuit d'émission (5) peut par contre présenter une impédance 20 quelconque à l'interconnexion (1), car aucune onde incidente ne peut parvenir à l'extrémité de l'interconnexion (1) à laquelle il est connecté. Pour cette même raison, le circuit de terminaison (4) connecté à la même extrémité que le circuit d'émission (5) pourrait être supprimé, ce qui présenterait 25 l'avantage que le circuit d'émission (5) verrait une impédance deux fois plus élevée, et qu'il aurait donc à fournir une puissance moitié moindre pour produire un niveau donné au niveau du circuit de réception (6).

Deuxième mode de réalisation.

30 Au titre d'un second exemple de dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention donné à titre non limitatif, nous avons représenté sur la figure 4 un dispositif selon l'invention, comportant une interconnexion (1) à quatre conducteurs de transmission parallèles plus un conducteur de 35 référence, connecté à chacune de ses deux extrémités à un circuit de terminaison (4). Deux circuits d'émission (5) placés

en deux abscisses z différentes reçoivent en entrée les signaux des quatre voies de chacune des deux sources (2), ces circuits d'émission produisant, lorsqu'ils sont actifs, des tensions modales telles que chacune d'elles est proportionnelle au signal d'une voie. Nous notons que nous avons ici une architecture en bus de données, et que les signaux permettant de commander l'état actif d'au plus un circuit d'émission à un instant donné ne sont pas représentés sur la figure 4. Les trois circuits de réception (6) placés en trois abscisses z différentes ont leurs bornes d'entrées connectées aux conducteurs de l'interconnexion, ces circuits de réception produisant chacun sur leurs bornes de sorties connectées aux destinataires (3) des signaux proportionnels chacun à une tension modale différente. Ainsi les signaux des quatre voies d'une source (2) connectée à un circuit d'émission (5) actif sont transmis aux quatre voies des destinataires (3), sans diaphonie notable.

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

Troisième mode de réalisation.

Au titre d'un troisième exemple de dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention donné à titre non limitatif, nous avons considéré l'application du procédé selon l'invention à l'intérieur d'un circuit intégré en technologie arséniure de gallium, en nous limitant à discuter la réalisation du ou des circuits de terminaison. Une communication de J. Chilo intitulée "Modélisation et analyse temporelle d'un bus d'interconnexion en technologie GaAs", parue dans *Annales des télécommunications*, tome 40, No. 3-4,

Mars-Avril 1985, nous donne les matrices **L** et **C** d'une interconnexion avec 8 conducteurs de transmission:

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} 0,57 & 0,21 & 0,11 & 0,06 & 0,04 & 0,03 & 0,02 & 0,01 \\ 0,21 & 0,57 & 0,21 & 0,11 & 0,06 & 0,04 & 0,03 & 0,02 \\ 0,11 & 0,21 & 0,56 & 0,21 & 0,11 & 0,06 & 0,04 & 0,03 \\ 0,06 & 0,11 & 0,21 & 0,56 & 0,21 & 0,11 & 0,06 & 0,04 \\ 0,04 & 0,06 & 0,11 & 0,21 & 0,56 & 0,21 & 0,11 & 0,06 \\ 0,03 & 0,04 & 0,06 & 0,11 & 0,21 & 0,56 & 0,21 & 0,11 \\ 0,02 & 0,03 & 0,04 & 0,06 & 0,11 & 0,21 & 0,57 & 0,21 \\ 0,01 & 0,02 & 0,03 & 0,04 & 0,06 & 0,11 & 0,21 & 0,57 \end{pmatrix} \text{ mH/m}$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 465 & -156 & -16 & -5 & -3 & -2 & -1 & -1 \\ -156 & 523 & -150 & -14 & -4 & -2 & -1 & -1 \\ -16 & -150 & 523 & -150 & -14 & -4 & -2 & -2 \\ -5 & -14 & -150 & 523 & -150 & -14 & -4 & -3 \\ -3 & -4 & -14 & -150 & 523 & -150 & -14 & -5 \\ -2 & -2 & -4 & -14 & -150 & 523 & -150 & -16 \\ -1 & -1 & -2 & -4 & -14 & -150 & 523 & -156 \\ -1 & -1 & -2 & -3 & -5 & -16 & -156 & 465 \end{pmatrix} \text{ pF/m}$$

5 Le conducteur de référence de cette interconnexion est ici constitué de deux plans conducteurs, qui doivent être suffisamment interconnectés, comme il a été exposé plus haut. A partir de ces données, il est possible de calculer, à l'aide de la formule (7) la matrice impédance caractéristique de
10 l'interconnexion. Nous obtenons:

$$\mathbf{Z}_c = \begin{pmatrix} 37,35 & 13,31 & 6,45 & 3,36 & 2,08 & 1,44 & 0,93 & 0,51 \\ 13,31 & 37,07 & 13,19 & 6,38 & 3,32 & 2,04 & 1,40 & 0,93 \\ 6,45 & 13,19 & 36,71 & 13,18 & 6,38 & 3,32 & 2,04 & 1,44 \\ 3,36 & 6,38 & 13,18 & 36,71 & 13,18 & 6,38 & 3,32 & 2,08 \\ 2,08 & 3,32 & 6,38 & 13,18 & 36,71 & 13,18 & 6,38 & 3,36 \\ 1,44 & 2,04 & 3,32 & 6,38 & 13,18 & 36,71 & 13,19 & 6,45 \\ 0,93 & 1,40 & 2,04 & 3,32 & 6,38 & 13,19 & 37,07 & 13,31 \\ 0,51 & 0,93 & 1,44 & 2,08 & 3,36 & 6,45 & 13,31 & 37,35 \end{pmatrix} \Omega$$

Le dimensionnement d'un réseau de résistances présentant une matrice impédance égale à \mathbf{Z}_c peut se faire par des méthodes bien connues des spécialistes. Comme la matrice \mathbf{Z}_c est symétrique, ces méthodes exactes donnent naissance à un réseau comportant
 5 au moins $n(n + 1)/2$ résistances, c'est-à-dire 36 résistances pour $n = 8$.

En fait, il est possible de déterminer facilement un circuit de terminaison comportant beaucoup moins de résistances, donnant une bonne approximation de \mathbf{Z}_c . Par exemple, nous avons
 10 représenté sur le schéma de la figure 5 un tel circuit de terminaison (4) de 21 résistances dont les bornes d'entrée (499) sont destinées à être connectées aux conducteurs de transmission et dont la masse est destinée à être connectée au conducteur de référence. Les valeurs des résistances connectées
 15 à la masse (401), (402), (403), (404), (405), (406), (407) et (408) sont comprises entre 55 Ω et 89 Ω . Les valeurs des résistances connectées entre conducteurs de transmission contigus, c'est-à-dire les résistances (412), (423), (434), (445), (456), (467) et (478) sont comprises entre 95 Ω et
 20 100 Ω . Les valeurs des résistances connectées entre des conducteurs de transmission séparés par un seul conducteur de transmission, c'est-à-dire les résistances (413), (424), (435), (446), (457) et (468) sont comprises entre 680 Ω et 770 Ω .

Cette possibilité de réduire le nombre de composants d'un
 25 circuit de terminaison est liée à ce que, pour cette interconnexion, les couplages entre conducteurs éloignés deviennent rapidement assez faibles. Cependant, comme pour toute approximation, il conviendrait de déterminer si elle est appropriée à un objectif de performances donné.

30 Quatrième mode de réalisation.

Avant d'entrer dans le détail d'un quatrième mode de réalisation de l'invention, il est utile de se référer à la figure 6, sur laquelle nous avons représenté deux symboles que nous allons utiliser dans les figures suivantes : le symbole de
 35 la source de tension dépendant d'une tension (100) et le symbole de la source de courant dépendant d'une tension (200).

La source de tension contrôlée par une tension (100) est un composant idéal bien connu des spécialistes, utilisée dans le logiciel de simulation SPICE de l'University of California at Berkeley. Ce composant idéal est caractérisé par son gain. La
5 différence de potentiel entre la borne positive de sortie (103) et la borne négative de sortie (104) est égale au produit de ce gain par la différence de potentiel entre la borne positive d'entrée (101) et la borne négative d'entrée (102).

La source de courant contrôlée par une tension (200) est
10 aussi un composant idéal bien connu des spécialistes, utilisée dans le logiciel de simulation SPICE. Elle est caractérisée par sa transconductance. Le courant sortant de sa borne positive de sortie (203) est égal au courant entrant dans sa borne négative de sortie (204) et est égal au produit de sa
15 transconductance par la différence de potentiel entre sa borne positive d'entrée (201) et sa borne négative d'entrée (202).

Les spécialistes savent réaliser des circuits dont le comportement est très proche de la source de tension contrôlée par une tension (100) ou de la source de courant contrôlée par
20 une tension (200). Les schémas possibles sont nombreux, et dépendent notamment de la précision souhaitée et de la bande de fréquence de fonctionnement. On notera que les sorties de la source de tension contrôlée par une tension et de la source de courant contrôlée par une tension sont flottantes. Si un des
25 ces composants idéaux est utilisé avec une de ses sorties à la masse, il n'est évidemment pas utile de prévoir qu'un circuit assurant la fonction de ce composant idéal ait des sorties flottantes. Dans le cas contraire, cette caractéristique peut être par exemple obtenue en utilisant le concept
30 d'amplificateur opérationnel flottant décrit dans l'article "Operational floating amplifier" de J.H. Huijsing, paru dans la revue IEE Proceedings, Vol. 137, Pt. G, No. 2, April 1990.

Des aspects importants de l'invention vont ressortir plus clairement de l'exposé qui va suivre d'un quatrième exemple de
35 dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention donné à titre non limitatif, représenté sur le schéma de principe de la figure 7. Ce dispositif, comportant une interconnexion (1) à deux conducteurs de transmission

parallèles plus un conducteur de référence, a une longueur de 30 cm. Les matrices \mathbf{L} et \mathbf{C} sont, pour cette interconnexion particulière :

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} 0,8629 & 0,3725 \\ 0,3725 & 0,8629 \end{pmatrix} \text{mH/ m}$$

$$5 \quad \mathbf{C} = \begin{pmatrix} 46,762 & -18,036 \\ -18,036 & 46,762 \end{pmatrix} \text{pF/ m}$$

et les pertes sont négligeables. Nous pouvons déterminer les matrices \mathbf{Z}_c , \mathbf{S} et \mathbf{T} comme il a été exposé plus haut, et nous obtenons par exemple :

$$\mathbf{Z}_c = \begin{pmatrix} 147,187 & 60,1923 \\ 60,1923 & 147,187 \end{pmatrix} \Omega$$

$$10 \quad \mathbf{S} = \begin{pmatrix} 1,0912 & 2,4616 \\ -1,0912 & 2,4616 \end{pmatrix} \quad \mathbf{T} = \begin{pmatrix} 0,70711 & 0,70711 \\ -0,70711 & 0,70711 \end{pmatrix}$$

Dans ces deux dernières expressions, les matrices \mathbf{S} et \mathbf{T} sont associées, pour une valeur de la capacité linéique arbitraire c_K définie par la formule (5) égale à 10^{-10} F/m.

Sur la figure 7, une seule extrémité de l'interconnexion est
 15 connectée à un circuit de terminaison (4) constitué des trois résistances (401), (402) et (403), la valeur des résistances (401) et (402) étant de 207 Ω et la valeur de la résistance (403) étant de 300 Ω , car ces valeurs produisent bien une matrice impédance très voisine de \mathbf{Z}_c . Le circuit d'émission (5)
 20 comporte deux sources de courant contrôlées par une tension (511) et (512) et six résistances (521), (522), (523), (524), (525) et (526). Ce circuit d'émission reçoit en entrée les signaux des deux voies de la source (2), représentées par les sources de tension (21) et (22). Le circuit de réception (6)
 25 comporte deux sources de tension contrôlée par une tension (611) et (612) et deux résistances (621) et (622). Ces deux résistances ne doivent pas empêcher l'interconnexion de voir

une terminaison présentant une matrice impédance voisine de la matrice impédance caractéristique. Par conséquent, il faut que ces deux résistances (621), (622) soient très grandes devant la résistance (403) et/ou traiter le circuit de réception comme
5 ayant une partie commune avec le circuit de terminaison, ce qui conduit à modifier la résistance (403) pour que sa mise en parallèle avec les résistances (621) et (622) en série donne la valeur voulue de 300 Ω .

Ce schéma de principe et le dimensionnement des composants
10 se déduisent directement de la théorie exposée plus haut. Par exemple, les valeurs des résistances du circuit d'émission et du circuit de réception, la transadmittance des deux sources de courant contrôlée par une tension et le gain des deux sources de tension contrôlée par une tension peuvent se déduire
15 des formules (16) et (22), après un choix des coefficients de proportionnalités α_i et β_i adapté aux amplitudes que le concepteur désire sur l'interconnexion.

Avec un tel dimensionnement, le circuit d'émission (5) produit bien deux tensions modales, chacune étant
20 proportionnelle aux signaux produits par une des sources de tension (21) et (22), et le circuit de réception (6) produit bien sur ses deux voies de sorties connectées au destinataire (3) représenté par les résistances (31) et (32), deux signaux proportionnels chacun à une tension modale. Les signaux des
25 deux voies de la source (2) sont transmis aux deux voies du destinataire (3), et le calcul montre qu'il n'y a pas de diaphonie notable. Bien entendu, le dimensionnement du circuit d'émission (5), du circuit de réception (6) et du circuit de terminaison (4) ne dépendent pas de la longueur de
30 l'interconnexion.

Les spécialistes savent bien réaliser des dispositifs dont le fonctionnement correspond assez précisément au schéma de principe de la figure 7. Par exemple, un ensemble comportant un circuit d'émission et un circuit de réception, capable d'opérer
35 dans la bande de 100 kHz à 100 MHz, peut mettre en oeuvre des amplificateurs opérationnels rapides et des miroirs de courant comme composants actifs, et ne comporter aucun composant

inductif. L'absence de composant inductif, et de transformateur en particulier, permet d'envisager une intégration facile d'un tel ensemble, par exemple sous la forme d'un unique circuit intégré pour le circuit d'émission (5) et d'un unique circuit
5 intégré pour le circuit de réception (6) et le circuit de terminaison (4).

Il est intéressant de noter que ce même exemple d'interconnexion a été traité par C.R. Paul dans son article "Solution of the Transmission-Line Equation Under the Weak-
10 Coupling Assumption", paru dans la revue *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44, No. 3, August 2002, aux pages 413 à 423. On note que, conformément à l'état de l'art exposé plus haut, il appelle "terminaison adaptée" de simples résistances à la masse d'environ $135,8 \Omega$, et qu'avec celles-ci
15 il calcule une diaphonie considérable, montrée sur sa figure 6. Dans cet article il observe que des résistances à la masse ne peuvent constituer véritablement des terminaisons adaptées, et il renvoie le lecteur vers son ouvrage précité, dans lequel il explique au paragraphe 5.2.6.1 que les terminaisons
20 véritablement adaptées produisent inévitablement une diaphonie importante. On comprend donc mieux quel est l'apport théorique de l'invention : elle montre que contrairement aux croyances antérieures, les terminaisons véritablement adaptées telles que les dits circuits de terminaison peuvent, si elles sont
25 employées dans un contexte convenable, c'est-à-dire avec des circuits d'émission et des circuits de réception selon l'invention, permettre de pratiquement éliminer la diaphonie.

Cinquième mode de réalisation.

D'autres aspects de l'invention vont ressortir plus
30 clairement de l'exposé qui va suivre d'un cinquième exemple de dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention donné à titre non limitatif, représenté sur le schéma de principe de la figure 8. Ce dispositif comporte une interconnexion (1) à deux conducteurs, identique à celle
35 utilisée pour le quatrième exemple de dispositif selon l'invention.

Sur la figure 8, les deux extrémités de l'interconnexion sont connectées chacune à un circuit de terminaison (4) constitué des trois résistances (401), (402) et (403), la valeur des résistances (401) et (402) étant de 87Ω et la valeur des résistances (403) étant de $60,2 \Omega$, car ces valeurs produisent bien une matrice impédance très voisine de Z_c . Chacun des deux circuits d'émission (5) a des parties communes avec un circuit de terminaison (4) et ne comporte comme composants propres que les sources de courant commandées par une tension (511) et (512). Ces circuits d'émission (5) reçoivent en entrée les signaux des deux voies des deux sources (2), représentées chacune par des sources de tension (21) et (22). Ces circuits d'émission produisent bien des tensions modales telles que chacune d'elles est proportionnelle au signal d'une des sources. Il convient donc qu'une seule des deux sources soit active à un moment donné.

Les deux circuits de réception (6) ont des parties communes avec chacun des circuits de terminaison (4) et ne comportent comme composants propres que les sources de tension commandées par une tension (611) et (612). Ces circuits de réception produisent bien, sur leurs deux voies de sorties connectées aux destinataires (3) représentés chacun par les résistances (31) et (32), deux signaux proportionnels chacun à une tension modale. Les signaux des deux voies d'une source (2) active sont transmis aux deux voies des deux destinataires (3), et le calcul montre qu'il n'y a pas de diaphonie notable.

Il est intéressant de comparer cet exemple au précédent, car on voit ainsi que des dispositifs selon l'invention incorporant une même interconnexion peuvent avoir des schémas fort différents. En particulier, on note que, dans le dispositif de la figure 7, le circuit de terminaison (4), le circuit d'émission (5) et le circuit de réception (6) sont tous distincts, tandis que, dans le dispositif de la figure 8, les circuits de terminaison (4), les circuits d'émission (5) et les circuits de réception (6) ont des parties communes, ce qui permet un nombre de composants particulièrement réduit. Le spécialiste notera aussi que la simplicité de la structure du schéma de principe de la figure 8 est liée au fait que

l'interconnexion est équilibrée, comme il le voit quand il examine ses matrices **L** et **C**.

Sixième mode de réalisation.

D'autres aspects de l'invention vont ressortir plus
 5 clairement de l'exposé qui va suivre d'un sixième exemple de
 dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention
 donné à titre non limitatif, représenté sur le schéma de
 principe de la figure 9. Ce dispositif comporte une
 interconnexion (1) à trois conducteurs de transmission
 10 parallèles plus un conducteur de référence, d'une longueur de
 40 cm. Les matrices **L** et **C** sont, pour cette interconnexion
 particulière :

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} 0,3139 & 0,0675 & 0,0222 \\ 0,0675 & 0,3193 & 0,0675 \\ 0,0222 & 0,0675 & 0,3139 \end{pmatrix} \text{mH/ m}$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 130,3 & -16,2 & -0,8 \\ -16,2 & 133,7 & -16,2 \\ -0,8 & -16,2 & 130,3 \end{pmatrix} \text{pF/ m}$$

15 et les pertes seront supposées négligeables. Une interconnexion
 correspondant à ces paramètres a été discutée par J.G. Nickel,
 D. Trainor et J.E. Schutt-Ainé dans leur article "Frequency-
 Domain-Coupled Microstrip-Line Normal-Mode Parameter Extraction
 From S-Parameters", paru dans la revue *IEEE Transactions on*
 20 *Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, No. 4, November 2001,
 aux pages 495 à 503. Nous pouvons déterminer les matrices **Z_c**,
S et **T** comme il a été exposé plus haut, et nous obtenons par
 exemple :

$$\mathbf{Z}_c = \begin{pmatrix} 49,41 & 8,35 & 2,24 \\ 8,35 & 49,53 & 8,35 \\ 2,24 & 8,35 & 49,41 \end{pmatrix} \Omega$$

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} 0,3101 & -0,5394 & -0,4793 \\ -0,4755 & 0 & -0,6232 \\ 0,3101 & 0,5394 & -0,4793 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} 0,4786 & -0,7071 & 0,5198 \\ -0,7361 & 0 & 0,6780 \\ 0,4786 & 0,7071 & 0,5198 \end{pmatrix}$$

Dans ces deux dernières expressions, les matrices \mathbf{S} et \mathbf{T} sont associées, pour une valeur de la capacité linéique arbitraire c_x définie par la formule (5) égale à 10^{-10} F/m.

Sur la figure 9, une seule extrémité de l'interconnexion (1) est connectée à un circuit de terminaison (4) constitué des six résistances (401), (402), (403), (404), (405) et (406), la valeur des résistances (401) et (403) étant de 58,7 Ω , la valeur de la résistance (402) étant de 69,2 Ω , la valeur des résistances (404) et (405) étant de 289,5 Ω et la valeur de la résistance (406) étant de 2781 Ω , car ces valeurs produisent bien une matrice impédance très voisine de \mathbf{Z}_c . Le circuit d'émission (5) comporte trois sources de tension contrôlée par une tension (511), (512) et (513) et dix résistances (521), (522), (523), (524), (525), (526), (527), (528), (529) et (530). Ce circuit d'émission reçoit en entrée les signaux des trois voies de la source (2), représentées par les sources de tension (21), (22) et (23). Le circuit de réception (6) comporte trois sources de tension contrôlée par une tension (611), (612) et (613) et sept résistances (621), (622), (623), (624), (625), (626) et (627). Ces sept résistances ne doivent pas empêcher l'interconnexion de voir une terminaison présentant une matrice impédance voisine de la matrice impédance caractéristique. Par conséquent, il est approprié que ces résistances prennent des valeurs suffisamment élevées et/ou traiter le circuit de réception comme ayant une partie commune avec le circuit de terminaison, ce qui conduirait à modifier les valeurs définies plus haut pour les six résistances (401), (402), (403), (404), (405) et (406) de façon telle que l'interconnexion (1) voit bien son extrémité connectée à une matrice impédance voisine de son impédance caractéristique.

Ce schéma de principe et le dimensionnement des composants se déduisent directement de la théorie exposée plus haut. Par exemple, les valeurs des résistances du circuit d'émission et du circuit de réception et le gain des six sources de tension
 5 contrôlée par une tension peuvent se déduire des formules (14) et (16), après un choix des coefficients de proportionnalités α_i et β_i adapté aux amplitudes que le concepteur désire sur l'interconnexion.

Avec un tel dimensionnement, le circuit d'émission (5) génère
 10 bien sur l'interconnexion trois tensions modales, chacune étant proportionnelle aux signaux sur une des voies d'entrée, et le circuit de réception (6) produit bien sur ses trois voies de sorties connectées au destinataire (3) représenté par les résistances (31), (32) et (33) trois signaux proportionnels
 15 chacun à une tension modale différente. Les signaux des trois voies de la source (2) sont transmis aux trois voies du destinataire (3), et le calcul montre qu'il n'y a pas de diaphonie notable.

Septième mode de réalisation.

D'autres aspects de l'invention vont ressortir plus
 20 clairement de l'exposé qui va suivre d'un septième exemple de dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention donné à titre non limitatif, représenté sur le schéma de principe de la figure 10. Ce dispositif comporte une
 25 interconnexion (1) à quatre conducteurs, identique à celle utilisée pour le sixième exemple de dispositif selon l'invention.

Comme dans le deuxième exemple de dispositif selon l'invention représenté sur la figure 4, nous voyons sur la
 30 figure 10 un circuit d'émission (5) qui n'est pas à une extrémité de l'interconnexion. Comme il a été dit plus haut, cette situation impose l'emploi d'un circuit de terminaison (4) à chaque extrémité de l'interconnexion. On note aussi que, contrairement aux autres exemples de dispositifs selon
 35 l'invention présentés plus haut, sur la figure 10 ce circuit d'émission (5) est connecté en série avec les conducteurs de

l'interconnexion (1).

Sur la figure 10, les deux extrémités de l'interconnexion sont connectées chacune à un circuit de terminaison (4) constitué des six résistances (401), (402), (403), (404), (405) et (406), de mêmes valeurs que dans le sixième exemple de dispositif selon l'invention. Le circuit d'émission (5) comporte trois sources de tension contrôlée par une tension (511), (512) et (513) et dix résistances (521), (522), (523), (524), (525), (526), (527), (528), (529) et (530). Ce circuit d'émission reçoit en entrée les signaux des trois voies de la source (2), représentées par les sources de tension (21), (22) et (23). Le circuit de réception (6) comporte trois sources de tension contrôlée par une tension (611), (612) et (613) et sept résistances (621), (622), (623), (624), (625), (626) et (627). Comme expliqué pour le sixième exemple de dispositif selon l'invention, ces sept résistances ne doivent pas empêcher l'interconnexion de voir une terminaison présentant une matrice impédance voisine de la matrice impédance caractéristique.

Ce schéma de principe et le dimensionnement des composants se déduisent directement de la théorie exposée plus haut. Les valeurs des résistances du circuit d'émission et du circuit de réception et les gains des six sources de tension contrôlée par une tension peuvent être les mêmes que pour le sixième exemple de dispositif selon l'invention. Toutefois, le spécialiste note que, si l'on souhaite que les sixième et septième exemples de dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention donnent les mêmes amplitudes sur l'interconnexion (1) et sur le destinataire (3) pour des signaux donnés provenant des trois voies de la source (2), les gains des trois sources de tension contrôlée par une tension (511), (512) et (513) du circuit d'émission doivent être, dans le circuit de la figure 10, le double des gains correspondant utilisés dans le circuit de la figure 9.

Ici encore, il est possible de montrer, par exemple par une simulation, qu'avec un tel dimensionnement, les signaux des trois voies de la source (2) sont transmis aux trois voies du destinataire (3), sans diaphonie notable.

INDICATIONS SUR LES APPLICATIONS INDUSTRIELLES

Selon l'invention, il est possible d'incorporer à une ou plusieurs entités devant être interconnectées, par exemple des circuits intégrés, un dit circuit d'émission et/ou un dit circuit de réception, prévus pour des interconnexions de caractéristiques pré-définies, par exemple un dessin imposé de la section de l'interconnexion orthogonale à la direction de propagation, pour une mise en oeuvre sur une couche externe d'un circuit imprimé sur du verre époxy de permittivité spécifiée. Si une telle entité est utilisée, on pourra donc obtenir un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention, dans lequel une ou plusieurs entités devant être interconnectées contiennent un dit circuit d'émission et/ou un dit circuit de réception, prévus pour des interconnexions de caractéristiques pré-définies. Le concepteur incorporant de telles entités aurait seulement à réaliser l'interconnexion de caractéristiques pré-définie, mais bien entendu de longueur quelconque, et les circuits de terminaison pour obtenir un dispositif selon l'invention. Il est clair que cette approche serait par exemple intéressante pour des entités prévues pour une utilisation en bus de données, par exemple des microprocesseurs ou des mémoires, ou par exemple des cartes électroniques devant être connectées à une carte en fond de panier comportant les pistes d'interconnexion.

Selon l'invention, il est possible d'incorporer à une ou plusieurs entités devant être interconnectées, par exemple des circuits intégrés, un dit circuit d'émission et/ou un dit circuit de réception, prévus pour des interconnexions de caractéristiques pré-définies, et de leur incorporer aussi un circuit de terminaison prévu pour des interconnexions ayant les mêmes dites caractéristiques pré-définies. Le concepteur incorporant de telles entités aurait alors seulement à réaliser une interconnexion pré-définie pour obtenir un dispositif selon l'invention.

Selon l'invention, avec un conducteur de référence et une ligne multiconductrice à n conducteurs de transmission, m voies de transmission sont créées, qui permettent de transmettre m

signaux. Le nombre m est inférieur ou égal à n , mais pour un nombre n donné, il est toujours possible de concevoir un dispositif selon l'invention pour que $m = n$. Pour un nombre m de voies souhaité, il aurait donc pu paraître peu judicieux de
5 choisir n strictement plus grand que m . Mais nous voyons à présent que cette circonstance est susceptible de se produire si l'on souhaite utiliser une interconnexion standard présentant un nombre de conducteurs de transmission fixé.

L'invention est particulièrement bien adaptée au cas où les
10 voies de transmission sont utilisées pour transmettre des signaux numériques. En effet, dans ce cas, un facteur de couplage diaphonique résiduel est acceptable, mais la bande passante à prendre en compte est souvent très large. Selon l'invention, ce résultat est facilement atteint de façon
15 économique, car il est compatible avec l'utilisation de résistance de précision moyenne.

Comme montré avec le second exemple de dispositif selon l'invention, l'invention est bien adaptée à sa mise en oeuvre avec une interconnexion exploitée en bus de données.

L'invention est particulièrement adaptée à sa mise en oeuvre avec des structures à micro-rubans et des structures stripline, par exemple sur des circuits imprimés. Elle est particulièrement bénéfique aux circuits imprimés comportant des circuits analogiques à large bande ou des circuits numériques
25 rapides. Sa mise en oeuvre sur les circuits imprimés permettrait par exemple aux concepteurs de circuits numériques de s'affranchir des limitations sur la longueur des pistes qu'ils s'imposaient précédemment.

L'invention est donc applicable à la constitution des
30 ordinateurs, qui comportent un grand nombre d'interconnexions longues pour des signaux très rapides.

L'invention est aussi particulièrement adaptée à la réduction de la diaphonie dans les câbles multiconducteurs plats et à l'intérieur des circuits intégrés.

REVENDEICATIONS

1. Procédé pour la transmission dans une interconnexion à n conducteurs de transmission et un conducteur de référence, n étant un entier supérieur ou égal à 2, procédé procurant, dans
5 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 et inférieur ou égal à n , procédé comportant les étapes
10 suivantes :
- on modélise l'interconnexion, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion et dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses
15 extrémités, par une ligne de transmission multiconductrice de caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur pour la bande de fréquences connue ;
 - on détermine, pour la dite ligne de transmission multiconductrice et la dite bande de fréquences connue, la matrice impédance caractéristique et une matrice de passage
20 des variables électriques naturelles aux variables électriques modales ;
 - on dispose à au moins une extrémité de l'interconnexion un circuit de terminaison présentant une matrice impédance voisine de la dite matrice impédance caractéristique ;
 - 25 - on combine dans un dit circuit d'émission les m signaux d'entrée, sans utiliser à cette fin de transformateur, suivant des combinaisons linéaires définies par la dite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, de manière à obtenir à la
30 sortie de ce circuit d'émission, sortie qui est reliée aux n conducteurs de transmission, la génération de variables électriques modales, chacune d'elles étant proportionnelle à un seul des dits signaux d'entrée ;
 - on combine dans un dit circuit de réception, dont
35 l'entrée est reliée aux n conducteurs de transmission, sans utiliser à cette fin de transformateur, les signaux présents sur les conducteurs de transmission, suivant des combinaisons linéaires définies par l'inverse de la dite matrice de passage des variables électriques naturelles aux

variables électriques modales, de manière à obtenir à la sortie de ce circuit de réception m signaux de sortie correspondant chacun à une des dites voies de transmission, chacun de ces signaux étant proportionnel à une seule des dites variables électriques modales.

2. Procédé selon la revendication 1, dans lequel on obtient à la sortie d'un circuit d'émission la génération de m variables électriques modales.
3. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel le nombre m de voies de transmission entre un circuit d'émission quelconque et un circuit de réception quelconque est égal au nombre n de conducteurs de transmission.
4. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel les dites variables électriques sont soit toutes des tensions électriques, soit toutes des courants électriques.
5. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel la section de l'interconnexion dans un plan orthogonal à la direction de propagation ne varie pas, à un facteur d'échelle près, sur la plus grande partie de la longueur de l'interconnexion, au voisinage des conducteurs de transmission.
6. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel n est supérieur ou égal à trois.
7. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel la dite bande de fréquences connue contient des fréquences comprises entre 100 kHz et 100 GHz.
8. Dispositif pour dimensionner les circuits utilisés dans un procédé pour la transmission dans une interconnexion à n conducteurs de transmission et un conducteur de référence, n étant un entier supérieur ou égal à 2, procédé 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 et inférieur ou égal à n , dispositif comportant :

- 5 - des moyens pour modéliser l'interconnexion, 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 de caractéristiques électriques uniformes
- 10 sur sa longueur pour la bande de fréquences connue ;
- des moyens pour déterminer, pour la dite ligne de transmission multiconductrice et la dite bande de fréquences connue, la matrice impédance caractéristique et une matrice de passage des variables électriques naturelles
- 15 aux variables électriques modales ;
- des moyens pour dimensionner un circuit de terminaison présentant une matrice impédance voisine de la dite matrice impédance caractéristique ;
- des moyens pour dimensionner un dit circuit d'émission
- 20 qui combine les m signaux d'entrée, sans utiliser à cette fin de transformateur, suivant des combinaisons linéaires définies par la dite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, de manière à obtenir à la sortie de ce circuit d'émission,
- 25 sortie qui est reliée aux n conducteurs de transmission, la génération de variables électriques modales, chacune d'elles étant proportionnelle à un seul des dits signaux d'entrée ;
- des moyens pour dimensionner un dit circuit de réception,
- 30 dont l'entrée est reliée aux n conducteurs de transmission, qui combine, sans utiliser à cette fin de transformateur, les signaux présents sur ces conducteurs de transmission, suivant des combinaisons linéaires définies par l'inverse de la dite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, de manière à
- 35 obtenir à la sortie de ce circuit de réception m signaux de sortie correspondant chacun à une des dites voies de transmission, chacun de ces signaux étant proportionnel à une seule des dites variables électriques modales.

9. Dispositif selon la revendication 8, dans lequel les moyens pour modéliser l'interconnexion comprennent des moyens pour mesurer et/ou pour calculer en fonction des dispositions relatives des conducteurs de transmission et du conducteur de référence ainsi que des caractéristiques des diélectriques qui les entourent, des caractéristiques électriques réelles de l'interconnexion.
10. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 8 ou 9, dans lequel les moyens pour modéliser l'interconnexion comprennent :
- des moyens pour calculer un ou plusieurs coefficients d'erreur entre les caractéristiques électriques réelles de l'interconnexion et des caractéristiques souhaitées, pour la bande de fréquences connue ;
 - des moyens pour optimiser la position relative des conducteurs de transmission en minimisant ce ou ces coefficients d'erreur.
11. 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, comportant :
- une interconnexion à n conducteurs de transmission et un conducteur de référence, n étant un entier supérieur ou égal à m , l'interconnexion étant dimensionnée de telle manière qu'elle peut, en prenant en compte les impédances localisées vues par l'interconnexion dues aux circuits qui lui sont connectés ailleurs qu'à ses extrémités, être modélisée par une ligne de transmission multiconductrice de caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur pour la bande de fréquence connue ;
 - un ou deux circuits de terminaison disposés chacun à une extrémité de l'interconnexion et présentant chacun une matrice impédance voisine, dans la dite bande de fréquences connue, de la dite matrice impédance caractéristique de la ligne de transmission multiconductrice, ces circuits de terminaisons étant, s'ils sont plusieurs, disposés chacun à une extrémité différente de l'interconnexion ;

- au moins un dit circuit d'émission pour combiner les m signaux d'entrée, sans utiliser à cette fin de transformateur, suivant des combinaisons linéaires définies par une matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, de manière à obtenir à la sortie de ce circuit d'émission, sortie qui est reliée aux n conducteurs de transmission, la génération de variables électriques modales, chacune d'elles étant proportionnelle à un seul des dits signaux d'entrée ;
- au moins un dit circuit de réception dont l'entrée est reliée aux n conducteurs de transmission pour combiner, sans utiliser à cette fin de transformateur, les signaux présents sur les conducteurs de transmission, suivant des combinaisons linéaires définies par l'inverse de la dite matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, de manière à obtenir à la sortie de ce circuit de réception m signaux de sortie correspondant chacun à une des dites voies de transmission, chacun de ces signaux étant proportionnel à une seule des dites variables électriques modales.

12. Dispositif selon la revendication 11, dans lequel on obtient à la sortie d'un circuit d'émission la génération de m variables électriques modales.
13. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 11 à 12, dans lequel le nombre m de voies de transmission entre un circuit d'émission quelconque et un circuit de réception quelconque est égal au nombre n de conducteurs de transmission.
14. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 11 à 13, dans lequel la section de l'interconnexion dans un plan orthogonal à la direction de propagation ne varie pas, à un facteur d'échelle près, sur la plus grande partie de la longueur de l'interconnexion, au voisinage des conducteurs de transmission.
15. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 11 à 14, dans lequel n est supérieur ou égal à trois.

16. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 11 à 15, dans lequel le ou les circuits de terminaison sont constitués d'un réseau de résistances.
17. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 11 à 16, dans lequel le ou les circuits d'émission et le ou les circuits de réception sont connectés en parallèle sur l'interconnexion, et dans lequel les connexions du ou des circuits d'émission et du ou des circuits de réception présentent une haute impédance à l'interconnexion.
18. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 11 à 17, dans lequel une ou plusieurs entités devant être interconnectées contiennent un dit circuit d'émission et/ou un dit circuit de réception, prévus pour des interconnexions de caractéristiques pré-définies.
19. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 11 à 18, dans lequel les voies de transmission sont utilisées pour transmettre des signaux numériques.
20. Dispositif selon la revendication 19, dans lequel l'interconnexion est exploitée en bus de données.

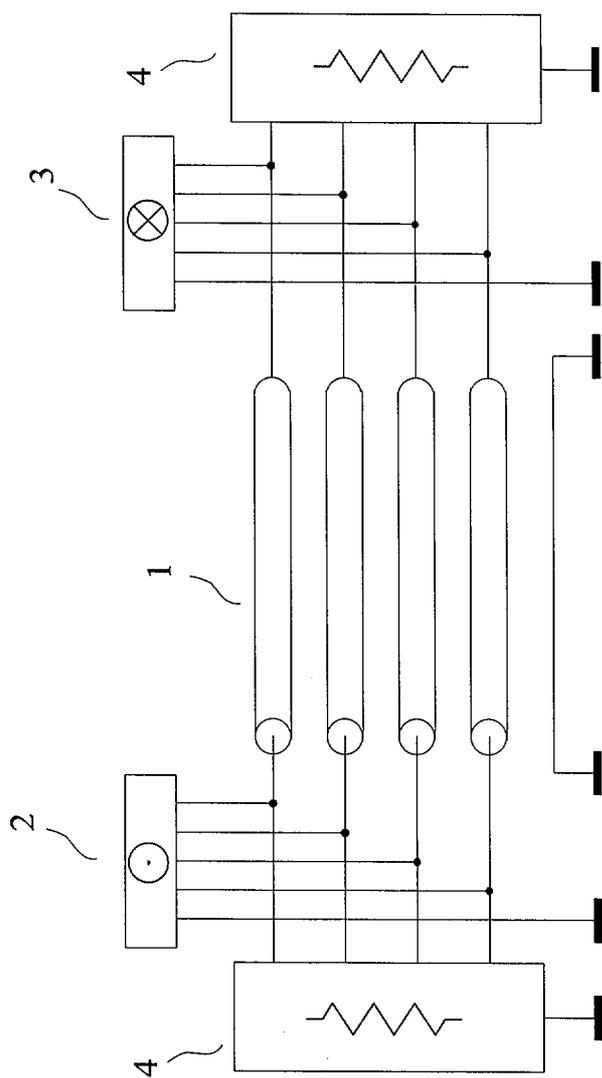


FIG. 1

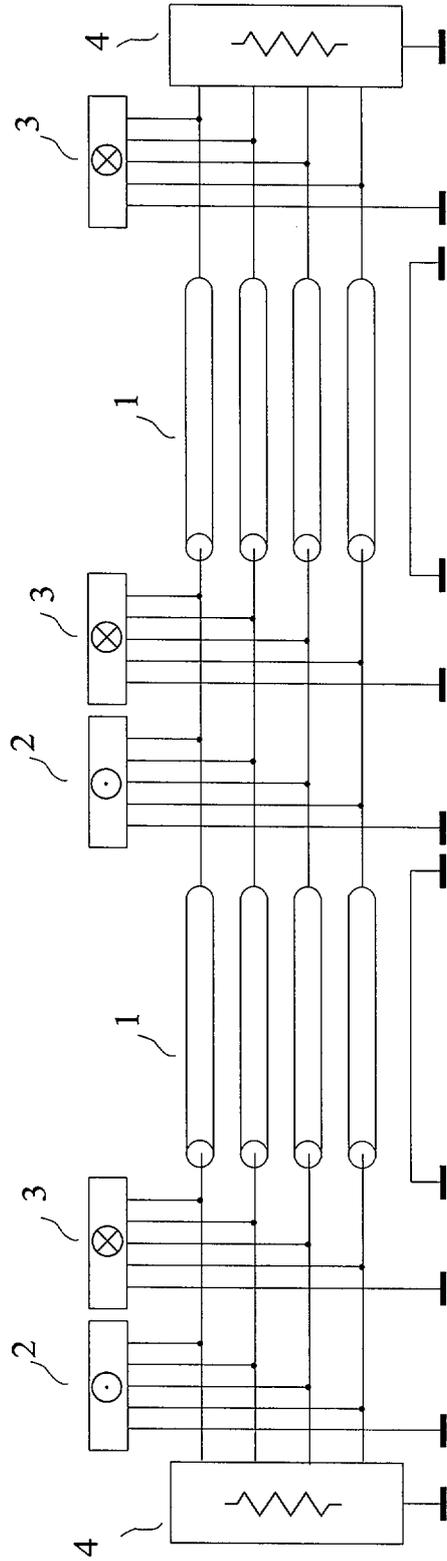


FIG. 2

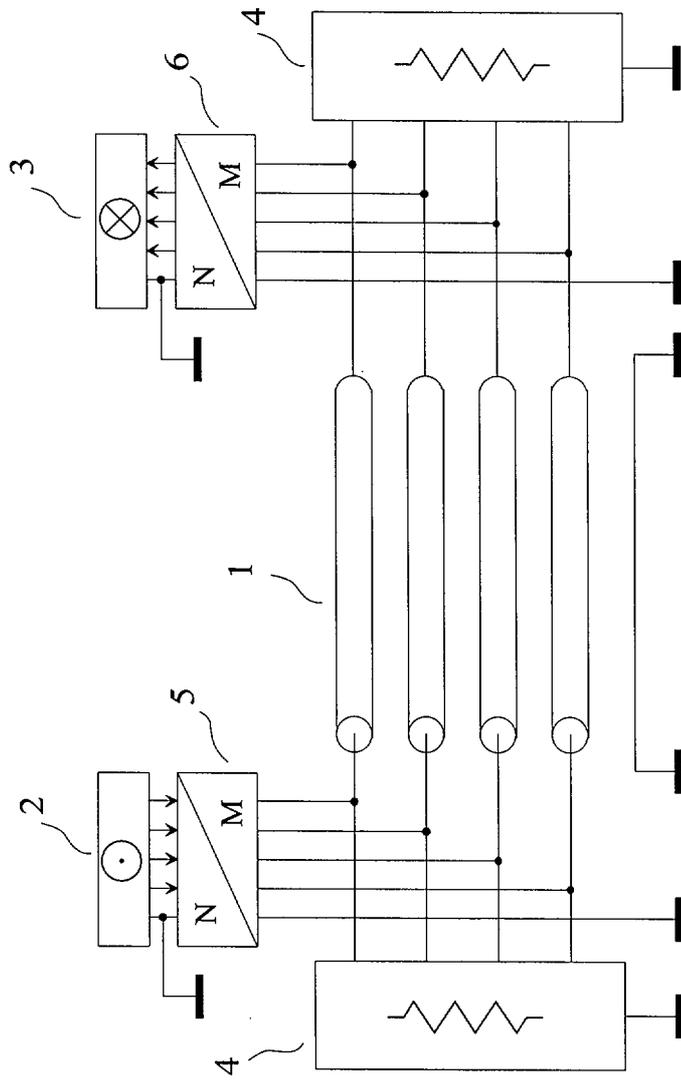


FIG. 3

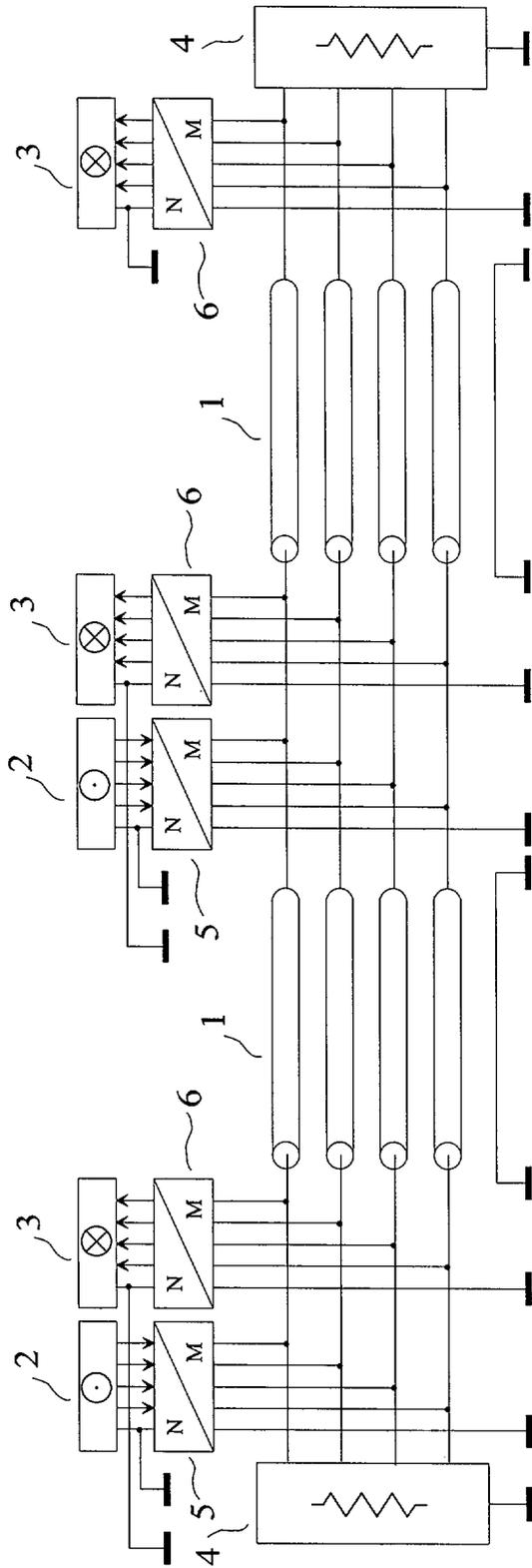


FIG. 4

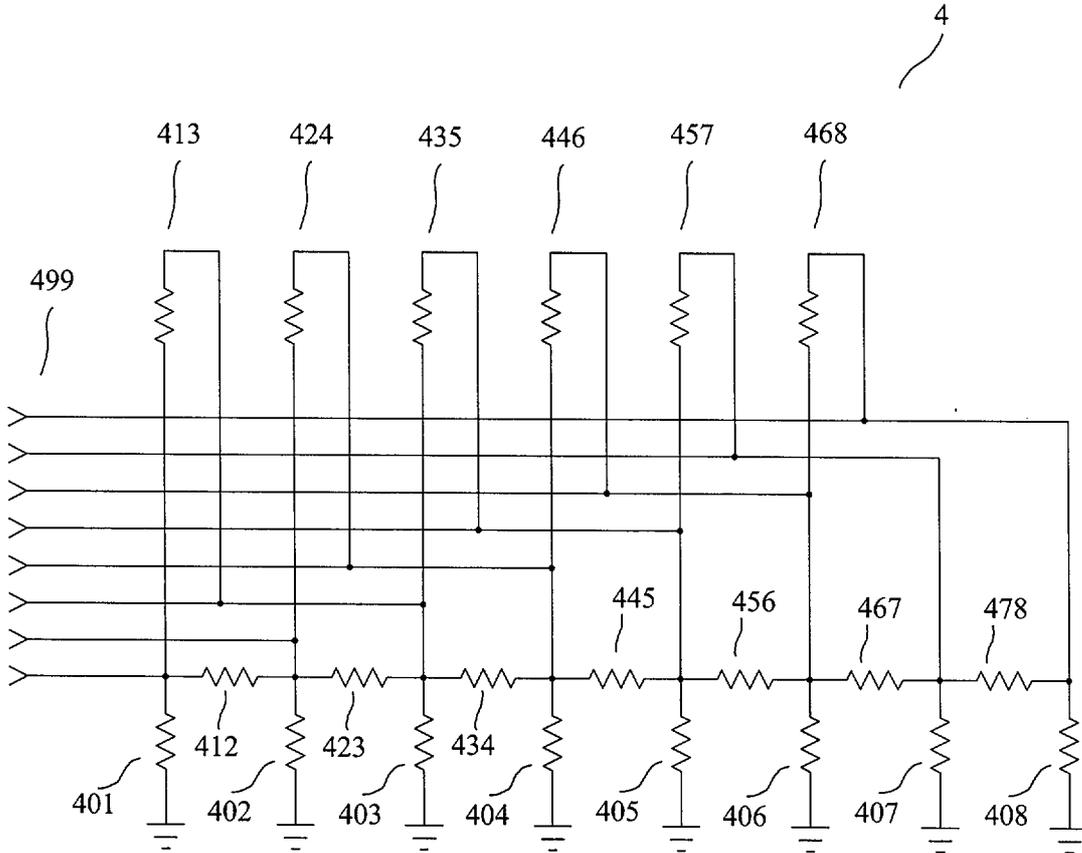


FIG. 5

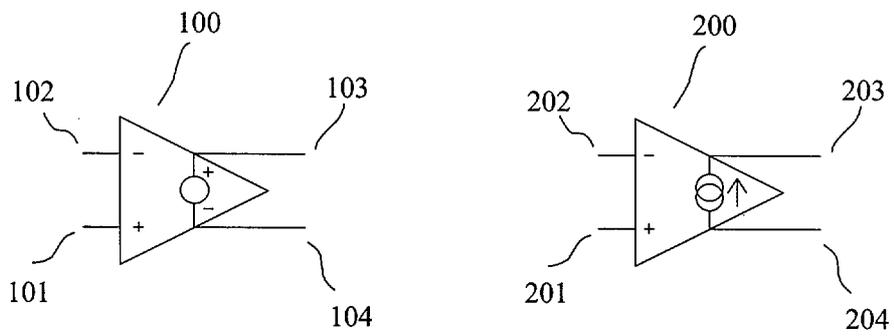


FIG. 6

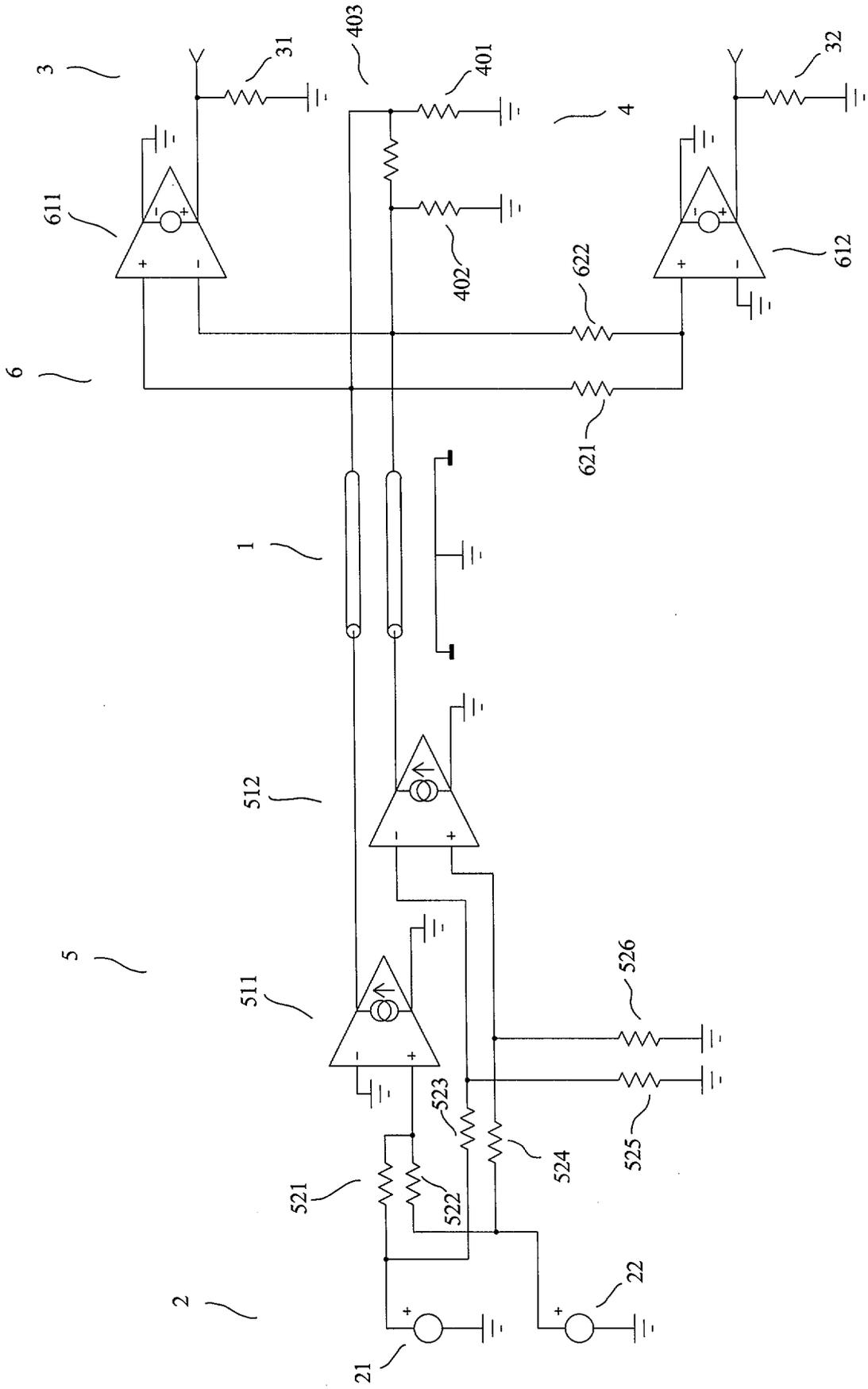


FIG. 7

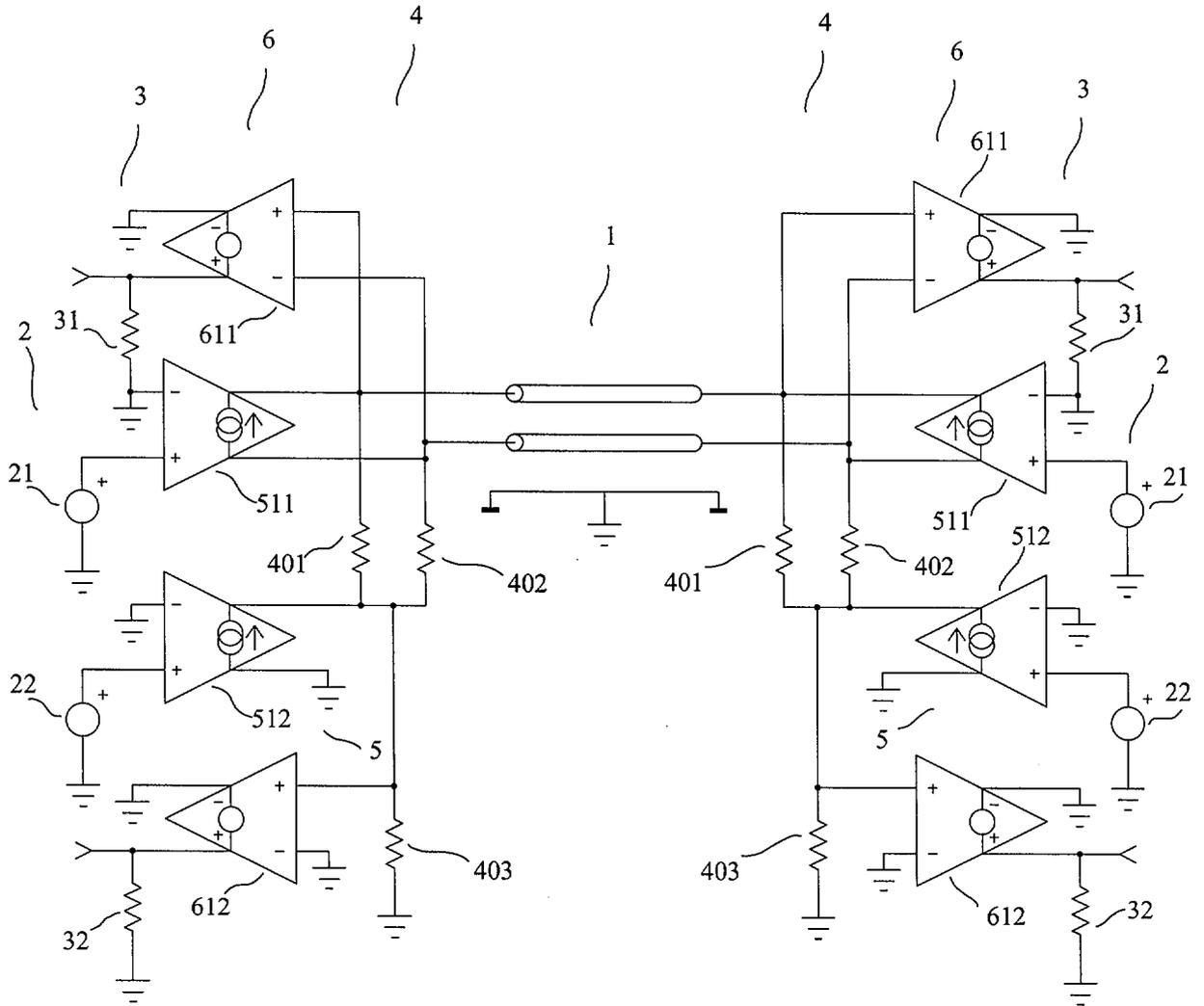


FIG. 8

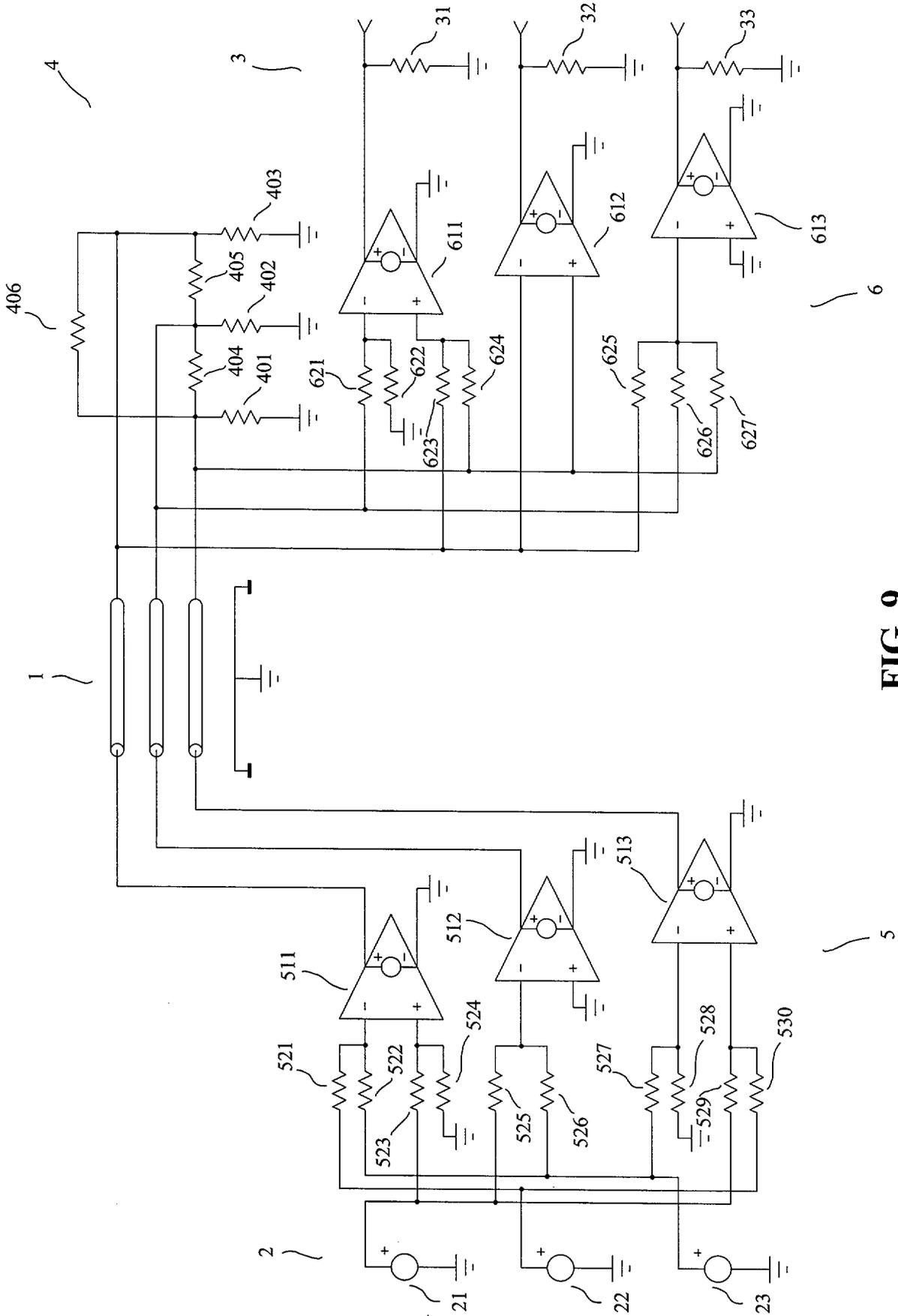


FIG. 9

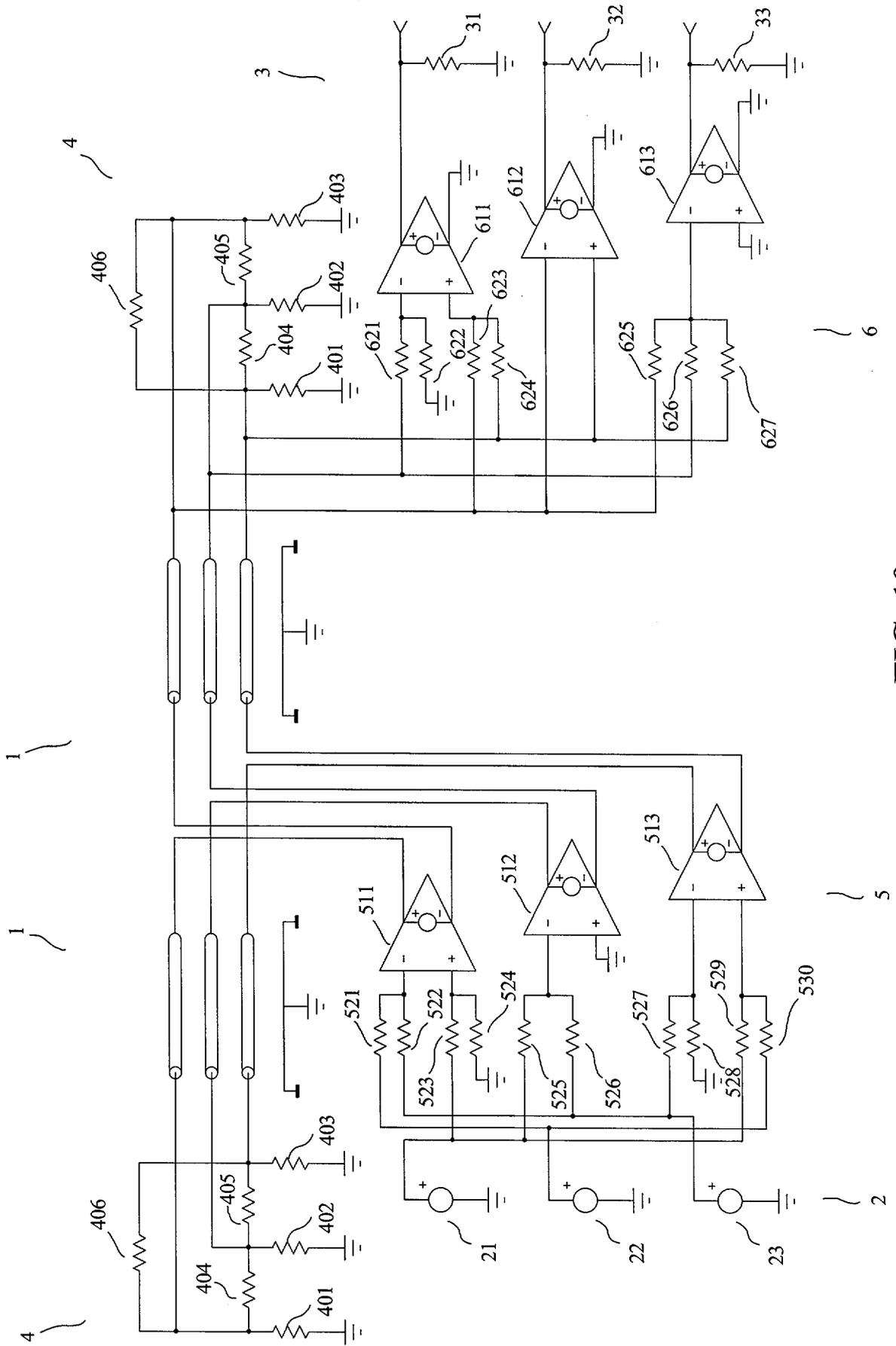


FIG. 10

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

Après l'accomplissement de la procédure prévue par les textes rappelés ci-dessus, le brevet est délivré. L'Institut National de la Propriété Industrielle n'est pas habilité, sauf dans le cas d'absence **manifeste** de nouveauté, à en refuser la délivrance. La validité d'un brevet relève exclusivement de l'appréciation des tribunaux.

L'I.N.P.I. doit toutefois annexer 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. Ce rapport porte sur les revendications figurant au 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 | |
|---|--|
| Référence des documents (avec indication, le cas échéant, des parties pertinentes) | Revendications du brevet concernées |
| <p>SCOTT: "PROPAGATION OVER MULTIPLE PARALLEL TRANSMISSION LINES VIA MODES" IBM TECHNICAL DISCLOSURE BULLETIN, IBM CORP. NEW YORK, US, vol. 32, no. 11, 1 avril 1990 (1990-04-01), pages 1-6, XP002063555 ISSN: 0018-8689 * page 1 *</p> | 1 à 20 |
| <p>EL-ZEIN A ET AL: "An analytical method for finding the maximum crosstalk in lossless-coupled transmission lines" PROCEEDINGS OF THE IEEE/ACM INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTER AIDED DESIGN (ICCAD). SANTA CLARA, NOV. 8 - 12, 1992, LOS ALAMITOS, IEEE COMP. SOC. PRESS, US, vol. CONF. 10, 8 novembre 1992 (1992-11-08), pages 443-448, XP010094508 ISBN: 0-8186-3010-8 * page 444, colonne de gauche, alinéa 4 - colonne de droite, alinéa 2 *</p> | 1 à 20 |
| <p>GUO-LIN LI ET AL: "Line-modes decomposition of three-conductor transmission lines" MICROWAVE CONFERENCE, 2000 ASIA-PACIFIC SYDNEY, NSW, AUSTRALIA 3-6 DEC. 2000, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, US, 3 décembre 2000 (2000-12-03), Pages 1031-1034, XP010545073 ISBN: 0-7803-6435-X * le document en entier *</p> | 1 à 20 |
| <p>ABUSHAABAN M ET AL: "MODAL CIRCUIT DECOMPOSITION OF LOSSY MULTICONDUCTOR TRANSMISSION LINES" IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, IEEE INC. NEW YORK, US, vol. 44, no. 7, 1 juillet 1996 (1996-07-01), pages 1046-1056, XP000749223 ISSN: 0018-9480 * abrégé; figure 2 * Section IV</p> | 1 à 20 |

**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****Référence des documents**
(avec indication, le cas échéant, des parties pertinentes)**Revendications du
brevet concernées**

NEANT