

CEM

Éliminer radicalement la diaphonie dans les interconnexions

Les concepteurs connaissent plusieurs solutions pour minimiser la diaphonie: blindage, symétrie des liaisons... Celles-ci exigent une structure particulière de l'interconnexion, à l'inverse de la méthode développée par Excem. Baptisée ZXtalk, elle autorise une réduction radicale de la diaphonie et s'applique aux domaines les plus variés.

Les électroniciens connaissent bien le phénomène de diaphonie dans les interconnexions: un signal injecté sur une ligne se retrouve en partie sur une ligne voisine, pouvant provoquer une gêne ou un dysfonctionnement total d'un système donné. L'augmentation de la vitesse, de la bande passante et de la densité des circuits aggrave ce phénomène, ce qui fait que la diaphonie est parfois le facteur limitant l'utilisation de technologies avancées. Le débit exploitable sur une liaison électrique est aussi fortement conditionné par la distance. La maîtrise de la diaphonie est donc nécessaire pour augmenter la longueur ou la cadence de transmission sur le canal. Depuis l'ère du télégraphe, on a tenté de minimiser ce phénomène indésirable, car la diaphonie s'observe aussi bien sur les câbles de télécommunications que dans les réseaux locaux, les circuits imprimés, les puces électroniques, etc.

Les solutions classiques pour limiter la diaphonie

Supposons que l'on veuille transmettre des signaux sur n canaux de transmission. Aujourd'hui, six solutions classiques permettent de réduire la diaphonie [1]. On peut

Par Frédéric Broydé,

Excem

Cofondateur et dirigeant d'Excem, Frédéric Broydé est senior member de l'IEEE. Avec sa collègue E. Clavelier, il a effectué de nombreux travaux de R&D sur la CEM des interconnexions (diaphonie, émission électromagnétique, effet de champs extérieurs). Dans ce

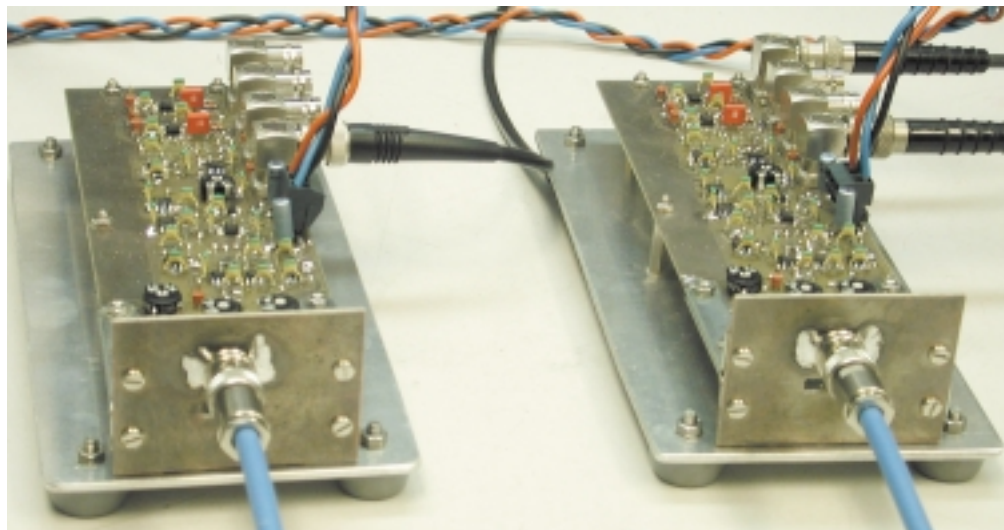


domaine, ils ont produit une vingtaine d'articles.

tout d'abord utiliser des lignes de transmission symétriques, sur lesquelles sont connectés des sources et des récepteurs de signaux différentiels. Cela implique donc l'emploi de deux conducteurs de transmission par signal à transmettre. C'est une méthode mise en œuvre pour des courants allant du continu jusqu'à des fréquences de l'ordre de quelques centaines de mégahertz. Si l'interconnexion est filaire, cette solution fait appel à des câbles à paires torsadées, comme ceux utilisés en

téléphonie ou pour les réseaux large bande (par exemple les câbles UTP de catégorie 5). Pour les interconnexions sur les circuits imprimés, cette approche est maintenant courante pour les interfaces analogiques des CAN et CNA, ou encore pour les liaisons série interpuces ou en fond de panier, avec des circuits de conversion parallèle-série (Serdes). Une deuxième solution consiste à blinder la liaison: des conducteurs, connectés à la masse à leurs deux extrémités, sont utilisés pour séparer électromagnétiquement les signaux à transmettre. Il faut un blindage par canal de transmission, et on se retrouve donc, comme dans le cas précédent, avec $2n$ conducteurs. Si l'interconnexion est un câble, celui-ci contiendra par exemple n liaisons coaxiales. Ce type de câble (câble triple coaxial, câble quintuple coaxial, etc.) est employé dans les applications vidéo et est évidemment particulièrement onéreux. Cette solution se combine avec la première, pour donner des câbles à paires blindées individuellement. Sa mise en œuvre n'est pas pratique pour le concepteur de circuit imprimé, qui doit réaliser une structure ressemblant à un blindage avec des pistes et éventuellement avec des plans de masse (il faut tirer au moins une piste de

La technique ZXtalk a été validée sur un prototype assurant la transmission le long d'un câble multiconducteur blindé.



Matrice impédance caractéristique et matrice de passage d'une ligne multiconductrice

Les $n+1$ conducteurs d'une ligne multiconductrice (LMC) à n conducteurs de transmission sont numérotés de 0 à n , le conducteur 0 étant un conducteur de référence (un plan de masse par exemple). Lorsque cette ligne peut être approximativement considérée comme ayant des caractéristiques uniformes sur sa longueur (c'est-à-dire indépendantes de l'abscisse curviligne z le long de la ligne), sa caractérisation pour la transmission des signaux et pour la diaphonie peut se faire avec une matrice inductance linéique L , une matrice résistance linéique R , une matrice capacité linéique C , et une matrice conductance linéique G , toutes indépendantes de z .

Lorsque les pertes sont négligeables, les matrices R et G sont négligées. Par exemple, pour la ligne multiconductrice des figures 1 et 2, dont nous négligeons les pertes, nous avons déterminé :

$$L = \begin{bmatrix} 0,8629 & 0,3725 \\ 0,3725 & 0,8629 \end{bmatrix} \mu\text{H/m} \quad (1)$$

$$C = \begin{bmatrix} 46,762 & -18,036 \\ -18,036 & 46,762 \end{bmatrix} \text{pF/m} \quad (2)$$

La propagation et la diaphonie sur la LMC sont régies par les équations matricielles suivantes, appelées équations des télégraphistes,

$$\frac{dV}{dz} = -(R + j\omega L)V \quad (3)$$

$$\frac{dI}{dz} = -(G + j\omega C)V$$

où ω est la pulsation, V le vecteur des tensions naturelles (c'est-à-dire des tensions entre un conducteur de transmission

et le conducteur de référence), et I le vecteur des courants naturels (c'est-à-dire, des courants sur chacun des conducteurs de transmission). Nous allons maintenant noter $Z = R + j\omega L$ la matrice impédance linéique et $Y = G + j\omega C$ la matrice admittance linéique. Le système d'équations (3) peut être résolu facilement à l'aide d'une diagonalisation convenable des matrices ZY et YZ . Les vecteurs propres ainsi obtenus définissent les modes de propagation, et les valeurs propres correspondent aux constantes de propagation. Plus précisément, nous noterons T et S deux matrices régulières, dites « matrices de passage », telles que :

$$T^{-1}YZT = D \quad (4)$$

$$S^{-1}ZYS = D$$

où

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

est la matrice diagonale d'ordre n des valeurs propres.

A partir de (4) et (5), il est possible de définir la matrice impédance caractéristique Z_C de la ligne de transmission multiconductrice par :

$$Z_C = S\Gamma^{-1}S^{-1}Z = S\Gamma S^{-1}Y^{-1} = Y^{-1}T\Gamma T^{-1} = ZT\Gamma^{-1}T^{-1} \quad (6)$$

où

$$\Gamma = \text{diag}_n(\gamma_1, \dots, \gamma_n) \quad (7)$$

est la matrice diagonale d'ordre n des constantes de propagation γ_i , qui sont homogènes à l'inverse d'une longueur. La matrice impédance caractéristique est automatiquement calculée par le progiciel SpiceLine [4]. Avec cet outil, nous obtenons par exemple :

$$S = \begin{bmatrix} 1,0912 & 2,4616 \\ -1,0912 & 2,4616 \end{bmatrix} \quad T = \begin{bmatrix} 0,70711 & 0,70711 \\ -0,70711 & 0,70711 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$Z_C = \begin{bmatrix} 147,187 & 60,1923 \\ 60,1923 & 147,187 \end{bmatrix} \Omega \quad (9)$$

pour la ligne multiconductrice des figures 1 et 2, ce qui explique la valeur de $147,2 \Omega$ des résistances R_5 à R_8 , qui sont des impédances pseudo-adaptées. Pour la ligne multiconductrice de la figure 4, nous avons utilisé les caractéristiques :

$$L = \begin{bmatrix} 0,3139 & 0,0675 & 0,0222 \\ 0,0675 & 0,3193 & 0,0675 \\ 0,0222 & 0,0675 & 0,3139 \end{bmatrix} \mu\text{H/m} \quad (10)$$

$$C = \begin{bmatrix} 130,3 & -16,2 & -0,8 \\ -16,2 & 133,7 & -16,2 \\ -0,8 & -16,2 & 130,3 \end{bmatrix} \text{pF/m} \quad (11)$$

et SpiceLine nous a fournis :

$$S = \begin{bmatrix} 0,3101 & -0,5394 & -0,4793 \\ -0,4755 & 0 & -0,6232 \\ 0,3101 & 0,5394 & -0,4793 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$T = \begin{bmatrix} 0,4786 & -0,7071 & 0,5198 \\ -0,7361 & 0 & 0,6780 \\ 0,4786 & 0,7071 & 0,5198 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$Z_C = \begin{bmatrix} 49,41 & 8,35 & 2,24 \\ 8,35 & 49,53 & 8,35 \\ 2,24 & 8,35 & 49,41 \end{bmatrix} \Omega \quad (14)$$

Pour cette ligne, les impédances pseudo-adaptées sont de $49,4 \Omega$. Pour la figure 4, le lecteur vérifiera facilement que les valeurs de résistance $R_{401} = R_{403} = 58,7 \Omega$, $R_{402} = 69,2 \Omega$, $R_{404} = R_{405} = 289,5 \Omega$ et $R_{406} = 2781 \Omega$ correspondent bien à une terminaison de matrice impédance très voisine de Z_C .

masse le long de chaque canal de transmission, ce qui prend beaucoup plus de place et augmente le nombre de vias).

Une troisième solution consiste à éloigner au maximum les uns des autres les conducteurs affectés aux différents canaux, ce qui n'est souvent pas viable dans la course à la miniaturisation que nous vivons. Une quatrième solution est de diminuer la distance entre chacun des canaux de transmission et le conducteur de masse. Par exemple, sur un circuit imprimé multicouche, on utilise une couche de plan de masse juste sous les pistes correspondant aux conducteurs de transmission. L'emploi conjoint de ces deux dernières solutions (la troisième et la quatrième) donne de bons résultats, mais il est difficile de les mettre en œuvre à l'heure actuelle, ce que

soit pour les circuits imprimés ou les câbles, pour une raison d'encombrement.

La cinquième solution passe par la réduction de la bande passante utilisée pour les signaux que l'on veut transmettre. Elle ne pourra pas servir dans les situations où l'étendue spectrale des signaux est imposée. Enfin, une sixième solution consiste à terminer les conducteurs sur des impédances pseudo-adaptées, selon la définition du paragraphe suivant. Cette solution a pour principal effet de réduire les réflexions aux extrémités, et n'atténue qu'indirectement la diaphonie, avec des résultats limités.

Toutes ces techniques ont des inconvénients : soit elles sont peu performantes, soit elles imposent une dimension transversale importante de l'interconnexion, du fait de l'espa-

cement accru des conducteurs de transmission, soit elles exigent typiquement deux fois plus de conducteurs que de signaux à transmettre. Nous laissons à présent de côté les cinq premières solutions pour nous concentrer sur des approches moins gourmandes en dimension transversale de l'interconnexion : pour transmettre n signaux, nous souhaitons n'utiliser que n conducteurs de transmission et un conducteur de masse, de la façon la plus compacte.

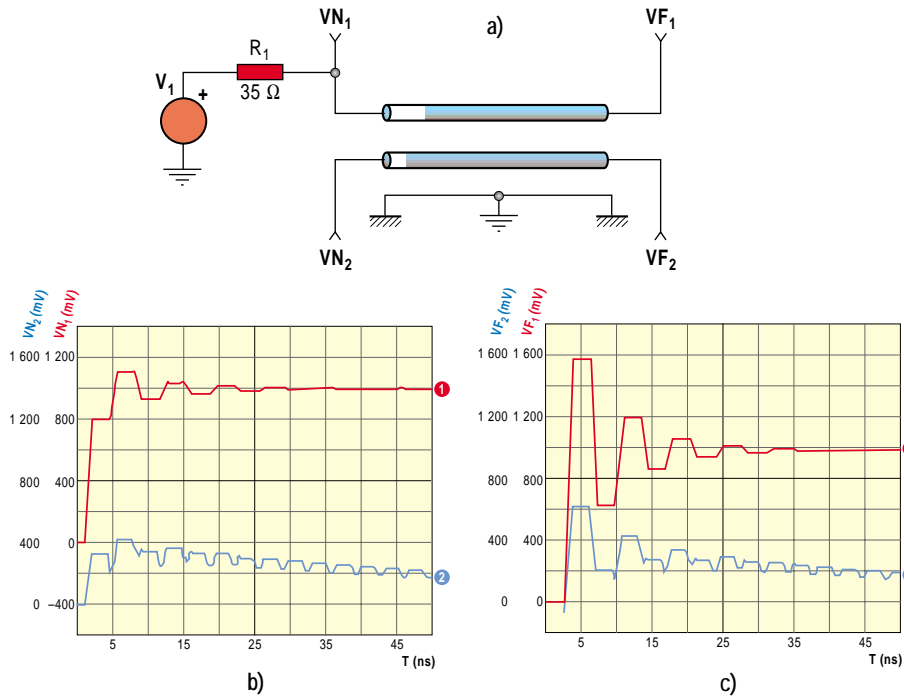
Terminaisons adaptées et impédance pseudo-adaptée

Rigoureusement, adapter une ligne multiconductrice consiste à éliminer totalement les réflexions à l'une ou l'autre de ses extrémités. Ceci implique la connexion, à chaque

Une diaphonie manifeste

FIGURE 1

Le montage en a) est utilisé pour caractériser la diaphonie obtenue sur une ligne à deux conducteurs de 30 cm de long, en l'absence d'adaptation d'impédance. Le signal V_{N1} observé au niveau de la source (b) est caractéristique des réflexions successives au bout de la ligne, la paradiaphonie est manifeste sur le signal V_{N2} . L'observation en bout de ligne (c) illustre le phénomène de télédiaphonie.



teur du bas sont connectées une entrée et une sortie en haute impédance, situées respectivement à droite et à gauche, ou inversement. Une impulsion de 1 V (en circuit ouvert) est produite par la source de tension V_1 sur le conducteur du haut. Les résultats de la simulation Spice, réalisée selon une approche déjà exposée [3], et des modèles créés avec SpiceLine [4] sont présentés en figures 1b et 1c.

Les tensions aux points de mesure V_{N1} et V_{N2} du circuit de la figure 1a sont montrées sur la figure 1b. Le signal V_{N1} de la figure 1a présente un phénomène très marqué d'écho (c'est-à-dire une réflexion du signal à l'extrémité de la ligne), qui va engendrer lui-même de la diaphonie. Le signal V_{N2} (signal dit de « paradiaphonie », c'est-à-dire de diaphonie du côté de la source) montre effectivement une perturbation très importante.

Les tensions aux points de mesure V_{F1} et V_{F2} sont montrées sur la figure 1c. Le signal transmis V_{F1} est fortement distordu par les réflexions. Le signal V_{F2} (signal dit de « télé-diaphonie », c'est-à-dire de diaphonie du côté opposé à la source) est encore affecté d'une diaphonie très importante.

La figure 2a représente un schéma théorique, correspondant à l'utilisation de la même interconnexion avec des impédances de source et de charge pseudo-adaptées (en l'espèce, la valeur de résistance adoptée est celle des

extrémité concernée, d'un réseau présentant une matrice impédance égale à la matrice impédance caractéristique de la ligne multiconductrice (voir encadré). La réalisation physique de cette matrice impédance caractéristique nécessite typiquement l'utilisation d'un réseau de $n(n+1)/2$ résistances.

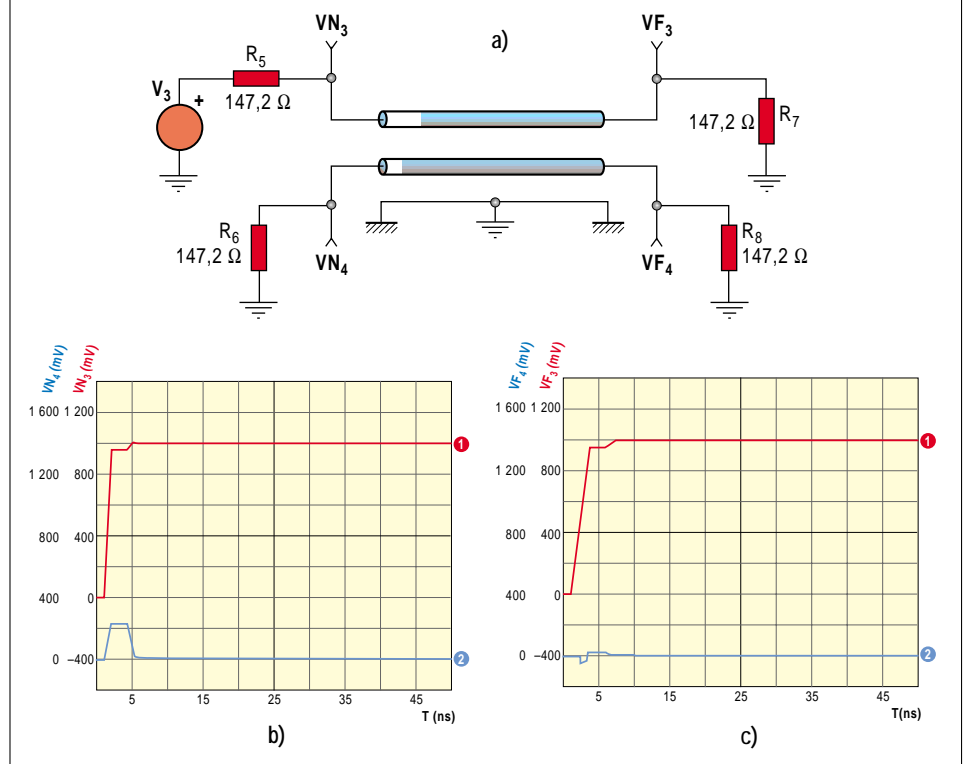
Pour préserver l'intégrité du signal, une des premières nécessités est d'éliminer les réflexions. A cette fin, on n'utilise jamais des terminaisons adaptées (au sens défini ci-dessus), car celles-ci créent un couplage diaphonique. Une pratique courante consiste à disposer entre chaque conducteur et la masse une impédance qui limite les réflexions [2]. Cette impédance n'adaptant pas la ligne multiconductrice au sens strict, elle peut être appelée impédance pseudo-adaptée.

Pour fixer les idées, quelques simulations permettent de montrer les signaux obtenus avec des impédances pseudo-adaptées. Nous avons représenté en figure 1 les résultats obtenus avec un dispositif constitué d'une ligne à deux conducteurs de transmission, de 30 cm de long, reliant des circuits supposés linéaires, illustrés uniquement par les impédances qu'ils présentent à la ligne. Sur le conducteur du haut, une sortie est située à gauche du schéma (d'impédance interne 35Ω , voisine de celle d'un circuit Mos de la série HC), une entrée est située à droite du schéma (impédance d'entrée infinie). Sur le conduc-

Impédances pseudo-adaptées

FIGURE 2

Cette expérience similaire à celle de la figure 1 met en œuvre des impédances pseudo-adaptées. L'atténuation des réflexions et de la diaphonie est flagrante mais le phénomène reste perceptible.



éléments diagonaux de la matrice impédance caractéristique). Une impulsion de 2 V (en circuit ouvert) est produite par la source de tension V_3 avec les effets suivants.

Les tensions aux points de mesure V_{N_3} et V_{N_4} sont montrées sur la figure 2b. Le signal V_{N_3} présente un phénomène de désadaptation peu marqué, qui correspond à une para-diaphonie minimale sur le signal V_{N_4} .

Les tensions, aux points de mesure V_{F_3} et V_{F_4} sont montrées sur la figure 2c. Le signal transmis V_{F_3} est affecté d'un effet de désadaptation également peu marqué et la télé-diaphonie en V_{F_4} est assez faible.

Toutefois, pour une interconnexion voyant des impédances de source et de charge pseudo-adaptées, le signal de télé-diaphonie est (dans certaines limites) proportionnel à la longueur de l'interconnexion et inversement proportionnel au temps de montée [1]. Si bien qu'il est, en pratique, souvent plus gênant que ce qui apparaît pour la tension V_{F_4} de la figure 2c.

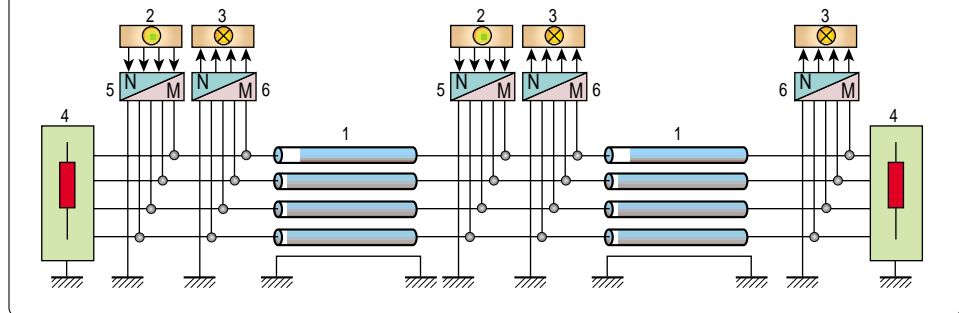
Annuler totalement la diaphonie

Une nouvelle technique permet d'annuler complètement la diaphonie (figure 3). Cette technique, appelée ZXtalk, est applicable à toute interconnexion à n conducteurs de

La technique ZXtalk

FIGURE 3

Les circuits d'émission et de réception sont associés à des réseaux effectuant une combinaison linéaire des signaux.



transmission pouvant être modélisée par une ligne de transmission multiconductrice, de caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur. Ce nouveau principe comporte principalement les points suivants :

- l'interconnexion (repère 1 sur la figure 3) comporte à l'une et/ou l'autre de ses extrémités une terminaison adaptée (repère 4 sur la figure 3), c'est-à-dire présentant une matrice impédance voisine de la matrice impédance caractéristique de la ligne de transmission multiconductrice ;
- un ou plusieurs circuits d'émission (repère

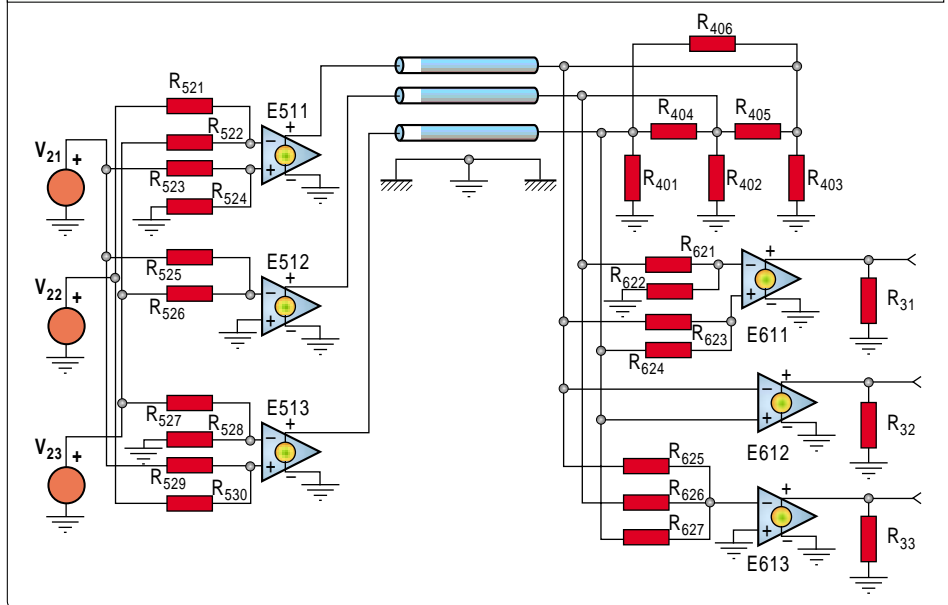
5 sur la figure 3) combinent les signaux d'entrée produits par des sources (repère 2 sur la figure 3), suivant des combinaisons linéaires définies par une matrice de passage (voir l'encadré), la sortie d'un tel circuit d'émission étant reliée aux n conducteurs de transmission de l'interconnexion ;

- les n conducteurs de transmission sont reliés à l'entrée d'un ou plusieurs circuits de réception (repère 6 sur la figure 3) qui combinent les signaux des conducteurs de transmission, suivant des combinaisons linéaires définies par l'inverse de la matrice de passage

Transmission unidirectionnelle

Dans cet exemple de simulation, une seule extrémité est terminée par un réseau de résistances R_{40x} de la matrice impédance Z_c .

FIGURE 4



dont nous avons parlé plus haut, ces circuits de réception délivrant en sortie les signaux destinés aux... destinataires (repère 3 sur la figure 3).

Notons que, dans le cas particulier de la figure 3, nous avons une architecture en bus de données, pour des transmissions bidirectionnelles, 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.

Les circuits d'émission et les circuits de réception, connectés en parallèle avec l'interconnexion, doivent pour ne pas perturber de façon préjudiciable la propagation des ondes le long de l'interconnexion, et pour ne pas provoquer de réflexion indésirable à ses extrémités, présenter à l'interconnexion des impédances élevées. On peut, en utilisant les concepts de tension et de courant modaux,

montrer que les signaux d'une source connectée à un circuit d'émission actif sont transmis aux destinataires sans diaphonie notable.

Les modes de réalisation de cette technique sont nombreux, et peuvent mettre en œuvre des circuits analogiques et/ou des circuits numériques.

Sur la figure 4, nous avons représenté le schéma de la simulation d'un exemple théorique d'une ligne de 40 cm de long à trois conducteurs de transmission. Cette ligne est mise en œuvre pour des transmissions unidirectionnelles. Seule une extrémité de la ligne est connectée à un circuit de terminaison fait de six résistances R_{401} à R_{406} . Les valeurs des résistances ont été choisies voisines de la matrice impédance Z_c . Enlever R_{406} donnerait probablement une bonne approximation. Le circuit d'émission comprend trois composants de type source de tension contrôlée par une tension (VCVS) E511, E512 et E513, et dix résistances R_{521} à R_{530} . Ce circuit d'émission reçoit à son entrée le signal de trois canaux de la source, représenté par les sources de tension V_{21} , V_{22} et V_{23} . Le circuit de réception comprend trois VCVS: E611, E612 et E613 et sept résistances R_{621} à R_{627} . Avec un choix convenable de valeurs, on obtient par exemple les caractéristiques de transmission montrées sur la figure 5, sur laquelle VF_1 est un signal transmis et VF_2 un signal de paradiaphonie: la diaphonie est totalement éliminée.

lequel deux cartes identiques connectées à un câble sont visibles. Elles sont connectées à chaque extrémité du câble jouant le rôle de la ligne multiconductrice, ainsi qu'à des instruments de laboratoire standard pour les mesures dans les domaines temporel et fréquentiel. Elles permettent la comparaison des performances obtenues avec des drivers et des récepteurs de ligne conventionnels, et selon la nouvelle technique.

La nouvelle technique résout les problèmes de CEM interne (on dit aussi «intégrité du signal») causés par la propagation et la diaphonie. Elle est par contre sans effet évident sur la CEM externe, c'est-à-dire sur l'émission et sur l'immunité du système incorporant l'interconnexion. Le but est donc d'accroître le débit et la longueur de l'interconnexion: à longueur donnée, on peut augmenter la bande passante; ou bien, à bande passante donnée, on peut augmenter la longueur. En théorie, la technique ZXtalk, associée à une égalisation, permet d'éliminer complètement les problèmes de CEM interne. En pratique, ces phénomènes indésirables ne sont évidemment pas parfaitement éliminés, mais les performances peuvent être excellentes aux fréquences élevées.

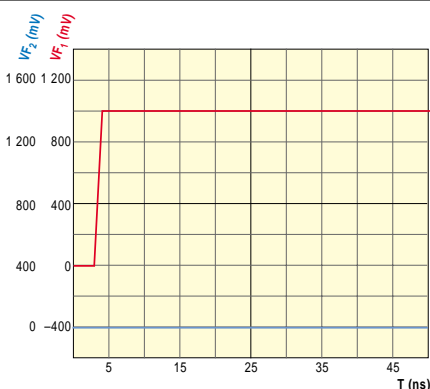
Des terrains d'application variés

Pour une application de bus de fond de panier, ZXtalk est potentiellement plus performante que la transmission en différentiel (qui consomme deux pistes par signal à transmettre). Par principe, les transmissions différentielles laissent subsister de la diaphonie et des distorsions liées à la propagation, du fait que les terminaisons ne présentent pas une matrice impédance égale à la matrice impédance caractéristique de l'interconnexion. La méthode ZXtalk peut être mise en œuvre dans les circuits intégrés, les circuits imprimés et les connexions filaires. Elle offre des perspectives de réduction de coût et d'amélioration des performances très prometteuses. ■

L'effet ZXtalk

FIGURE 5

Ce résultat de simulation d'après le schéma de la figure 4 est parlant!



Une technique validée

Une technique validée

L'efficacité de la méthode ZXtalk a été validée, notamment avec un montage expérimental (voir photo page 57), sur

Pour en savoir plus

Bibliographie

- [1] F. Broydé, Conception des cartes et systèmes compatibles, support du stage 04, Excem.
- [2] E. Haseloff, « Application of Advanced High Speed Cmos Circuits », in Design Considerations for Logic Products, Texas Instruments Deutschland GmbH, 1997.
- [3] F. Broydé, E. Clavelier « Le simulateur IsSpice pour évaluer l'immunité d'une liaison » Electronique Industrielle et Toute l'électronique, 18 juin 1990, n°174, pp.39-42.
- [4] SpiceLine 2.23 with Telecom Line Predictor - User's Guide, Excem document 00012107B, March 2000 (ce document peut être téléchargé sur le Web à <http://www.excem.fr>).