

UNE TECHNIQUE DE RÉDUCTION DE LA DIAPHONIE BASÉE SUR UN CHOIX PARTICULIER DE TRANSFORMATION MODALE

Frédéric Broydé, Evelyne Clavelier

Excem

12, chemin des Hauts de Clairefontaine — 78580 Maule — France
tel. 01 34 75 13 65 fax. 01 34 75 13 65 mel. fredbroyde@excem.fr

Résumé: Les techniques efficaces connues de réduction de la diaphonie nécessitent soit au moins 2 conducteurs par signal à transmettre, soit, dans le cas où un seul conducteur est affecté à chaque signal à transmettre, une importante séparation physique des conducteurs correspondant aux différents signaux. En s'appuyant sur un choix particulier de transformation modale, il est possible de montrer qu'une nouvelle méthode de transmission est possible, qui permet d'utiliser n conducteurs de transmission proches les uns des autres, pour transmettre n signaux, avec une diaphonie théoriquement nulle.

I. Introduction

Considérons une interconnexion uniforme sur sa longueur, comportant n conducteurs de transmission et un conducteur de référence (il s'agit donc d'une interconnexion à $n + 1$ conducteurs).

De façon classique [1], selon le modèle des lignes multiconductrices (LMC), la diaphonie peut être calculée à partir de la connaissance des dispositifs connectés aux extrémités de l'interconnexion, et des matrices $\mathbf{L}$, $\mathbf{R}$, $\mathbf{C}$ et $\mathbf{G}$ des paramètres primaires de l'interconnexion. Avec une définition convenable des courants naturels et des tensions naturelles, on obtient aisément 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 . Ces 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.

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. 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 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, dites "matrices de passage", 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. 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 $\mathbf{T}$ satisfaisant à la première ligne de l'équation (2), alors

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

est une solution de la seconde ligne de (2). La plupart des auteurs utilisent (4) pour résoudre (2), ce qui donne des vecteurs propres biorthonormaux [2]. Cependant (4) n'est nullement une condition nécessaire, et un autre choix possible, que notre équipe emploie fréquemment [3] [4] [5] pour obtenir une solution $\mathbf{S}$ de la seconde ligne de l'équation (2) à partir d'une solution $\mathbf{T}$ de sa 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. Les vecteurs propres ainsi obtenus sont dits associés. Il se trouve que les propriétés particulières des solutions basées sur (5) permettent de définir une nouvelle méthode de réduction de la diaphonie que nous allons présenter.

II. Solutions classiques pour limiter la diaphonie

Supposons que l'on veuille transmettre des signaux sur n canaux de transmission. Aujourd'hui, on peut dire que six solutions classiques permettent de réduire la diaphonie. Une première solution consiste à utiliser des lignes de transmission symétriques, sur lesquelles sont connectées des sources de signaux différentiels et des récepteurs de signaux différentiels. Elle exige donc l'emploi de deux conducteurs de transmission par signal à transmettre. C'est une méthode utilisée du continu jusqu'à des fréquences de l'ordre de quelques centaines de mégahertz. Si l'interconnexion est un

câble, cette solution utilise des câbles à paires torsadées, comme les câbles téléphoniques, ou comme les câbles pour réseaux de transmission large bande (par exemple les câbles UTP de catégorie 5). Pour les interconnexions sur les circuits imprimés, cette approche est maintenant courante pour les entrées analogiques des convertisseurs analogiques/numériques et pour les sorties analogiques des convertisseurs numériques/analogiques.

Une deuxième solution consiste à blinder : des conducteurs, connectés à la masse à leurs deux extrémités, doivent être utilisés pour découpler les conducteurs de transmission. Il faut un blindage par canal de transmission, donc $2n$ 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) s'utilise dans les applications vidéo et est évidemment particulièrement onéreux. Cette solution se combine avec la première, pour donner des câbles à paires blindées individuellement, comme certains câbles pour transmissions de données rapides. Cette solution 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 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 compatible avec les contraintes de prix et d'encombrement.

Une quatrième solution consiste à diminuer la distance entre chacun des canaux de transmission et le conducteur de référence. Par exemple, sur un circuit imprimé multicouches, on utilise une couche de plan de masse juste en dessous et/ou juste au-dessus des pistes correspondant aux conducteurs de transmission. L'utilisation conjointe de ces deux dernières solutions (la troisième et la quatrième) donne de bons résultats, mais il est difficile de les mettre en oeuvre à l'heure actuelle, que ce soit pour les circuits imprimés ou les câbles, du fait qu'elles impliquent un volume et un coût plus importants pour l'interconnexion.

Une cinquième solution consiste à réduire la bande passante utilisée pour les signaux que l'on veut transmettre. Elle ne pourra pas être utilisée dans les situations où l'étendue spectrale des signaux est imposée. 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 ne réduit qu'indirectement la diaphonie, avec des résultats limités.

Toutes ces techniques ont des limitations : soit elles sont peu performantes, soit elles imposent une dimension transversale importante de l'interconnexion, du fait de l'espacement accru des conducteurs de transmission, soit elles imposent 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 référence, de la façon la plus compacte.

III. Terminaisons adaptées et impédances pseudo-adaptées

Rigoureusement, adapter une ligne multiconductrice (LMC) consiste à éliminer totalement les réflexions à l'une ou l'autre de ses extrémités. Ceci implique la connexion, à chaque extrémité concernée, d'un réseau présentant une matrice impédance égale à la matrice impédance caractéristique $\mathbf{Z}_C$ de la LMC définie par [6]

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

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. Ceci est dû aux deux propriétés suivantes :

■ pour toute onde se propageant sur la LMC 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 :

$$\mathbf{V}^+ = \mathbf{Z}_C \mathbf{I}^+ \quad (8)$$

■ pour toute onde se propageant sur la LMC 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 :

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

Par un raisonnement bien connu, on montre à partir de (8) et (9) qu'à une extrémité d'une LMC, il ne se produit pas de réflexion pour les ondes incidentes provenant de la LMC, si et seulement si cette extrémité est 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 LMC une matrice impédance égale à $\mathbf{Z}_C$. La réalisation de ce $(n+1)$ -pôle nécessite typiquement, à des fréquences suffisamment élevées pour que $\mathbf{Z}_C$ puisse être considérée réelle, l'utilisation d'un réseau de $n(n+1)/2$ résistances [7].

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 de transmission et la masse une impédance, choisie de telle façon qu'elle réduise les réflexions. Quoiqu'une telle impédance n'adapte pas la LMC, elle peut être appelée "impédance pseudo-adaptée".

Pour fixer les idées, considérons un câble à deux conducteurs avec écran. Ce dernier étant utilisé comme conducteur de référence, les paramètres primaires de cette LMC sont :

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} 239,4 & 37,27 \\ 37,27 & 239,4 \end{pmatrix} \text{ nH/m} \quad (10)$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 110,5 & -17,2 \\ -17,2 & 110,5 \end{pmatrix} \text{ pF/m} \quad (11)$$

A partir de ceux-ci, nous pouvons calculer:

$$\mathbf{Z}_C = \begin{pmatrix} 51,59 & 8,15 \\ 8,15 & 51,59 \end{pmatrix} \Omega \quad (12)$$

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} 0,70711 & 0,70711 \\ -0,70711 & 0,70711 \end{pmatrix} \quad (13)$$

et

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} 0,55373 & 0,75789 \\ -0,55373 & 0,75789 \end{pmatrix} \quad (14)$$

Dans (11) et (12), les matrices $\mathbf{S}$ et $\mathbf{T}$ sont associées, pour une valeur de la capacité linéique arbitraire c_k égale à 10^{-10} F/m, selon notre habitude [4, § IV]. On calcule facilement que la matrice impédance caractéristique peut être réalisée avec un réseau en π comportant deux résistances de $59,74 \Omega$ au conducteur de référence, et une résistance d'environ $318,45 \Omega$ entre les conducteurs de transmission.

Nous avons représenté sur la fig. 1 un schéma montrant une interconnexion à deux conducteurs de transmission, de 150 m de long, utilisant ce câble. Cette interconnexion est terminée par des résistances de 60Ω au conducteur de référence, qui d'après les résultats ci-dessus, constituent des impédances pseudo-adaptées acceptables.

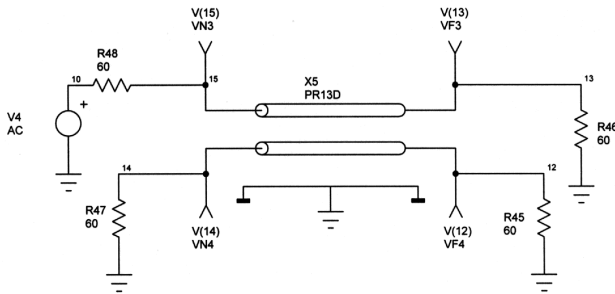


Fig. 1 : une interconnexion à 2 conducteurs de transmission, avec ses extrémités reliées à des impédances pseudo-adaptées

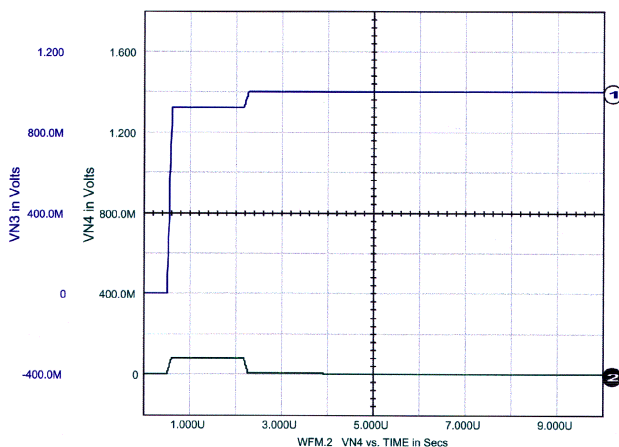


Fig. 2 : tensions mesurées côté proche du circuit de la fig. 1, VN3 sur la courbe 1 et VN4 sur la courbe 2

Un échelon de 2 V est produit par la source de tension V4 sur le conducteur du haut, en vue d'obtenir un échelon de 1 V aux points de mesure VN3 et VF3. Les résultats de la simulation SPICE réalisée selon une approche déjà exposée [3] [4] et des modèles sans pertes créés avec SpiceLine [5]

sont les suivants :

- Les tensions, aux points de mesure VN3 et VN4 du circuit de la fig. 1 sont montrés sur la fig. 2. Le signal VN3 est caractéristique d'un phénomène de désadaptation peu marqué, qui correspond à une paradiaphonie réduite d'environ 80 mV, mais non négligeable, en VN4.

- Les tensions, aux points de mesure VF3 et VF4 du circuit de la fig. 1 sont montrés sur la fig. 3. Le signal transmis VF3 n'est affecté que d'une faible distorsion. Le signal de télédiaphonie VF4 est ici assez faible (env. 40 mV c.a.c.).

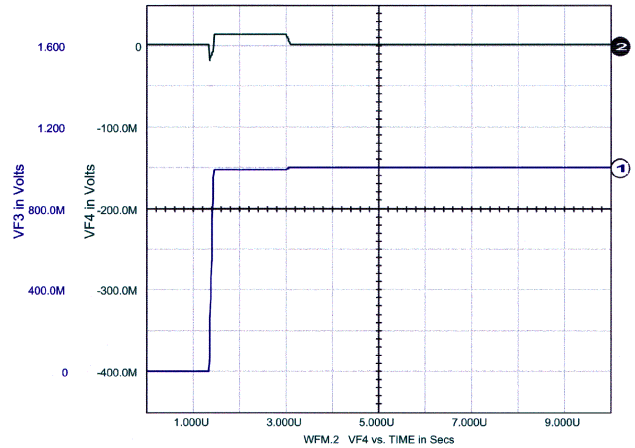


Fig. 3 : tensions mesurées côté éloigné du circuit de la fig. 1, VF3 sur la courbe 1 et VF4 sur la courbe 2

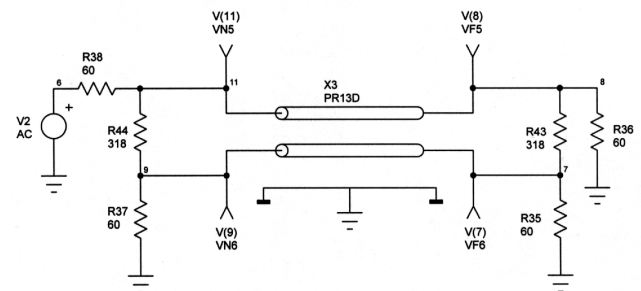


Fig. 4 : interconnexion de la fig. 1 avec terminaisons adaptées

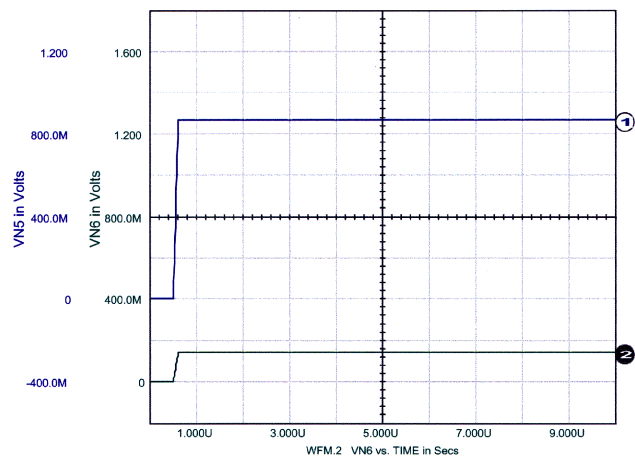


Fig. 5 : tensions mesurées côté proche du circuit de la fig. 4, VN5 sur la courbe 1 et VN6 sur la courbe 2

La fig. 4 représente un autre schéma théorique, correspondant à l'utilisation de la même interconnexion avec

des terminaisons adaptées. Un échelon de 2 V est généré par la source V2, capable d'engendrer des échelons d'environ 860 mV en VN5 et VN6. Il produit les effets suivants :

- Les tensions aux points de mesure VN5 et VN6 du circuit de la fig. 4 sont montrés sur la fig. 5. Le signal VN5 est caractéristique d'une adaptation parfaite, mais la paradiaphonie en VN6 est importante (environ 150 mV) et correspond au signal d'entrée atténué, sans distorsion.

- Les tensions aux points de mesure VF5 et VF6 du circuit de la fig. 4 sont montrés sur la fig. 6. Le signal transmis VF5 ne présente aucune distorsion, mais la télédiaphonie en VF6 est importante (environ 150 mV) et correspond au signal d'entrée atténué, sans distorsion.

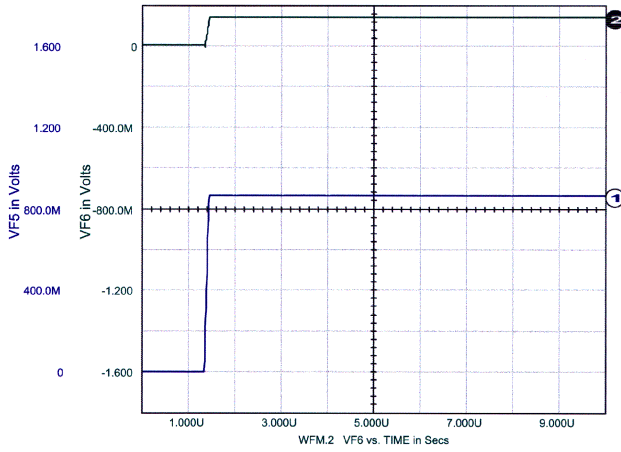


Fig. 6 : tensions mesurées côté éloigné du circuit de la fig. 4, VF5 sur la courbe 1 et VF6 sur la courbe 2

Nous constatons donc, qu'utilisées de cette façon, des terminaisons adaptées, bien qu'elles éliminent les réflexions, ne réduisent en aucune façon la diaphonie. Au contraire, elles réduisent significativement le rapport signal/diaphonie.

IV. Tensions modales et courants modaux

Des matrices $\mathbf{T}$ et $\mathbf{S}$ solutions des équations (2) et (3) définissent une "transformation modale" pour les courants naturels et les tensions naturelles et les résultats de cette transformation sont appelés les courants 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 $v_{M1}, \dots, v_{Mn}$, nous avons :

$$\begin{cases} \mathbf{V} = \mathbf{S} \mathbf{V}_M \\ \mathbf{I} = \mathbf{T} \mathbf{I}_M \end{cases} \quad (15)$$

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_{Mi} et une tension modale v_{Mi} 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.

Dans le cas particulier où la matrice $\mathbf{S}$ et la matrice $\mathbf{T}$ sont associées, c'est-à-dire lorsque (5) est vérifiée, il est également possible de montrer que :

- pour toute onde se propageant sur la LMC 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 :

$$\mathbf{V}_M^+ = \frac{1}{j\omega c_K} \Gamma \mathbf{I}_M^+ \quad (16)$$

- 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 :

$$\mathbf{V}_M^- = -\frac{1}{j\omega c_K} \Gamma \mathbf{I}_M^- \quad (17)$$

Nous voyons donc qu'en choisissant des matrices $\mathbf{S}$ et $\mathbf{T}$ associées, pour tout entier α , la tension modale $v_{M\alpha}$ et le courant modal $i_{M\alpha}$ se comportent comme la tension et le courant d'une ligne de transmission à 2 conducteurs (c'est-à-dire une LMC avec $n = 1$), ayant une constante de propagation γ_α et une impédance caractéristique $\gamma_\alpha / j\omega c_K$. C'est ce que nous appelons le découplage total de l'équation des télégraphistes [6], car il permet de décomposer la propagation sur les $n + 1$ conducteurs de la LMC en n propagations sur des lignes de transmission à 2 conducteurs indépendantes.

V. Une nouvelle technique pour annuler la diaphonie

Pour lutter efficacement contre la diaphonie, il convient de comprendre qu'elle a deux causes distinctes :

- le couplage au cours de la propagation le long de l'interconnexion, lorsque les signaux ne sont pas transmis en utilisant des modes de propagation totalement découplés de la LMC, en utilisant la définition du § IV ;
- le couplage aux extrémités de l'interconnexion, lorsque les terminaisons ne sont pas adaptées, en utilisant la définition du § III.

En s'appuyant sur cette analyse, nous pouvons définir le principe d'une nouvelle technique permettant en théorie d'annuler complètement la diaphonie, représentée sur l'exemple de la fig. 7. En pratique, cette technique appelée ZXtalk permet une impressionnante réduction de la diaphonie. Elle est applicable à toute interconnexion à n conducteurs de transmission pouvant être modélisée par une LMC de caractéristiques électriques uniformes sur sa longueur. Cette technique repose principalement sur les points suivants [8] [9] [10] :

- l'interconnexion (repère 1 sur la fig. 7) comporte à l'une et/ou l'autre de ses extrémités une terminaison adaptée

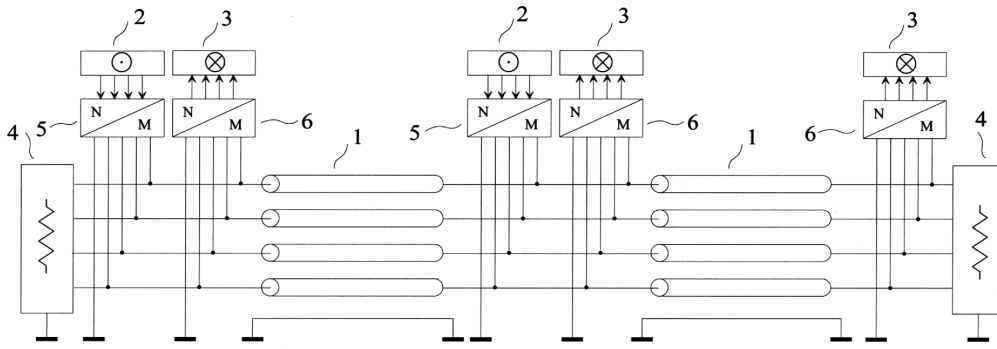


Fig. 7 : la technique ZXtalk appliquée à un bus bidirectionnel

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,

(repère 4 sur la fig. 7);

■ un ou plusieurs circuits d'émission (repère 5 sur la fig. 7) combinent les signaux d'entrée produits par des sources (repère 2 sur la fig. 7) suivant des combinaisons linéaires définies par une matrice de passage des variables électriques naturelles aux variables électriques modales, 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 fig. 7) qui combinent les signaux des 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, ces circuits de réception délivrant en sortie les signaux transmis aux destinataires (repère 3 sur la fig. 7).

Nous notons que, dans le cas particulier de la fig. 7, 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. On note aussi que

présenter à l'interconnexion des impédances élevées. On peut, en utilisant les concepts de tension modale et de courant modal (non développés ici), 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 oeuvre des circuits analogiques et/ou des circuits numériques. Pour donner un exemple simple, nous allons considérer une interconnexion réalisée sur un circuit imprimé, avec $n = 3$, dont les paramètres primaires [11] sont :

$$L = \begin{pmatrix} 0,3139 & 0,0675 & 0,0222 \\ 0,0675 & 0,3193 & 0,0675 \\ 0,0222 & 0,0675 & 0,3139 \end{pmatrix} \mu\text{H/m} \quad (18)$$

$$C = \begin{pmatrix} 130,3 & -16,2 & -0,8 \\ -16,2 & 133,7 & -16,2 \\ -0,8 & -16,2 & 130,3 \end{pmatrix} \text{pF/m} \quad (19)$$

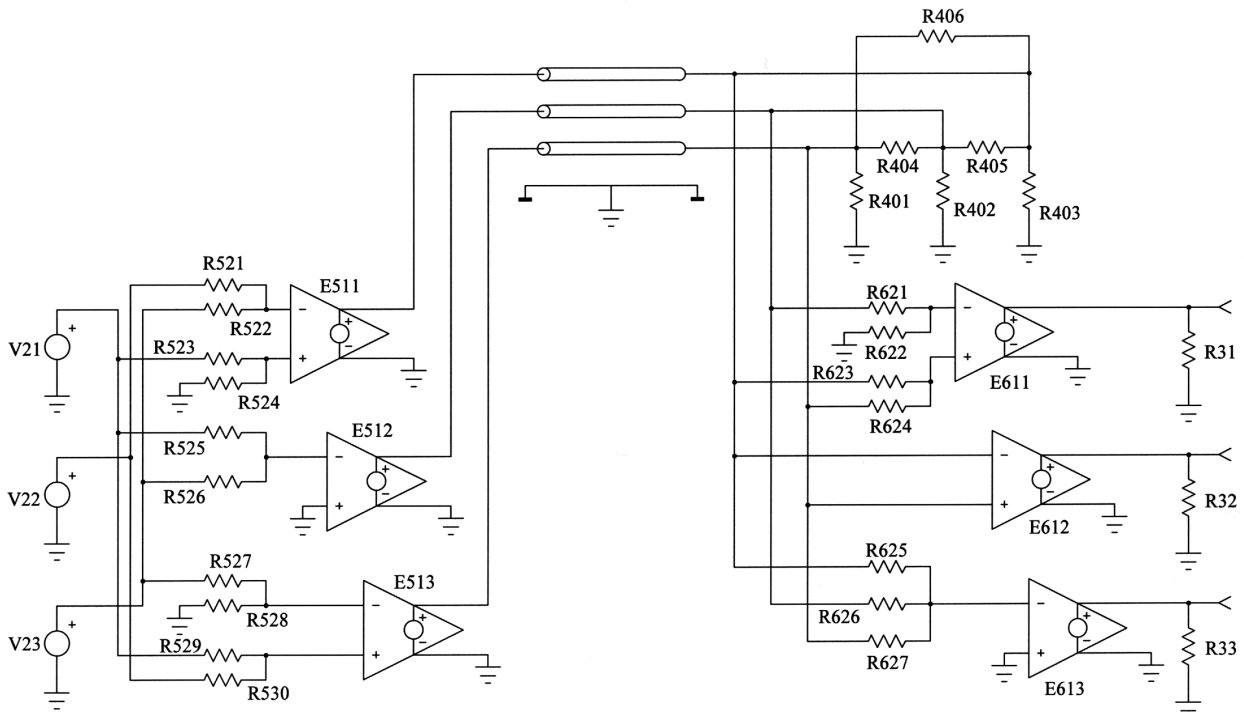


Fig. 8 : exemple d'application unidirectionnelle de ZXtalk avec une interconnexion à 3 conducteurs de transmission

et pour laquelle SpiceLine nous a fourni :

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} 0,3101 & -0,5394 & -0,4793 \\ -0,4755 & 0 & -0,6232 \\ 0,3101 & 0,5394 & -0,4793 \end{pmatrix} \quad (20)$$

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} 0,4786 & -0,7071 & 0,5198 \\ -0,7361 & 0 & 0,6780 \\ 0,4786 & 0,7071 & 0,5198 \end{pmatrix} \quad (21)$$

$$\mathbf{Z}_C = \begin{pmatrix} 49,41 & 8,35 & 2,24 \\ 8,35 & 49,53 & 8,35 \\ 2,24 & 8,35 & 49,41 \end{pmatrix} \Omega \quad (22)$$

Comme précédemment, les matrices $\mathbf{S}$ et $\mathbf{T}$ sont associées, pour une valeur de la capacité linéique arbitraire c_K égale à 10^{-10} F/m.

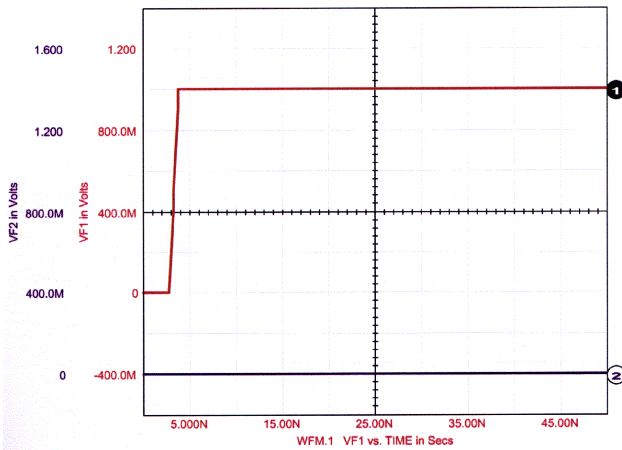


Fig. 9 : tensions mesurées côté éloigné du circuit de la fig. 8, VF1 sur la courbe 1 et VF2 sur la courbe 2

Nous avons simulé selon le schéma de la fig. 8 un exemple théorique d'utilisation de la technique ZXtalk, avec une longueur de 40 cm de cette interconnexion, mise en oeuvre pour des transmissions unidirectionnelles. Seule une extrémité de la ligne est connectée à un circuit de terminaison, fait de six résistances R401 à R406. Les valeurs des résistances sont $R401 = R403 = 58,7 \Omega$, $R402 = 69,2 \Omega$, $R404 = R405 = 289,5 \Omega$ et $R406 = 2781 \Omega$. Il est facile de vérifier qu'elles correspondent bien à une terminaison de matrice impédance très voisine de $\mathbf{Z}_C$. Le circuit d'émission comprend trois sources de tension contrôlées par une tension E511, E512 et E513, et 10 résistances R521 à R530. Ce circuit d'émission reçoit à son entrée le signal de trois canaux de la source, représenté par les sources de tension V21, V22 et V23. Le circuit de réception comprend trois sources de tension contrôlées par une tension E611, E612 et E613 et sept résistances R621 à R627.

Avec un choix convenable de valeurs, on obtient par exemple les caractéristiques de transmission montrées sur la fig. 9, sur laquelle VF1 est un signal transmis, et VF2 un signal de paradiaphonie : la diaphonie est totalement éliminée.

VI. Conclusion

En nous appuyant sur une analyse générale de la diaphonie, nous avons défini la méthode ZXtalk de réduction de la diaphonie. Elle a été validée par des simulations SPICE et par des mesures effectuées sur des maquettes de validation [12], dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel.

La technique ZXtalk peut être mise en oeuvre 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 pour les transmissions à large bande.

Références

- [1] F.M. Tesche, M.V. Ianoz, T. Karlsson, *EMC Analysis Methods and Computational Models*, New York, N.Y.: John Wiley & Sons, 1997.
- [2] G.-T. Lei, G.-W. Pan, B.K. Gilbert "Examination, Clarification and Simplification of Modal Decoupling Method for Multiconductor Transmission Lines", *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech*, vol. 43, No. 9, September 1995, pp. 2090-2100.
- [3] F. Broydé, E. Clavelier, F. Vaillant, S. Bigot, "Crosstalk and Field to Wire Coupling Problems: the SPICE Simulator Approach", *Proceedings of the 9th Int. Zurich Symposium Electromagn. Compat.*, 12-14 March, 1991, pp.23-28.
- [4] F. Broydé, E. Clavelier, L. Hoeft, "Comments on «A SPICE Model for Multiconductor Transmission Lines Excited by an Incident Electromagnetic Field»", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Vol. 38, No. 1, Feb. 1996, pp. 104-108.
- [5] *SpiceLine 2.23 with Telecom Line Predictor — User's Guide*, Excem document 00012107B, March 2000 (ce document peut être téléchargé sur le web).
- [6] F. Broydé, E. Clavelier, "Modal-transform-based modeling of signal transmission on multiconductor interconnects and its application to a new method for the reduction of crosstalk", à paraître.
- [7] H. Amemiya, "Time-Domain Analysis of Multiple Parallel Transmission Lines", *RCA Review*, June 1967, pp. 241-276.
- [8] F. Broydé, E. Clavelier, *Procédé et dispositif pour la transmission avec une faible diaphonie*, demande de brevet français FR0300064, 6 janvier 2003.
- [9] F. Broydé, E. Clavelier, *Procédé et dispositif numériques pour la transmission avec une faible diaphonie*, demande de brevet français FR0302814, 6 mars 2003.
- [10] F. Broydé, E. Clavelier, *Procédé et dispositif pour la transmission sans diaphonie*, demande de brevet français FR0303087, 13 mars 2003.
- [11] J.G. Nickel, D. Trainor, J.E. Schutt-Ainé, "Frequency-Domain-Coupled Microstrip-Line Normal-Mode Parameter Extraction From S-Parameters", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 43, No. 4, November 2001, pp. 495-503
- [12] F. Broydé, "Éliminer radicalement la diaphonie dans les interconnexions", *Electronique*, No. 140, Octobre 2003, pp. 57-61.