

CARACTERISATION ET REDUCTION DE LA DIAPHONIE DANS UNE QUARTE DE CÂBLE DE TELECOMMUNICATIONS

Sandrine ROBLLOT*, Pascal PAGANI, Ahmed ZEDDAM****

France Télécom divisions Recherche et Développement,

(*):4 rue du Clos Courtel 35512 CESSON SEVIGNE

(**):2 avenue Pierre Marzin 22307 LANNION cedex

sandrine.roblot@orange-ftgroup.com

Résumé. Pour les communications filaire de type xDSL, l'une des principales sources de bruit affectant la qualité de la transmission est due au couplage diaphonique. Dans cet article, la diaphonie est caractérisée par un modèle global pour les câbles multiconducteurs. Nous proposons une technique novatrice de réduction de la diaphonie, utilisant la méthode de la transformation modale. Les simulations montrent que cette technique permet de réduire le niveau de la télédiaphonie jusqu'à 25 dB.

I. CONTEXTE

Les technologies xDSL (Digital Subscriber Line) sont la solution immédiate à l'accès aux hauts débits pour tout abonné à la téléphonie classique. Leur particularité est en effet d'utiliser le réseau cuivré existant, initialement conçu pour la transmission de la parole. Les techniques xDSL présentent ainsi l'avantage d'optimiser l'utilisation de ce media de communication.

Néanmoins, le réseau téléphonique cuivré n'était initialement conçu que pour la transmission analogique de la parole (jusque 4 kHz). Son utilisation à des fréquences plus importantes impose des limitations aux performances des systèmes xDSL.

En effet, les conducteurs cuivrés présentent un affaiblissement qui augmente avec la fréquence, et sont très sensibles aux perturbations électromagnétiques. Du fait de l'environnement varié dans lequel ils sont utilisés, des problèmes de Compatibilité Electromagnétique (CEM) viennent alors dégrader la qualité des transmissions à haut débit sur support cuivré.

Ces perturbations surviennent par le biais de bruits extérieurs intentionnels ou involontaires, mais peuvent également trouver leur origine à l'intérieur même des réseaux filaires, par couplage diaphonique des différents conducteurs.

Dans ce contexte, les travaux présentés dans cet article ont pour but de caractériser la diaphonie dans le cas des câbles de télécommunications multiconducteurs.

Pour ce faire, nous détaillons dans un premier temps un modèle simplifiant l'étude globale de réduction de

la diaphonie dans les câbles multiconducteurs. Alors, nous développons une méthode de réduction de la diaphonie consistant à transmettre les signaux suivant une combinaison des modes propres de propagation de la ligne. Des simulations viennent ensuite appuyer cette approche théorique. Enfin, une quantification de l'amélioration apportée sur une liaison VDSL est réalisée.

II. DIAPHONIE INTRA ET EXTRA QUARTE DANS UN TORON DE CÂBLE

Il est généralement admis que le niveau de diaphonie sur une paire de toron de câble est d'autant plus élevé que le nombre de paires perturbatrices est important. Pour les câbles de télécommunications néanmoins, certaines approximations peuvent être effectuées sur l'ampleur des couplages diaphoniques. Les paires torsadées téléphoniques sont typiquement regroupées en quarts, consistant en deux paires, enroulées l'une à l'autre dans le cas d'une quartre étoile. Les quartres sont regroupées par torons au sein d'un câble. Par exemple, la Fig. 1 représente un câble série 98 composé de 28 conducteurs associés en 14 paires et 7 quartres.

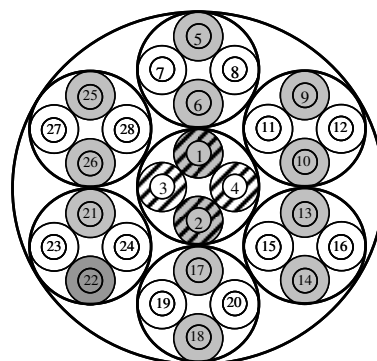


Fig. 1 : Coupe d'un câble de télécommunications S98

Si l'on considère la paire 1-2 comme la paire victime, la paire 3-4 est la principale source d'interférence par télédiaphonie, si bien que la télédiaphonie provenant des autres quartres devient négligeable. Cette hypothèse a été vérifiée par simulation. Un signal de type ADSL2+ (standard G992.5) est injecté sur la paire 1-2, et le niveau de télédiaphonie est relevé sur

les paires 3-4, 7-8 et 11-12. Les résultats de la Fig. 2 montrent que le niveau de télédiaphonie est plus important lorsqu'il est intraquarte (courbe verte) plutôt qu'extraquarte (courbes bleue et rouge).

Cette différence s'élève à environ 15 dB dans l'intégralité de la bande fréquentielle étudiée. Le signal injecté répondant à la norme ADSL2+, les résultats de simulations sont présentés jusqu'à une fréquence de coupure de 2,2 MHz. Cependant, une différence du même ordre de grandeur peut être observée entre les niveaux de téléphonie intraquarte et extraquarte jusqu'à une fréquence de 30 MHz.

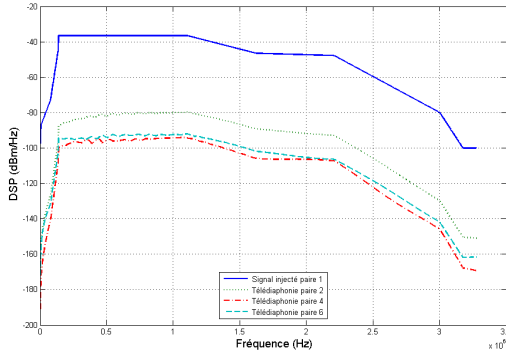


Fig. 2 : Télédiaphonie intra et extra quarte

Ce résultat s'explique par la proximité des paires partageant la même quarte, torsadées ensemble, et par conséquent plus sujettes à se coupler l'une et l'autre. Les paires des autres quartes sont en effet plus distantes, et le couplage extraquarte s'en trouve diminué.

Il est à noter également que les mêmes résultats s'observent lorsque le signal est injecté sur une paire située dans une quarte en périphérie du câble, et que la paire victime est située dans la quarte centrale [1].

Ces résultats de simulations correspondent à une configuration de câble comportant 14 paires. Des résultats similaires ont par ailleurs été mis en évidence dans [2] dans le cas de câbles 28 paires.

C'est pourquoi il paraît réaliste de considérer que l'étude de la diaphonie dans un câble multiconducteur peut être réduite au cas d'une quarte de ce même câble. Ainsi nous proposons dans la suite de cet article une méthode de réduction de la diaphonie établie à partir de ce modèle représentatif d'étude.

III. METHODE DE REDUCTION DE LA DIAPHONIE PAR TRANSFORMATION MODALE

III.1 Théorie mise en œuvre

La méthode de réduction de la diaphonie présentée ici est basée sur la théorie des lignes de transmission [3]. Ce formalisme est régi par les équations des lignes de transmission, dites équations des télégraphistes, dont la formulation est rappelée en (1).

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

V est le vecteur des tensions naturelles, I le vecteur des courants naturels, ω (rad) est la pulsation, et L (H/m), R (Ω /m), C (F/m), G (S/m) les paramètres linéiques de la Ligne MultiConducteur (LMC).

Dans le cadre de cette étude, nous considérons que les conducteurs sont parallèles entre eux et ne présentent pas de variation transversale le long du câble. Ceci fait partie des conditions nécessaires pour rester dans l'hypothèse quasi-TEM [4].

Les équations des télégraphistes présentées en (1) sont un ensemble d'équations différentielles couplées du 1^{er} ordre. Leur résolution peut s'effectuer directement par analogie avec le formalisme des variables d'état, dont la démonstration est effectuée en [5]. Ce formalisme consiste à exprimer les courants et tensions en tout point x de la ligne en fonction de leur valeur à l'origine [6]. En considérant alors les conditions aux limites, le système peut être résolu.

Une autre alternative consiste à découpler les équations des lignes par transformation modale. En définissant les matrices impédance (2) et admittance (3) linéiques, le système d'équations couplées du 1^{er} ordre (1) est rapidement transformé en système d'équations différentielles découplées du 2nd ordre (4).

$$[Z] = [R] + j\omega[L] \quad (2)$$

$$[Y] = [G] + j\omega[C] \quad (3)$$

$$\begin{cases} \frac{d^2}{dz^2}[V] = [ZY] \cdot [V] \\ \frac{d^2}{dz^2}[I] = [YZ] \cdot [I] \end{cases} \quad (4)$$

La diagonalisation du système s'effectue en calculant les matrices des valeurs et vecteurs propres des matrices [YZ] ou [ZY] issues de (4).

Le passage des variables naturelles aux variables modales s'effectue par la transformation (5) où [T] est la matrice des vecteurs propres de [ZY] et [S] celle de [YZ].

$$\begin{cases} [V] = [T] \cdot [V_m] \\ [I] = [S] \cdot [I_m] \end{cases} \quad (5)$$

La combinaison de (4) et (5) aboutit à (6), où par définition des matrices [T] et [S], les produits matriciels $[T]^{-1} \cdot [ZY] \cdot [T]$ et $[S]^{-1} \cdot [YZ] \cdot [S]$ sont diagonaux.

$$\begin{cases} \frac{d^2}{dz^2}[V_m] = [T]^{-1} \cdot [ZY] \cdot [T] \cdot [V_m] = D_{ZY} \cdot [V_m] \\ \frac{d^2}{dz^2}[I_m] = [S]^{-1} \cdot [YZ] \cdot [S] \cdot [I_m] = D_{YZ} \cdot [I_m] \end{cases} \quad (6)$$

Un tel découplage des équations des lignes laisse apparaître des perspectives intéressantes pour la transmission des signaux. En effet, transmettre ceux-ci suivant les modes propres de propagation d'une ligne induirait de propager autant de signaux que de lignes, sans que les phénomènes de couplage diaphonique ne viennent perturber la transmission. Cette méthode a été mise en œuvre et validée expérimentalement dans [7].

Dans le cas de lignes de télécommunications en revanche, vient s'ajouter la contrainte de transmettre les signaux en mode différentiel. D'où la nécessité d'étendre le concept de découplage des équations des lignes [8], afin d'effectuer cette transformation non plus conducteur à conducteur mais à présent paire à paire. Ceci fait l'objet de la section suivante.

III.2 Découplage des équations paire à paire

D'un point de vue mathématique l'objectif n'est donc plus d'obtenir une matrice D_{ZY} (ou D_{YZ}) diagonale dans la résolution du système (1) mais une matrice diagonale par blocs D_{bloc} de format 2×2 .

Pour cela, nous appliquons aux variables modales une opération supplémentaire définie en (7), consistant à associer les modes de propagation deux à deux.

$$\begin{cases} [V_T] = [D_{bloc}] \cdot [V_m] \\ [I_T] = [D_{bloc}] \cdot [I_m] \end{cases} \quad (7)$$

La matrice D_{bloc} est définie en (8) et permet ainsi de *recréer* une transmission différentielle.

$$D_{bloc} = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -1 & -1 \end{pmatrix} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -1 & -1 \end{pmatrix} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -1 & -1 \end{pmatrix} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Considérant la transformation (7) et la forme de la matrice D_{bloc} (8), les signaux (V_T , I_T) transmis sur la première paire auront par exemple la formulation (9).

$$\begin{cases} V_{T1} = V_{m1} + V_{m2} \\ V_{T2} = -V_{m1} - V_{m2} = -V_{T1} \\ I_{T1} = I_{m1} + I_{m2} \\ I_{T2} = -I_{m1} - I_{m2} = -I_{T1} \end{cases} \quad (9)$$

Ceci illustre bien le fait que grâce à cette nouvelle technique, nous sommes en mesure de transmettre N signaux différentiels sur N paires, tout en nous affranchissant du problème de la diaphonie entre les conducteurs.

III.3 Simulations

Afin de simuler une telle ligne, un code de topologie électromagnétique est utilisé. Il s'agit du code RESLINE [8], fonctionnant dans le domaine fréquentiel sur la base de la théorie des lignes de transmission multifilaires. La théorie classique des lignes de transmission permet de déterminer les tensions et les courants sur chacune des lignes du réseau, sous l'hypothèse que celles-ci soient uniformes [4]. Pour aborder des problèmes plus réalistes pour les réseaux de télécommunications, le code de calcul RESLINE la complète par une approche topologique [10]. Celle-ci consiste à décomposer les lignes non uniformes en éléments uniformes interconnectés par l'intermédiaire de réseaux linéaires et excités par des générateurs localisés.

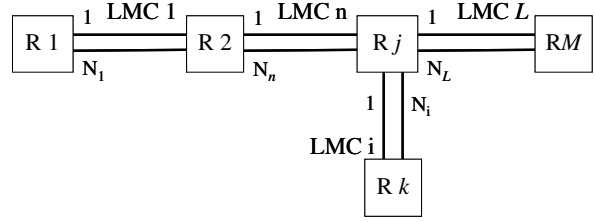


Fig. 3 : Topologie d'un réseau de lignes

Ce principe est représenté sur la Fig. 3 pour une ligne composée de L lignes MultiConducteurs (LMC), constituées chacune de N_i conducteurs, et interconnectées par le biais de M réseaux (R). Chaque extrémité de LMC est terminée sur un réseau, caractérisant les conditions aux limites sur une LMC donnée, et les caractéristiques de raccordement entre deux LMC. En tenant compte des caractéristiques de propagation sur chacune des L LMC, et des M équations régissant les conditions aux limites au niveau des M réseaux, il est possible d'obtenir l'ensemble des courants et tensions aux extrémités des LMC est données par un système matriciel de la forme:

$$[A] \cdot [X] = [B] \quad (10)$$

où $[A]$ regroupe l'ensemble des données relatives aux L LMC aux M réseaux et $[B]$ regroupe les informations relatives à une éventuelle perturbation extérieure, ainsi qu'aux générateurs localisés [1].

Les simulations ont été réalisées sur une quarte de câble dont les paramètres linéiques sont calculés de telle sorte qu'ils prennent en compte les torsades des deux paires. En effet, la grande majorité des câbles utilisés dans la boucle locale est composée de paires torsadées. La Fig. 4 (a) présente une paire torsadée, caractérisée par son pas de torsadage. Une première technique de prise en compte de la torsade consiste à modéliser une ligne torsadée par une succession de lignes uniformes, d'une longueur correspondant à un demi pas de torsadage (Fig. 4 (b)). Néanmoins, pour des lignes de longueur importante, le nombre de cellules devient important et les temps de calcul engendrés prohibitifs. Une seconde méthode a donc également été mise en œuvre, consistant à utiliser des paramètres linéiques équivalents moyens, qui peuvent soit être calculés de manière rigoureuse par un code de calcul électromagnétique [11], soit provenir de mesures expérimentales.

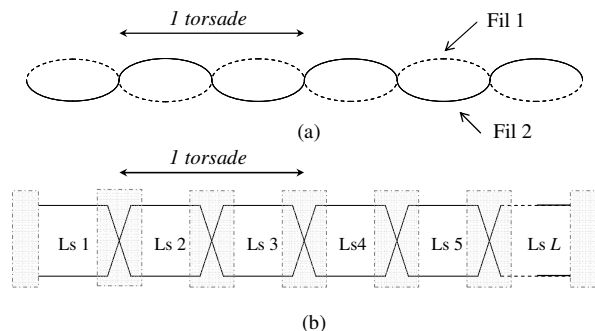


Fig. 4 : Paire torsadée: câble réel (a) et modélisation par succession de lignes uniformes (b)

Ces paramètres sont ensuite insérés dans RESLINE qui permet de déterminer les courbes de paradiaphonie et télédiaphonie à partir des courants et tensions aux extrémités locales et distantes des lignes.

Dans un premier temps la ligne est simulée dans une configuration classique, sans mise en œuvre de dispositif de réduction de diaphonie (Fig.5, en vert). Des simulations complémentaires sont réalisées, en mettant en œuvre notre méthode de réduction de la diaphonie (Fig.5, en rose).

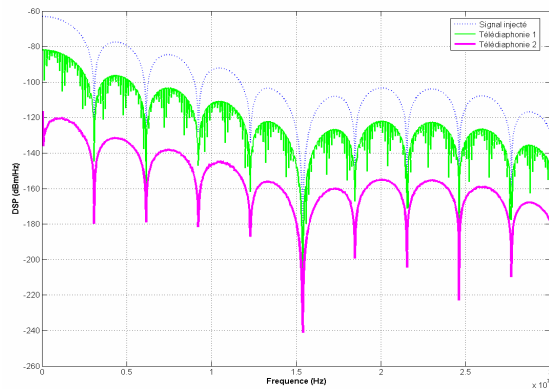


Fig. 5 : Résultats de télédiaphonie

Il apparaît clairement que la mise en œuvre de cette méthode de transmission permet de réduire considérablement le niveau de diaphonie sur la ligne. Ce gain s'élève à environ 25 dB, et ce sur l'intégralité de la bande fréquentielle étudiée (\rightarrow 30 MHz).

IV. QUANTIFICATION DU GAIN APPORTE SUR UNE LIAISON xDSL

Nous rappelons tout d'abord que pour les systèmes xDSL, le rapport signal à bruit au niveau du modem client est évalué pendant une phase d'initialisation, et le débit transmis est attribué en conséquence. Les performances des systèmes sont donc directement liées au niveau de bruit présent sur la ligne, dont la télédiaphonie est l'une des composantes majeures.

Dans le but d'évaluer l'impact de la diminution de la diaphonie sur les performances de systèmes xDSL, nous proposons ici une quantification de l'amélioration du débit et de la portée. Pour ce faire, nous mettons en œuvre un outil de simulation de chaîne numérique VDSL, en injectant comme bruit stationnaire les résultats de télédiaphonie obtenus par simulation dans la section précédente.

Deux types de performances du système sont déterminés : le gain en débit à portée constante, le gain en portée à débit constant.

Gain en débit

La ligne a une longueur fixée à 200m. En considérant le bruit de diaphonie d'une configuration non optimisée (Télédiaphonie 1 sur la Fig. 5), le débit atteint 22 Mb/s. En considérant le bruit de diaphonie d'une configuration optimisée (Télédiaphonie 2 sur la Fig.5), le débit atteint cette fois 66 Mb/s.

Le gain de diaphonie observé sur la Fig.2 se traduit ici concrètement par une amélioration de débit de 44 Mb/s sur une liaison VDSL, dans la configuration testée.

Gain en portée

Le débit est ici fixé à 22 Mb/s. En considérant le bruit de diaphonie d'une configuration non optimisée (Télédiaphonie 1 sur la Fig. 5), la portée atteint 200m. En considérant le bruit de diaphonie d'une configuration optimisée (Télédiaphonie 2 sur la Fig.5), la portée atteint cette fois 480m.

Le gain de diaphonie observé sur la Fig.2 se traduit ici par une augmentation de la portée de 280m sur une liaison VDSL, dans la configuration testée.

V. CONCLUSION

Pour les communications filaire de type xDSL, le couplage diaphonique est l'un des principaux facteurs de bruit impactant la qualité de la transmission. Nous proposons une méthode innovante de réduction de la diaphonie, basée sur la technique de transformation modale. La transmission des signaux suivant une combinaison des modes de propagation permet de réduire considérablement le niveau de télédiaphonie sur la ligne, jusqu'à 25 dB sur la bande de fréquences 0 – 30 MHz. Sur une ligne de longueur fixe, l'application de cette technique permet de tripler le débit, tandis que sur une ligne à débit fixe, une augmentation de la portée de 140% a été observée.

REFERENCES

- [1] S. Roblot, "Caractérisation des couplages électromagnétiques dans les réseaux filaires cuivre en vue d'optimiser les transmissions à haut débit", Thèse de doctorat, 2007.
- [2] M. Tlich, "Augmentation des performances des systèmes DSL par allocation dynamique de spectre", Thèse de doctorat, 2006.
- [3] C. R. Paul, "Analysis of multiconductor transmission lines", John Wiley & Sons, New-York, 1994.
- [4] F. Tesche, M. Ianoz, T. Karlsson, "EMC analysis methods and computational models", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.
- [5] C. R. Paul, "Decoupling the multiconductor transmission lines equations", IEEE Trans. on MTT, vol.44, No.8, pp. 1429-1440, 1996.
- [6] B. Barsat, "Etude théorique et expérimentale de la diaphonie des lignes multiconducteurs arborescentes", mémoire du CNAM de Montluçon, 1992.
- [7] F. Broyde, "Eliminer radicalement la diaphonie dans les interconnexions", Electronique, No. 140, pp. 57-61, 2003.
- [8] S. Roblot, A. Zeddou, A. Reineix, "On eliminating crosstalk in a multiconductor telecommunication cable", IEEE EMC symposium, Honolulu, 2007
- [9] K. Kerroum, "RESLINE, notice de l'utilisateur", LASMEA – URA CNRS n°1793, juin 1995.
- [10] J. P. Parmentier, "Approche topologique pour l'étude des couplages électromagnétiques", Thèse de doctorat, 1991.
- [11] F. Hassoun, "Etude de l'émission électromagnétique générée par une transmission haut débit sur un réseau de type xDSL ou PLC", Thèse de doctorat, 2006