Comparaison de l'émission des câblages de télécommunication

Frédéric Broydé*, Evelyne Clavelier*, Olivier Daguillon**, Ahmed Zeddou**

* Excem

12, chemin de Hauts de Clairefontaine
78580 Maule - France
tel : 01 34 75 13 65

** France Telecom CNET

Technopole Anticipa, 2 avenue P. Marzin
22307 Lannion Cedex
tel : 02 96 05 11 11

Résumé : Nous présentons une méthode permettant de caractériser des câblages de télécommunication employant soit des câbles multipaires sans écran (UTP), soit des câbles multipaires avec écran (STP), pour leurs caractéristiques d'émission, lorsqu'ils sont utilisés pour des transmissions à large bande.

Abstract : We introduce a method for the characterization of telecommunication cabling systems implementing either unshielded twisted pairs cables (UTP) or shielded twisted pairs cables (STP), for their emission characteristics, when they are used for wide-band services.

I. MOTIVATIONS ET INTRODUCTION TECHNIQUE

France Télécom préconise l'utilisation de câbles multipaires écrantés, dits STP (par exemple les câbles L120, L122, LITA...) pour les câblages de télécommunication destinés aux autoroutes de l'information. Dans ce type de câble, l'émission et l'immunité sont limitées d'une part par la symétrie des paires et, d'autre part par le ou les écrans. Il est connu que les performances de CEM de ce type de câblage dépendent sensiblement des techniques de reprise de l'écran au niveau des épissures, des dérivations, et des terminaisons.

L'industrie a par ailleurs défini des techniques de transmission à large bande sur des câbles à paires torsadées non blindées, dits UTP. Ces procédés sont fortement soupçonnés d'affecter très défavorablement la CEM des installations où ils sont mis en oeuvre, car dans les câblages de type UTP, la limitation de l'émission est uniquement assurée par la symétrie du support. Les discontinuités des câblages de ce type dégradent également leur émission.

Sur le plan réglementaire, la question de la compatibilité électromagnétique des câblages de télécommunication doit être posée dans le cadre de la détermination de la conformité aux exigences essentielles de la directive 89/336/CEE, puisque celle-ci vise les installations. On note qu'il n'y a pas de normes harmonisées d'émission ou d'immunité applicables directement à une installation.

La question des performances comparées des câbles avec et sans écran, vis-à-vis des exigences essentielles de la directive, est donc posée. La comparaison des performances de compatibilité électromagnétique des câblages de télécommunication a commencé à être étudiée au CNET de Lannion [1], sur une base expérimentale. Des résultats obtenus permettent de comparer les niveaux d'émission en champ magnétique et en champ électrique d'installations réalisées en câble UTP et en câble STP.

Sur le plan théorique, il est frappant de constater à quel point la littérature est pauvre sur le sujet de l'émission des câblages. Il existe bien des méthodes publiées permettant de déterminer le rayonnement et la diaphonie de câbles multifilaires non blindés, à partir de la connaissance de la position de chaque conducteur. Avec cette approche, la prise en compte d'une torsade est évidemment délicate. Pour traiter l'émission des câbles écrantés, les auteurs mentionnent le plus souvent la réciprocité, sans apporter beaucoup de précision.

Pour nos équipes, il est apparu nécessaire que l'émission du câblage soit établie à partir d'une caractérisation électromagnétique du câble, qu'il soit ou non écranté. Nous avons donc développé, et nous présentons ici, une théorie de cette caractérisation, pour les câbles UTP, puis pour les câbles STP. Nous montrons ensuite sur un exemple comment calculer l'émission d'un câblage dans son ensemble, dans le cadre d'un modèle de lignes de transmissions.

II. EMISSION PAR RAYONNEMENT D'UN CÂBLE

Pour déterminer l'émission par rayonnement d'un câble multi-conducteur, il est naturel de découper le câble en petits tronçons et de sommer les contributions à l'émission de chacun des petits tronçons. Considérons donc un tronçon de ce câble, rectiligne et petit devant la longueur d'onde, en espace libre. On peut déterminer le champ qu'il produit en tout point de l'espace, par exemple en appliquant les expressions des potentiels retardés, qui demandent la connaissance de la distribution de courant et de la distribution de charge sur ce tronçon de câble.

Il est bien sûr évident qu'en pratique, ces distributions ne sont pas accessibles, et qu'il serait inutilement complexe de chercher une caractérisation du câble qui permette de rendre compte du détail de ces distributions. Nous en venons donc à devoir définir un modèle de ce tronçon élémentaire de câble de longueur dz , dont l'émission sera supposée uniquement déterminée par :

- un courant de mode commun I_{MC} s'étendant sur la longueur dz du tronçon de câble,
- une charge globale $\rho_0 dz$ sur le tronçon de câble,
- une composante le long de l'axe du câble $\mathbf{M}_A dz$ du moment dipolaire magnétique,
- une composante orthogonale à l'axe du câble $\mathbf{P}_p dz$ du moment dipolaire électrique, non comprise la contribution de $\rho_0 dz$,
- une composante orthogonale à l'axe du câble $\mathbf{M}_p dz$ du moment dipolaire magnétique, non comprise la contribution de I_{MC} .

On note que l'on ne considère que la composante orthogonale à l'axe du câble du moment dipolaire électrique, car la composante longitudinale de ce moment dipolaire est déjà prise en compte par la variation longitudinale de la charge globale. Examinons les caractéristiques de rayonnement d'un câble selon notre modèle, en utilisant de plus les hypothèses applicables habituellement à un modèle de ligne.

L'émission liée au courant de mode commun I_{MC} et à la charge globale $\rho_0 dz$ sur le tronçon de câble ne peut être déterminée directement, car elle fait intervenir un circuit de retour, par exemple un plan de masse, sur lequel circule une distribution longitudinale de courant opposée à celle s'écoulant sur le câble, et sur lequel on trouve une distribution longitudinale de charges opposées à celle du câble. Toutefois, lorsqu'un conducteur de retour proche devant la longueur d'onde a été défini, l'émission du courant de mode commun I_{MC} est bien, à distance suffisante, celle d'une distribution de moment

dipolaire magnétique $\mathbf{M}_{MC}$ le long du câble, et l'émission de la charge globale $\rho_0 dz$ sur le tronçon de câble est bien, à distance suffisante, celle d'une distribution de moment dipolaire électrique $\mathbf{P}_{MC}$ le long du câble.

L'émission du câble est donc, à distance suffisante de celui-ci, celle d'une distribution de moment dipolaire magnétique $\mathbf{M}_T$ et d'une distribution de moments dipolaires électriques $\mathbf{P}_T$. Il est clair que cette émission s'exprime le plus simplement à partir des potentiels de Hertz retardés (voir [2] § 8.4) :

$$\Pi = \int_0^L \left(\frac{\mathbf{P}_T}{\epsilon_0 r} + \eta_0 \left[\frac{1}{r} - \frac{j}{kr^2} \right] \mathbf{M}_T \times \mathbf{u} \right) \frac{e^{-jkr}}{4\pi} dz \quad (1)$$

où, si $\mathbf{r}$ est le rayon des coordonnées sphériques, $r = \|\mathbf{r}\|$ et $\mathbf{u} = \mathbf{r}/r$. Utiliser cette expression pour calculer le potentiel de Hertz puis en déduire les champs électriques et magnétiques ne se prête pas facilement au calcul numérique. Il est préférable de n'intégrer qu'après l'application des opérateurs permettant d'obtenir les champs,

$$\begin{cases} \mathbf{E} = \mathbf{grad} \operatorname{div} \Pi + k^2 \Pi \\ \mathbf{H} = j\omega \epsilon_0 \operatorname{rot} \Pi \end{cases} \quad (2)$$

On peut utiliser les expressions ci-dessus pour ne calculer que l'émission liée à la composante le long de l'axe du câble $\mathbf{M}_A dz$ du moment dipolaire magnétique, à la composante orthogonale à l'axe du câble $\mathbf{P}_p dz$, et à la composante orthogonale à l'axe du câble $\mathbf{M}_p dz$ du moment dipolaire magnétique. Dans ce cas, on pose $\mathbf{M}_T = \mathbf{M}_A + \mathbf{M}_p$ et $\mathbf{P}_T = \mathbf{P}_p$, et (1) et (2) sont applicables avec une bonne précision à partir d'une distance au câble supérieure à quelques rayons du câble.

On peut aussi utiliser les expressions ci-dessus pour calculer l'émission totale du câble, y compris les contributions du courant de mode commun I_{MC} et de la distribution de charge globale ρ_0 . Dans ce cas, on pose $\mathbf{M}_T = \mathbf{M}_A + \mathbf{M}_p + \mathbf{M}_{MC}$ et $\mathbf{P}_T = \mathbf{P}_p + \mathbf{P}_{MC}$, et (1) et (2) sont applicables avec une bonne précision à partir d'une distance au câble supérieure à quelques rayons du câble et supérieure à quelques distances câble au conducteur de retour.

On voit clairement que ces expressions, permettant de lier une émission à une distance arbitraire, à une émission à une distance quelconque, sont un élément clef de la mise en oeuvre d'une caractérisation du câble.

III. THÉORIE DE LA CARACTÉRISATION DU CÂBLE UTP

A. Signaux et diaphonie sur le câble UTP

La caractérisation du câble UTP pour le transport du signal et pour la diaphonie peut évidemment se faire avec une matrice inductance linéique $\mathbf{L}$, une matrice résistance linéique $\mathbf{R}$ et une matrice capacité linéique $\mathbf{C}$. Rappelons que ces trois matrices sont symétriques. Pour ne pas exclure un éventuel courant de mode commun, il faut que le conducteur de référence soit un conducteur supplémentaire, et si le câble UTP a p paires, les matrices $\mathbf{L}$, $\mathbf{R}$ et $\mathbf{C}$ sont d'ordre $2p$. Les matrices $\mathbf{L}$, $\mathbf{R}$ et $\mathbf{C}$ établissent des relations entre des courants ($i_1, \dots, i_n$) mesurés sur chacun des conducteurs, et des tensions ($v_1, \dots, v_n$) entre chacun de ces conducteurs et le conducteur de référence. Pour mettre en oeuvre cette façon simple de procéder, il est nécessaire de répondre à trois questions :

Question 1 : quel conducteur de référence ?

Question 2 : peut-on négliger la dépendance fréquentielle des matrices $\mathbf{L}$, $\mathbf{R}$ et $\mathbf{C}$?

Question 3 : comment "sortir" le déséquilibre du bruit ?

Evoquons la question 1. Pour que l'on puisse utiliser un modèle de ligne (sous-entendu : homogène), la section droite de celle-ci doit être homogène, ce qui va imposer que le conducteur de référence le soit aussi, de façon suffisamment approchée. On pourra par exemple considérer que ce conducteur est un fil parallèle au câble (supposé rectiligne), ou un cylindre de révolution de même axe que le câble, ou encore un plan de masse. Dans ces trois cas, la distance de l'axe du câble au conducteur de référence est un paramètre des matrices $\mathbf{L}$, $\mathbf{R}$ et $\mathbf{C}$. Ce paramètre joue beaucoup sur $\mathbf{L}$ et $\mathbf{C}$, et n'intervient sur $\mathbf{R}$ qu'à des fréquences où l'effet de peau et l'effet de proximité se manifestent. Il y a donc ici un problème important, puisque les trois matrices permettant de caractériser le câble de la façon la plus naturelle, ne sont pas intrinsèques. Cette situation est d'autant plus fâcheuse qu'il n'existe pas de méthode rigoureuse permettant de passer des valeurs de ces matrices établies pour une distance donnée, à leur valeur pour une autre distance, ni évidemment de passer d'une forme de conducteur de référence à une autre.

Pour répondre à la question 2, constatons en premier lieu que la notion même des matrices $\mathbf{L}$, $\mathbf{R}$ et $\mathbf{C}$, qui permettent de lier des courants le long de la ligne, à des tensions par rapport au conducteur de référence, n'a de sens que pour autant que celui-ci soit suffisamment proche pour que nous puissions ne considérer que la propagation de modes TEM. Lorsque cette condition est remplie, les matrices $\mathbf{L}$, $\mathbf{R}$ et $\mathbf{C}$ dépendent de la fréquence, par ce qu'il est convenu d'appeler l'effet de proximité et l'effet de peau. La dépendance est complexe et dépend elle-même du conducteur de référence. Il n'est pas question de la négliger, car les performances de CEM du câble UTP dépendant étroitement de petites variations de ces matrices (voir la discussion de la question 3, elles doivent être déterminées précisément. Nous choisirons donc de déterminer ces matrices à quelques fréquences judicieusement choisies.

Enfin, pour traiter la question 3, il faut se rappeler que les performances de diaphonie, d'émission et d'immunité du câble UTP sont étroitement liées à son "équilibre". Définissons en premier lieu cet équilibre. Numérotions les conducteurs du câble dans l'ordre :

conducteur 1 = 1er conducteur de la première paire,

conducteur 2 = 2ième conducteur de la première paire,

...

conducteur $2p-1$ = 1er conducteur de la p -ième paire,

conducteur $2p$ = 2ième conducteur de la p -ième paire.

Ces numéros s'utilisent naturellement comme indice, pour les courants circulant sur un des conducteurs, et pour les tensions entre un conducteur et le conducteur de référence.

Nous définirons un câble parfaitement équilibré comme un câble dont chaque paire a des impédances linéiques et admittance linéiques équilibrées par rapport au conducteur de référence, et dont l'excitation d'une paire quelconque en mode symétrique n'induit de tension et n'injecte de courant sur aucun autre conducteur. On vérifie rapidement que les câbles parfaitement équilibrés sont donc ceux dont les matrices $\mathbf{R}$, $\mathbf{L}$ et $\mathbf{C}$ ont en commun la propriété que si on les subdivise en p^2 sous-matrices carrées d'ordre 2, chaque sous-matrice de la diagonale a ses deux éléments diagonaux égaux, et chaque sous-matrice non diagonale contient quatre éléments égaux.

Rappelons qu'en courant continu, les termes non diagonaux de la matrice $\mathbf{R}$ sont tous égaux à la résistance du conducteur de référence.

Un câble UTP réel n'est pas parfaitement équilibré, et ces égalités ne sont pas parfaitement réalisées, mais les écarts (dépendant de la fréquence et du conducteur de référence) pourront ne pas dépasser une fraction de pour cent de la valeur des éléments, éventuellement une quantité plus faible que le double de l'incertitude sur la valeur des éléments. Une bonne détermination des caractéristiques de CEM du câble nécessitera donc éventuellement de déterminer les différences entre éléments des matrices $\mathbf{L}$ et $\mathbf{C}$ avec une précision absolue bien meilleure que le double de l'incertitude de chacun des éléments.

Nous aurons également à considérer plus bas le cas particulier d'un câble super-équilibré : dans ce cas au lieu de supposer seulement que

l'excitation d'un conducteur n'induit aucun signal symétrique sur les autres paires, on impose que l'excitation d'un conducteur induit la même tension et injecte le même courant sur tous les autres conducteurs. Ainsi, par définition, le câble super-équilibré est équilibré, et en outre toutes les sous-matrices de la diagonale sont égales, et toutes les autres sous-matrices sont égales. Dans le cas d'un câble super-équilibré à quatre paires, nous aurions par exemple des matrices $\mathbf{R}$, $\mathbf{L}$ et $\mathbf{C}$ de la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} a & b & m & m & m & m & m & m \\ b & a & m & m & m & m & m & m \\ m & m & a & b & m & m & m & m \\ m & m & b & a & m & m & m & m \\ m & m & m & m & a & b & m & m \\ m & m & m & m & b & a & m & m \\ m & m & m & m & m & m & a & b \\ m & m & m & m & m & m & b & a \end{pmatrix} \quad (3)$$

On note que dans un câble idéal à 4 paires torsadées, elles-mêmes torsadées en quarte étoile, les paires opposées n'ont pas les mêmes couplages que les paires adjacentes. Un tel câble a donc une matrice plus simple que celle d'un câble équilibré le plus général, mais moins simple que celle d'un câble super-équilibré.

B. Changement de variable pour les câbles UTP

La discussion de la question 1 et de la question 3 suggère que choisir comme variables les courants ($i_1, \dots, i_n$) et les tensions ($v_1, \dots, v_n$) n'est peut être pas optimal pour traiter nos problèmes de CEM : premièrement les matrices inductance et capacité qui lient ces variables dépendent fortement de la configuration du conducteur de référence, et deuxièmement ce ne sont pas les bonnes quantités à mesurer directement, ni d'ailleurs celles qui correspondent à l'utilisation naturelle d'un câble multipaire. Pour un câble à p paires, nous pouvons introduire des nouveaux courants ($I_1, \dots, I_{2p}$) et des nouvelles tensions ($V_1, \dots, V_{2p}$), définies par le changement de variable :

$$\begin{cases} V_1 = v_1 - v_2 \\ \dots \\ V_p = v_{2p-1} - v_{2p} \\ V_{p+1} = \frac{1}{2}(v_1 + v_2) - \frac{1}{2}(v_3 + v_4) \\ \dots \\ V_j = \frac{1}{2(j-p)}(v_1 + \dots + v_{2j-2p}) - \frac{1}{2}(v_{j-p+1} + v_{j-p+2}) \\ \dots \\ V_{2p-1} = \frac{1}{2p-2}(v_1 + \dots + v_{2p-2}) - \frac{1}{2}(v_{2p-1} + v_{2p}) \\ V_{2p} = \frac{1}{2p}(v_1 + v_2 + \dots + v_{2p}) \end{cases} \begin{cases} I_1 = \frac{1}{2}(i_1 - i_2) \\ \dots \\ I_p = \frac{1}{2}(i_{2p-1} - i_{2p}) \\ I_{p+1} = \frac{1}{2}(i_1 + i_2) - \frac{1}{2}(i_3 + i_4) \\ \dots \\ I_j = \frac{1}{j-p+1}(i_1 + \dots + i_{2j-2p}) - \frac{j-p}{j-p+1}(i_{j-p+1} + i_{j-p+2}) \\ \dots \\ I_{2p-1} = \frac{1}{p}(i_1 + \dots + i_{2p-2}) - \frac{p-1}{p}(i_{2p-1} + i_{2p}) \\ I_{2p} = i_1 + i_2 + \dots + i_{2p} \end{cases} \quad (4)$$

En notant $\mathbf{v}$ le vecteur colonne des ($v_1, \dots, v_n$), $\mathbf{i}$ le vecteur colonne des ($i_1, \dots, i_n$), $\mathbf{V}$ le vecteur colonne des ($V_1, \dots, V_{2p}$) et $\mathbf{I}$ le vecteur colonne des ($I_1, \dots, I_{2p}$), le changement de variable peut être représenté par deux matrices $\mathbf{A}$ et $\mathbf{B}$ vérifiant :

$$\begin{cases} \mathbf{V} = \mathbf{A}\mathbf{v} \\ \mathbf{I} = \mathbf{B}\mathbf{i} \end{cases} \quad (5)$$

Nous voyons aisément que de la manière dont nous avons défini ces matrices $\mathbf{A}$ et $\mathbf{B}$, leurs vecteurs lignes sont deux à deux orthogonaux, et qu'elles ont les trois propriétés élémentaires suivantes :

$$\mathbf{A}^t = \mathbf{B}^{-1}$$

$$\det \mathbf{A} = \det \mathbf{B} = 1$$

$$\mathbf{A}\mathbf{B}^{-1} = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{2p}) \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \lambda_1, \dots, \lambda_p = 2 \\ \lambda_{p+1} = 2/2 = 1 \\ \dots \\ \lambda_j = (j-p+1)/(2j-2p) \\ \dots \\ \lambda_{2p-1} = p/(2p-2) \\ \lambda_{2p} = 1/(2p) \end{cases} \quad (6)$$

Les nouvelles tensions et les nouveaux courants sont liés par la nouvelle matrice résistance linéique $\mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{B}^{-1}$, par la nouvelle matrice inductance linéique $\mathbf{A}\mathbf{L}\mathbf{B}^{-1}$ et par la nouvelle matrice capacité $\mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}$, qui vérifient donc :

$$\begin{cases} \frac{\partial \mathbf{V}}{\partial z} = (j\omega \mathbf{A}\mathbf{L}\mathbf{B}^{-1} + \mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{B}^{-1})\mathbf{I} \\ \frac{\partial \mathbf{I}}{\partial z} = j\omega \mathbf{A}\mathbf{C}\mathbf{B}^{-1}\mathbf{V} \end{cases} \quad (7)$$

Il est essentiel de noter que grâce à la première propriété de (6) les matrices $\mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{B}^{-1}$, $\mathbf{A}\mathbf{L}\mathbf{B}^{-1}$, et $\mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}$ sont symétriques. Le changement de variable a aussi été conçu de telle façon que la propriété essentielle suivante soit vérifiée : si le câble est super-équilibré, les nouvelles matrices $\mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{B}^{-1}$, $\mathbf{A}\mathbf{L}\mathbf{B}^{-1}$ et $\mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}$, sont diagonales. Par conséquent, les matrices $\mathbf{A}$ et $\mathbf{B}$ permettent aussi de diagonaliser la matrice $\mathbf{L}\mathbf{C}$ et la matrice $\mathbf{C}\mathbf{L}$, ce qui signifie que leurs nouveaux courants et tensions décrits par (4) correspondent à des modes propres de propagation [3].

C. Emission d'un câble UTP

Pour déterminer l'émission d'un câble UTP dans un montage donné, nous devons décrire l'excitation des conducteurs. Nous utiliserons naturellement les nouvelles tensions et les nouveaux courants définis plus haut. Nous allons distinguer cinq mécanismes d'émission. Si l'on considère un tronçon très court de câble, de longueur Δz :

- le mécanisme d'émission de type 1 correspond à l'émission de la seule composante axiale de la distribution de densité courant $\mathbf{j}$ sur le câble UTP, provoquée par le courant de mode commun de câble. Ce courant de mode commun de câble $I_{MC} = I_{2p}$ circule dans l'ensemble des conducteurs du câble UTP, le retour du courant s'effectuant donc par le conducteur de référence ;
- le mécanisme d'émission de type 2 se rencontre dans un montage où l'émission est seulement due à la densité linéique de charge, qui est liée uniquement à la nouvelle tension V_{2p} . Cette tension de mode commun de câble $V_{MC} = V_{2p}$ correspond à une charge $\rho_0 \Delta z$ apparaissant sur l'ensemble des conducteurs du câble UTP, des charges opposées apparaissant sur le conducteur de référence ;
- le mécanisme d'émission de type 3 se produit lorsque les courants sur le câble conduisent à l'apparition d'une composante le long de l'axe du câble $\mathbf{M}_A \Delta z$ du moment dipolaire magnétique ;
- le mécanisme d'émission de type 4 se manifeste si des tensions sur le câble engendrent une composante orthogonale à l'axe du câble $\mathbf{P}_p \Delta z$

du moment dipolaire électrique, non compris la partie de ce moment dipolaire due à la seule charge $\rho_0 \Delta z$;

— le mécanisme d'émission de type 5 est présent si des courants sur le câble font naître une composante orthogonale à l'axe du câble $\mathbf{M}_p \Delta z$ du moment dipolaire magnétique, non compris la partie de ce moment dipolaire due à la seule composante axiale de la distribution de courant sur le câble UTP, provoquée par le courant de mode commun de câble.

Pour le mécanisme d'émission de type 1, on note que, si le conducteur de retour est un plan de masse horizontal au-dessous du câble horizontal, en utilisant la base orthonormée directe $(\mathbf{e}_x, \mathbf{e}_y, \mathbf{e}_z)$ où $\mathbf{e}_x$ est vertical et dirigé vers le haut et $\mathbf{e}_z$ parallèle au câble et dans le sens selon lequel le courant est compté positivement, le moment dipolaire magnétique linéique vaut bien sûr :

$$\mathbf{M}_{MC} = -2h_M I_{MC} \mathbf{e}_y \quad (8)$$

où h_M est une hauteur moyenne du câble au-dessus du plan de masse, cette hauteur moyenne pouvant, lorsque le câble est proche du plan de masse par rapport à son diamètre, dépendre un peu de la fréquence, par effet de proximité.

Pour le mécanisme d'émission de type 2, on montre facilement que le moment dipolaire électrique linéique vaut :

$$\mathbf{P}_{MC} = 2h_E C_{MC} V_{MC} \mathbf{e}_x \quad (9)$$

où

$$C_{MC} = \sum_{i=1}^{2p} \sum_{j=1}^{2p} C_{ij} = C'_{2p \ 2p} \quad (10)$$

les C_{ij} étant les éléments de la matrice $\mathbf{C}$, les C'_{ij} étant les éléments de la nouvelle matrice capacité $\mathbf{BCA}^{-1}$, et où h_E est une hauteur moyenne du câble au-dessus du plan de masse, cette hauteur moyenne étant presque indépendante de la fréquence.

Pour le mécanisme d'émission de type 3, le câble peut être caractérisé par une matrice à 3 lignes et $2p$ colonnes $\mathbf{F}_A$ dont les éléments sont homogènes à une longueur, et vérifiant par définition :

$$\text{Mat}(\mathbf{M}_A) = \mathbf{F}_A \mathbf{I} \quad (11)$$

où $\text{Mat}(\mathbf{M}_A)$ est la matrice colonne de $\mathbf{M}_A$ dans la base $(\mathbf{e}_x, \mathbf{e}_y, \mathbf{e}_z)$. Cette matrice correspondant aux dipôles magnétiques associés à des courants se refermant sur le câble lui-même (car la composante axiale de I_{MC} ne peut contribuer au moment magnétique axial $\mathbf{M}_A$), elle dépendra peu de la configuration du conducteur de retour et est donc essentiellement une propriété du câble UTP seul. Comme $\mathbf{M}_A$ est par définition colinéaire à $\mathbf{e}_z$ seule la dernière ligne de cette matrice est non nulle.

Pour le mécanisme d'émission de type 4, le câble peut être caractérisé par une matrice à 3 lignes et $2p$ colonnes $\mathbf{G}_p$ dont les éléments sont homogènes à une capacité, et vérifiant par définition :

$$\text{Mat}(\mathbf{P}_p) = \mathbf{G}_p \mathbf{V} \quad (12)$$

où $\text{Mat}(\mathbf{P}_p)$ est la matrice colonne de $\mathbf{P}_p$ dans la base $(\mathbf{e}_x, \mathbf{e}_y, \mathbf{e}_z)$. Cette matrice correspondant aux dipôles électriques associés à des charges s'équilibrant sur le câble lui-même, elle dépendra peu de la configuration du conducteur de retour et est donc essentiellement une propriété du câble UTP seul. Comme $\mathbf{P}_p$ est par définition orthogonal à $\mathbf{e}_z$ seules les deux premières lignes de cette matrice sont non nulles.

Pour le mécanisme d'émission de type 5, le câble peut être caractérisé par une matrice à 3 lignes et $2p$ colonnes $\mathbf{F}_p$ dont les éléments sont homogènes à une longueur, et vérifiant par définition :

$$\text{Mat}(\mathbf{M}_p) = \mathbf{F}_p \mathbf{I} \quad (13)$$

où $\text{Mat}(\mathbf{M}_p)$ est la matrice colonne de $\mathbf{M}_p$ dans la base $(\mathbf{e}_x, \mathbf{e}_y, \mathbf{e}_z)$. Comme la contribution de la composante axiale de I_{MC} n'est pas prise en compte, cette matrice correspond à des dipôles magnétiques associés à des courants se refermant sur le câble lui-même. Par conséquent la matrice $\mathbf{F}_p$ dépendra peu de la configuration du conducteur de retour et est donc essentiellement une propriété du câble UTP seul. Comme $\mathbf{M}_p$ est par définition orthogonal à $\mathbf{e}_z$ seules les deux premières lignes de cette matrice sont non nulles.

Ainsi, nous avons totalement caractérisé les caractéristiques d'émission par rayonnement du câble UTP avec deux matrices à 3 lignes et $2p$ colonnes, la matrice $\mathbf{F}_T = \mathbf{F}_A + \mathbf{F}_p$ et la matrice $\mathbf{G}_p$. On note que ces matrices dépendent a priori essentiellement de la constitution du câble, et peu de la fréquence, car elles s'expriment à partir des dimensions des conducteurs et des perméabilité et permittivité des matériaux du câble.

IV. THÉORIE DE LA CARACTÉRISATION DU CÂBLE STP

A. Signaux et diaphonie sur le câble STP

Lors de la caractérisation d'un câble STP à p paires, pour étudier la propagation des signaux et la diaphonie à l'intérieur de l'écran du câble, on peut utiliser l'écran comme conducteur de référence pour définir une matrice résistance linéique $\mathbf{R}_r$, une matrice inductance linéique $\mathbf{L}_r$ et une matrice capacité linéique $\mathbf{C}_r$ relatives aux conducteurs internes. Ces matrices sont carrées d'ordre $2p$. Ceci étant, ce qui a été dit à ce sujet pour le câble UTP s'applique intégralement, sauf que le "mode commun de câble" que nous avions évoqué alors sera appelé un "mode commun des conducteurs internes".

Cette description n'est cependant pas suffisante pour traiter des questions liées aux imperfections de l'écran, à l'émission, et à l'immunité. On doit ici considérer un conducteur supplémentaire parallèle au câble comme conducteur de référence, par exemple un plan de masse. L'écran devient alors le conducteur numéro $2p+1$, et on peut définir une matrice résistance linéique $\mathbf{R}$, une matrice inductance linéique $\mathbf{L}$ et une matrice capacité linéique $\mathbf{C}$ pour le câble par rapport à ce conducteur de référence.

On peut aussi déterminer, pour l'écran seul, une résistance linéique R_E , une inductance linéique L_E par rapport au conducteur de référence, et une capacité linéique C_E par rapport au conducteur de référence. Appelons "bon écran magnétique" (respectivement "bon écran électrique") un écran pour lequel un courant circulant sur l'écran et retournant par le conducteur de référence, ne produit aucun champ magnétique à l'intérieur du câble. Cette notion mériterait une discussion détaillée, notamment en fonction de la fréquence, que nous omettons). En supposant que l'écran est un "bon écran magnétique", la matrice $\mathbf{L}$ vaut :

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} L_{11} + L_E & \dots & L_{1 \ 2p} + L_E & L_E \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{1 \ 2p} + L_E & \dots & L_{2p \ 2p} + L_E & L_E \\ L_E & \dots & L_E & L_E \end{pmatrix} \quad (14)$$

où les L_{ij} sont les éléments de la matrice $\mathbf{L}_r$. La matrice résistance en courant continu est assez évidente. On notera qu'elle n'est pas de la forme (14), car R_E n'apparaît que sur le n -ième terme de la diagonale, et que tous les éléments non diagonaux sont égaux. Pour considérer qu'un écran est un "bon écran magnétique", il est normalement nécessaire qu'il puisse être considéré comme un très bon conducteur, pour lequel R_E est négligeable, et dans ce cas la matrice $\mathbf{R}$ est de la forme (14). Appelons "bon écran électrique" un écran qui ne permet

pas de couplage capacitif entre les conducteurs internes et le conducteur de référence. On sait que les écrans de câble sont souvent très proches de ce cas idéal. En supposant que l'écran est un "bon écran électrique", la matrice $\mathbf{C}$ vaut :

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} C_{111} & \cdots & C_{11\ 2p} & -\sum_{i=1}^{2p} C_{11i} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ C_{12p1} & \cdots & C_{1n\ 2p} & -\sum_{i=1}^{2p} C_{12pi} \\ -\sum_{i=1}^{2p} C_{11i} & \cdots & -\sum_{i=1}^{2p} C_{12pi} & C_E + \sum_{i=1}^{2p} \sum_{j=1}^{2p} C_{1ij} \end{pmatrix} \quad (15)$$

où les C_{1ij} sont les éléments de la matrice $\mathbf{C}_1$.

B. Changement de variables pour les câbles STP

Pour un câble STP à p paires donc à $n = 2p+1$ conducteurs, nous pouvons introduire des nouveaux courants ($I_1, \dots, I_{2p+1}$) et des nouvelles tensions ($V_1, \dots, V_{2p+1}$), définies par le changement de variable :

$$\begin{cases} V_1 = v_1 - v_2 \\ \cdots \\ V_p = v_{2p-1} - v_{2p} \\ V_{p+1} = \frac{1}{2}(v_1 + v_2) - \frac{1}{2}(v_3 + v_4) \\ \cdots \\ V_j = \frac{1}{2(j-p)}(v_1 + \dots + v_{2j-2p}) - \frac{1}{2}(v_{j-p+1} + v_{j-p+2}) \\ \cdots \\ V_{2p-1} = \frac{1}{2p-2}(v_1 + \dots + v_{2p-2}) - \frac{1}{2}(v_{2p-1} + v_{2p}) \\ V_{2p} = \frac{1}{2p}(v_1 + v_2 + \dots + v_{2p}) - v_{2p+1} \\ V_{2p+1} = v_{2p+1} \end{cases} \begin{cases} I_1 = \frac{1}{2}(i_1 - i_2) \\ \cdots \\ I_p = \frac{1}{2}(i_{2p-1} - i_{2p}) \\ I_{p+1} = \frac{1}{2}(i_1 + i_2) - \frac{1}{2}(i_3 + i_4) \\ \cdots \\ I_j = \frac{1}{j-p+1}(i_1 + \dots + i_{2j-2p}) - \frac{j-p}{j-p+1}(i_{j-p+1} + i_{j-p+2}) \\ \cdots \\ I_{2p-1} = \frac{1}{p}(i_1 + \dots + i_{2p-2}) - \frac{p-1}{p}(i_{2p-1} + i_{2p}) \\ I_{2p} = i_1 + i_2 + \dots + i_{2p} \\ I_{2p+1} = i_1 + i_2 + \dots + i_{2p+1} \end{cases} \quad (16)$$

En notant $\mathbf{v}$ le vecteur colonne des ($v_1, \dots, v_n$), $\mathbf{i}$ le vecteur colonne des ($i_1, \dots, i_n$), $\mathbf{V}$ le vecteur colonne des ($V_1, \dots, V_n$) et $\mathbf{I}$ le vecteur colonne des ($I_1, \dots, I_n$), le changement de variable peut être représenté par deux matrices $\mathbf{A}$ et $\mathbf{B}$ définies par (10), qui vérifient les deux propriétés élémentaires suivantes :

$$\begin{aligned} \mathbf{I} \mathbf{A} &= \mathbf{B}^{-1} \\ \det \mathbf{A} &= \det \mathbf{B} = 1 \end{aligned} \quad (17)$$

On note que contrairement au changement de variable adopté pour les câbles UTP, les vecteurs lignes de ces matrices ne sont pas deux à deux orthogonaux et la matrice $\mathbf{A}\mathbf{B}^{-1}$ n'est pas diagonale.

L'examen des matrices $\mathbf{A}$ et $\mathbf{B}$, montre que :

- pour tout entier α entre 1 et p , la nouvelle tension V_α et le nouveau courant I_α ne font intervenir qu'une tension entre les conducteurs de la paire α , et qu'un courant sur les conducteurs de cette paire, ce que nous appellerons un des p modes différentiels sur les paires ;
- pour tout entier α entre $p+1$ et $2p-1$, la nouvelle tension V_α et le nouveau courant I_α ne font intervenir qu'une combinaison de tensions entre les conducteurs des paires 1 à $\alpha-p+1$, et qu'une combinaison de courants sur les conducteurs de ces paires ;

— la nouvelle tension V_{2p} correspond à la moyenne des tensions entre les conducteurs internes du câble et l'écran, et le nouveau courant I_{2p} correspond à la totalité du courant dans les paires, ce que nous appellerons un "mode commun des conducteurs internes".

— enfin la nouvelle tension V_{2p+1} correspond à la tension entre l'écran et le conducteur de référence, et le nouveau courant I_{2p+1} correspond à la totalité du courant dans le câble STP, ce que nous appellerons un "mode commun de câble".

On note un point important : les $2p$ premières nouvelles tensions, ne faisant pas intervenir le conducteur de référence, peuvent être mesurées jusqu'à des fréquences élevées, sans avoir à prendre en compte une distance par rapport au conducteur de référence.

Comme pour le câble UTP, les nouvelles tensions et les nouveaux courants sont liés par la nouvelle matrice résistance linéique $\mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{B}^{-1}$, par la nouvelle matrice inductance linéique $\mathbf{A}\mathbf{L}\mathbf{B}^{-1}$ et par la nouvelle matrice capacité $\mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}$, qui vérifient donc (7). Grâce à la première propriété de (17) les matrices $\mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{B}^{-1}$, $\mathbf{A}\mathbf{L}\mathbf{B}^{-1}$, et $\mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}$ sont symétriques.

Le changement de variable a été conçu de telle façon que la propriété essentielle suivante soit vérifiée : si les matrices $\mathbf{R}$, $\mathbf{L}$ et $\mathbf{C}$ du câble peuvent être obtenues à partir de (14) et (15), les matrices $\mathbf{R}_1$, $\mathbf{L}_1$ et $\mathbf{C}_1$ étant celles d'un câble UTP super-équilibré, les nouvelles matrices $\mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{B}^{-1}$, $\mathbf{A}\mathbf{L}\mathbf{B}^{-1}$ et $\mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}$, sont diagonales. Par conséquent, les matrices $\mathbf{A}$ et $\mathbf{B}$ permettent aussi de diagonaliser la matrice $\mathbf{L}\mathbf{C}$ et la matrice $\mathbf{C}\mathbf{L}$, ce qui signifie que leurs nouveaux courants et tensions décrits par (16) correspondent à des modes propres de propagation.

C. Emission par rayonnement du câble STP

Pour déterminer l'émission du câble STP dans un montage donné, nous utiliserons comme précédemment les nouvelles tensions et les nouveaux courants, et nous introduirons cinq mécanismes d'émission. Si l'on considère un tronçon très court de câble, de longueur Δz :

- le mécanisme d'émission de type 1 correspond à la partie de l'émission seulement due à la composante axiale de la distribution de densité courant $\mathbf{j}$ sur le câble STP, provoquée par le courant de mode commun de câble. Ce courant de mode commun de câble $I_{MC} = I_{2p+1}$ circule dans l'ensemble des conducteurs du câble STP, le retour du courant s'effectuant donc par le conducteur de référence ;
 - le mécanisme d'émission de type 2 correspond à la partie de l'émission qui est seulement due à une charge $\rho_0 \Delta z$ apparaissant sur l'ensemble des conducteurs du câble STP, des charges opposées apparaissant sur le conducteur de référence ;
 - le mécanisme d'émission de type 3 se produit lorsque les courants sur le câble conduisent à l'apparition d'une composante le long de l'axe du câble $\mathbf{M}_A \Delta z$ du moment dipolaire magnétique ;
 - le mécanisme d'émission de type 4 se manifeste si des tensions sur le câble engendrent une composante orthogonale à l'axe du câble $\mathbf{P}_p \Delta z$ du moment dipolaire électrique, non compris la partie de ce moment dipolaire due à la seule charge $\rho_0 \Delta z$;
 - le mécanisme d'émission de type 5 est présent si des courants sur le câble font naître une composante orthogonale à l'axe du câble $\mathbf{M}_p \Delta z$ du moment dipolaire magnétique, non compris la partie de ce moment dipolaire due à la seule composante axiale de la distribution de courant sur le câble STP, provoquée par le courant de mode commun de câble.
- Pour le mécanisme d'émission de type 1, avec les mêmes hypothèses et notations que pour le câble UTP, le moment dipolaire magnétique linéique du câble STP vérifie bien sûr la formule (8). De même, pour le mécanisme d'émission de type 2, le moment dipolaire électrique linéique vérifie la formule (9), avec

$$C_{MC} = \sum_{i=1}^{2p+1} \sum_{j=1}^{2p+1} C_{ij} = C'_{2p+1\ 2p+1} \quad (18)$$

où les C_{ij} sont les éléments de la matrice $\mathbf{C}$, où les C'_{ij} sont les éléments de la nouvelle matrice capacité $\mathbf{BCA}^{-1}$, et où h_E est une hauteur moyenne du câble au-dessus du plan de masse, cette hauteur moyenne étant presque indépendante de la fréquence. On note ici que si (15) est vérifiée, C_{MC} est égale à C_E .

Pour le mécanisme d'émission de type 3, le câble peut être caractérisé par une matrice à 3 lignes et $2p+1$ colonnes $\mathbf{F}_A$ dont les éléments sont homogènes à une longueur, et vérifiant (11), qui correspond aux dipôles magnétiques associés à des courants se refermant sur le câble lui-même. La matrice $\mathbf{F}_A$ et dépend donc peu de la configuration du conducteur de retour, et est donc essentiellement une propriété du câble STP seul. Comme $\mathbf{M}_A$ est par définition colinéaire à $\mathbf{e}_z$ seule la dernière ligne de cette matrice est non nulle.

Pour le mécanisme d'émission de type 4, le câble peut être caractérisé par une matrice à 3 lignes et $2p+1$ colonnes $\mathbf{G}_p$ dont les éléments sont homogènes à une capacité, et vérifiant par définition (12). Cette matrice correspondant aux dipôles électriques associés à des charges s'équilibrant sur câble lui-même, elle dépendra peu de la configuration du conducteur de retour et est donc essentiellement une propriété du câble STP seul. Comme $\mathbf{P}_p$ est par définition orthogonal à $\mathbf{e}_z$ seules les deux premières lignes de cette matrice sont non nulles.

Pour le mécanisme d'émission de type 5, le câble peut être caractérisé par une matrice à 3 lignes et $2p+1$ colonnes $\mathbf{F}_p$ dont les éléments sont homogènes à une longueur, et vérifiant par définition (13). Cette matrice dépendra peu de la configuration du conducteur de retour (car la contribution de la composante axiale de I_{MC} n'est pas prise en compte) et est donc essentiellement une propriété du câble STP seul. Comme $\mathbf{M}_p$ est par définition orthogonal à $\mathbf{e}_z$ seules les deux premières lignes de cette matrice sont non nulles.

Ainsi, nous avons totalement caractérisé les caractéristiques d'émission par rayonnement du câble STP avec deux matrices à 3 lignes et $2p+1$ colonnes, la matrice $\mathbf{F}_T = \mathbf{F}_A + \mathbf{F}_p$ et la matrice $\mathbf{G}_p$.

V. MODÈLE POUR LE CALCUL DES CHAMPS RAYONNÉS

Les manières de traiter l'émission d'un câble UTP ou STP qui aura préalablement été caractérisé, sont à présent claires. Nous allons donner un exemple de méthode approchée possible. Le câble a été caractérisé par ses matrices $\mathbf{A}(\mathbf{R} + j\omega\mathbf{L})\mathbf{B}^{-1}$ et $j\omega\mathbf{BCA}^{-1}$ déterminées à une hauteur de 10 cm au dessus d'un plan de masse. On demande de calculer l'émission d'une longueur L de câble à une hauteur de 50 cm au-dessus d'un plan de masse.

Faute de mieux, on postule (ce qui peut être justifié par les propriétés des changements de variable utilisés) qu'il est légitime de considérer que seul le terme modifié par le changement de hauteur est le dernier terme de la diagonale principale. La nouvelle valeur d'inductance linéique (respectivement de capacité linéique) à adopter est celle d'un conducteur unique de mêmes dimensions, à 50 cm au-dessus d'un plan de masse, qui existe sous forme analytique.

Il convient alors de traiter le problème de propagation et de diaphonie. A partir des matrices que nous venons de modifier, et revenant aux variables $(v_1, \dots, v_n)$ et $(i_1, \dots, i_n)$, les méthodes permettant de traiter cette question, en fréquentiel ou en temporel, avec ou sans circuits non linéaires dans les terminaisons, ont déjà été exposées [3] [6] [7]. On détermine donc le vecteur des nouveaux courants $\mathbf{I}$ et celui des nouvelles tensions $\mathbf{V}$ tout le long du câble. A ce stade, la question de l'émission par conduction est réglée, puisqu'elle est habituellement déterminée par la valeur du courant de mode commun de câble I_n .

Compte tenu de la présence d'un plan de masse dans ce problème, les mécanismes d'émission de type 1 et de type 2 peuvent être calculés à partir des distributions linéaires de moments donnés par (8) et (9) avec $I_n = I_{MC}$ et $V_n = V_{MC}$, et en utilisant soit (10) pour un câble UTP soit (18) pour un câble STP. Les champs se calculent en faisant $\mathbf{M}_T =$

$\mathbf{M}_{MC}$ et $\mathbf{P}_T = \mathbf{P}_{MC}$ dans (1) et (2), les dipôles pouvant être considérés placés sur le plan de masse (celui-ci étant donc pris en compte par l'application du théorème des images).

Les mécanismes d'émission de type 3 à 5 sont pris en compte en utilisant la donnée des matrices $\mathbf{F}_T$ et $\mathbf{G}_p$, qui permettent de déterminer la distribution linéaire de moments $\mathbf{M}_T = \mathbf{M}_A + \mathbf{M}_p$ à l'aide de (11) et (13) et la distribution linéaire de moment $\mathbf{P}_T = \mathbf{P}_p$, à l'aide de (12).

Les champs produits doivent se calculer en utilisant (1) et (2), une première fois en intégrant le long du câble, et une deuxième fois en intégrant le long de son image.

VI. CONCLUSION

Notre communication a traité en premier lieu de la caractérisation (pour la CEM) des câblages de télécommunication réalisés en câbles UTP et en câbles STP, et en second lieu du calcul de l'émission par conduction (qui est un problème de diaphonie) et de l'émission par rayonnement, à partir de cette caractérisation. Nous noterons que nous avons principalement abordé l'émission, mais cette question est évidemment doublement liée à l'immunité système :

— d'une part parce que, le câblage étant un élément réciproque de l'installation de télécommunication, une amélioration de ses caractéristiques de CEM améliore à la fois l'émission et l'immunité ;
— d'autre part parce que, le niveau d'émission étant une fonction croissante de l'amplitude des signaux véhiculés par le câblage, et le rapport signal sur bruit à la réception en présence de perturbation aussi, augmenter l'amplitude des signaux permet d'améliorer l'immunité au prix d'une dégradation de l'émission.

Sur le plan des techniques de calcul mises en oeuvre, nous avons défini, dans le cas des câbles UPT et des câbles STP, des changements de variables et des paramètres dont les propriétés font qu'ils se prêtent bien aux exigences d'une caractérisation de ces câbles pour la CEM.

Nos équipes ont aussi établi des méthodes de mesure pour ces paramètres. Nous avons expliqué comment ceux-ci peuvent être utilisés pour déterminer la réponse du câble à une excitation extérieure. Ces travaux mériteraient un développement complet qui n'a pu être exposé ici. Un travail important reste à faire pour la caractérisation de discontinuités réelles, et pour la caractérisation précise des terminaisons, qui sont des dispositifs électroniques complexes, les modems. Des résultats expérimentaux que nous avons obtenus montrent par exemple que l'émission d'un modem connecté à un câblage large bande peut très bien comporter en mode commun des signaux qui n'ont rien à voir avec les signaux normalement transmis, par exemple correspondant à une horloge du modem, et ses harmoniques. Les modems sont donc loin de pouvoir être considérés comme des charges et sources symétriques idéales, et il sera utile de modéliser leurs imperfections.

RÉFÉRENCES

- [1] P. Herbelin, O. Bouffant, A. Zeddani, O. Daguillon, "CEM des câblages des télécommunications", *actes de la journée ZT n°9*, 4 et 5 octobre 1995.
- [2] J.A. Stratton, *Electromagnetic Theory*, McGraw-Hill, 1941.
- [3] F. Broydé, E. Clavelier, C. Hymowitz, "Simulation Crosstalk and Field to Wire Coupling with a Spice Simulator", *IEEE Circuits and Devices*, Vol. 8, No. 5, September 1992, pp. 8-16.
- [4] F. Broydé, E. Clavelier, "Definition, Relevance and Measurement of the Parallel and Axial Transfer Impedances", *Proceedings of the 1995 IEEE International Symposium on EMC*, Atlanta, August 15-18, 1995, pp. 490-495.
- [5] E. Durand, *Electrostatique — I. Les distributions*, Masson, 1964.
- [6] F. Broydé, E. Clavelier, L. Hoeft, "Comments on "A SPICE Model for Multiconductor Transmission Lines Excited by an Incident Electromagnetic Field", *IEEE Transactions on EMC*, Vol. 38, No. 1, February 1996, pp. 104-108.
- [7] F. Broydé, E. Clavelier "Progrès sur la spécification et la modélisation des liaisons blindées", *actes du colloque CEM 1996*, Lille, 3-5 septembre 1996, pp. 89-94.