

COMMUNICATIONS NUMERIQUES INTRA VEHICULE : CARACTERISATION DES BRUITS ET DES INTERFERENCES

Virginie DEGARDIN*, **Marc HEDDEBAUT****, **Martine LIENARD***,
Virginie DENIAU** et **Pierre DEGAUQUE***

(*): Université de Lille, IEMN/TELICE, Batiment P3, 59655 Villeneuve d'Ascq cedex,
martine.lienard@univ-lille1.fr

(**): INRETS/LEOST, 20 rue Elisée Reclus, 59650 Villeneuve d'Ascq,
marc.heddebaut@inrets.fr

Résumé. Les bruits électromagnétiques et les sources potentielles d'interférences pouvant exister dans un environnement donné ont fait l'objet de nombreuses études, tant du point de vue de leur caractérisation que de leur modélisation. Cependant, la plupart des travaux ont été menés en vue de la protection des communications analogiques et s'avèrent actuellement insuffisants, compte tenu de la généralisation des communications numériques. De nouvelles approches sont en cours de développement, ou doivent l'être, et nous avons choisi d'illustrer les démarches actuelles en s'appuyant sur une application particulière qui concerne les transmissions au sein d'un véhicule. Le cas d'une transmission filaire sur le réseau d'énergie, connue sous le nom de courants porteurs en ligne, et celui de liaisons de type WiFi au sein de l'habitacle, seront successivement envisagés. Nous nous intéresserons à la caractérisation de l'environnement, du point de vue brouillage électromagnétique, mais nous mettrons également en évidence les potentialités des chambres réverbérantes pour simuler, de façon reproductible, un environnement multi trajets. Cette technique pourrait ainsi s'avérer être une méthode pratique de test de compatibilité entre systèmes de communications numériques.

I. INTRODUCTION

Les systèmes de transmissions de données ou, plus généralement, d'échanges d'informations au sein d'un véhicule se généralisent très rapidement. On assiste actuellement à une véritable explosion des communications embarquées pour des applications visant aussi bien le contrôle commande du véhicule proprement dit, que le confort du passager en lui offrant toutes les possibilités de réception d'images et d'informations liées aux techniques multimédia. Tous ces systèmes de transmission doivent évidemment pouvoir fonctionner correctement au sein de l'environnement dans lesquels ils se situent et on

se retrouve confronté au problème de Compatibilité Electromagnétique (CEM). Afin de bien mettre en évidence les difficultés inhérentes à l'utilisation des normes actuelles en termes de caractérisation du bruit, conduit ou rayonné, ainsi que la nécessité de développer de nouveaux moyens de tests, nous envisagerons successivement deux techniques de télécommunication liées à deux applications complètement différentes.

Le premier exemple choisi concerne les transmissions de données utilisant le réseau d'alimentation en énergie comme support physique de la transmission et qui commencent à faire leur apparition dans le domaine automobile. En effet, de telles transmissions, souvent baptisées PLC (Power Line Communication) ou CPL (Courant Porteur en Ligne) sont perturbées non seulement par un bruit supposé blanc, mais également par des bruits impulsifs générés par les appareils électriques connectés sur le réseau. Le classement et la caractérisation des bruits impulsifs ont certes été proposés par Middleton il y a de nombreuses années [1]. Un des objectifs de cette démarche étant de déterminer la susceptibilité des systèmes de transmissions analogiques, elle se révèle notoirement insuffisante pour traiter les communications numériques. D'autres approches sont donc en cours de développement [2], [3] comme nous le signalerons dans la section II de cet article. Nous détaillerons plus particulièrement la méthodologie qui a été suivie [4] pour extraire les paramètres significatifs du bruit impulsif, le choix de ces paramètres étant d'ailleurs étroitement lié aux techniques de traitement du signal appliquées à ce type de liaison. Pour obtenir de faibles taux d'erreurs, la solution la plus simple consisterait à augmenter la puissance de la source d'émission mais on se trouvera confronté avec d'autres problèmes de CEM, liés au rayonnement du réseau filaire et pour lequel il n'existe pas actuellement de normalisation spécifique. Si les transmissions filaires, nécessaires au fonctionnement du véhicule, constituent un enjeu technico-économique crucial pour l'industrie

automobile, il faut noter que de plus en plus de véhicules sont utilisés en tant que bureau mobile et certaines applications bureautiques doivent continuer d'être assurées à l'intérieur de l'habitacle. Ainsi, nombre d'équipements pourvus d'une capacité de communication de type réseau local ou personnel sans fil, généralement appelés par les sigles anglais WLAN (Wireless Local Area Network) et WPAN (Wireless Personal Area Network) y sont embarqués momentanément. Si l'industrie aéronautique a fait le choix d'imposer l'extinction des terminaux nomades lors de certaines phases critiques de vol, on imagine mal transposer cette contrainte au mode de transport routier. Il en résulte une situation complexe où la quantité de signaux présents dans une gamme de fréquences s'étendant entre 1 et quelques GHz, s'avère en forte croissance et pour lesquels un important enjeu de compatibilité électromagnétique existe. Ce point est d'autant plus critique que l'habitacle de la voiture peut se comporter comme une cavité résonnante à pertes, provoquant des renforcements locaux de l'amplitude du champ électromagnétique. Après avoir illustré ce point en section III, nous montrerons en section IV, dans quelle mesure une chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) pourrait être utilisée pour simuler un tel environnement et, plus généralement, comme moyen de test de compatibilité inter systèmes.

II. CARACTERISATION DES BRUITS IMPULSIFS, APPLICATION AUX SYSTEMES PLC.

Comme nous l'avons signalé en introduction, le nombre de systèmes PLC au sein d'un véhicule risque de s'accroître ces prochaines années, et ce afin de réduire la complexité et le poids des réseaux filaires dédiés aux communications entre capteurs et terminaux intelligents embarqués. Pour les PLC, les fréquences d'émission utilisées se situent dans une gamme basse, s'étendant de 1 MHz à 30 MHz environ, pour éviter une atténuation trop importante des signaux lors de leur propagation. Cependant, la structure géométrique et électrique du réseau d'énergie engendre également de nombreuses réflexions des ondes sur les équipements d'extrémité et au niveau de chaque dérivation. On se trouve donc en présence de trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur, et le canal de transmission est donc sélectif en fréquence. Pour faire face aux fluctuations de la fonction de transfert dans le domaine fréquentiel, une technique de transmission OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est habituellement adoptée. Les bruits impulsifs ayant aussi un impact important sur la liaison, un codage de canal approprié, basé par exemple sur des codes de Reed Solomon associés à de l'entrelacement des données ou à des turbo-codes, doit être utilisé. Pour prédire l'effet des perturbations sur les systèmes numériques, des modifications des techniques de mesure normatives et des normes d'émission proprement

dites, ont été récemment envisagées [2], [3]. Cependant, en l'état actuel, elles ne permettent ni d'optimiser le codage de canal ni de prédire, de façon satisfaisante, les performances de la liaison. L'approche que nous avons suivie a donc été de réaliser, dans le domaine temporel, un grand nombre de mesures de bruit impulsif sur différents types de véhicules, afin d'élaborer des modèles statistiques de bruit qui sont ensuite introduits dans des chaînes de simulation de la transmission numérique. Après avoir décrit succinctement les conditions d'expérimentation, nous indiquerons la procédure qui a été suivie pour caractériser le bruit impulsif.

II.1 Principe de mesures et classement des impulsions

Un coupleur capacitif est inséré entre le réseau d'énergie et le dispositif d'acquisition. Ce coupleur présente une impédance d'entrée et de sortie voisine de 50Ω et sa bande passante est comprise entre 500 kHz et 50 MHz. Un dispositif de protection limite l'amplitude maximum des acquisitions à ± 15 V. Des essais préliminaires ont montré que le bruit de fond peut être considéré comme blanc avec une densité spectrale de puissance (DSP) de -120 dBm/Hz. Lorsqu'un bruit impulsif dépasse un certain seuil, un enregistrement est effectué durant une fenêtre d'observation de $650 \mu\text{s}$. A la fin de cette fenêtre, une horloge ayant un pas temporel de 400 ns, est déclenchée afin de connaître les intervalles de temps séparant deux enregistrements successifs. Les signaux, échantillonnés à une fréquence de 100 MHz sont ensuite stockés en mémoire. Suite à de nombreux essais, le seuil de déclenchement d'une acquisition a été fixé à 70 mV. Cette valeur permet l'enregistrement d'impulsions de faible amplitude, tout en évitant des déclenchements permanents sur le bruit de fond. Le résultat d'un enregistrement typique est donné sur la Fig. 1.a.

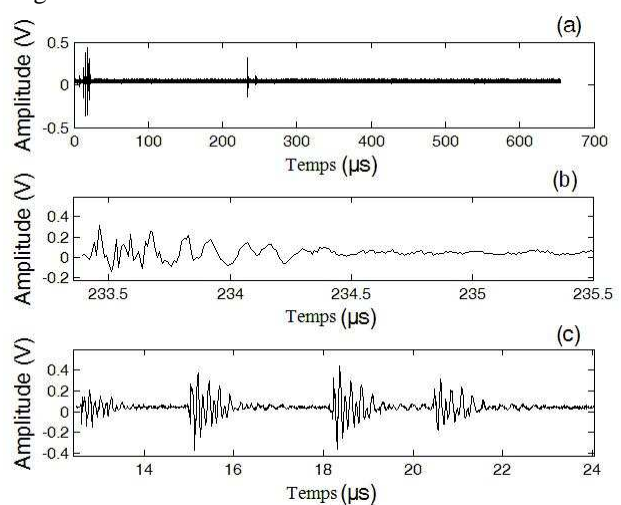


Fig. 1 – Exemple d'enregistrement de bruit.
(a) Fenêtre d'observation de $650 \mu\text{s}$, (b) Impulsion isolée, (c) Rafale

Il est ensuite nécessaire d'extraire de cet enregistrement, d'une durée de 650 μ s, le ou les impulsions de bruit. La méthode qui a été choisie consiste à calculer la variance cumulée du signal échantillonné. En présence d'un bruit blanc, cette variance est une fonction linéaire du temps, une rupture de pente traduisant donc le temps d'apparition d'une impulsion.

Les enregistrements ont été effectués sur divers types de voiture, ayant des motorisations essence ou diesel, en de nombreux points du réseau électrique, la voiture suivant des parcours de 20 minutes environ en milieu urbain ou semi urbain. Il est important de rappeler que l'objectif de l'étude n'est, en aucune façon, d'identifier ou/et de caractériser les sources individuelles de perturbations mais de connaître, de façon statistique, les caractéristiques des bruits impulsifs présents en n'importe quel point du réseau. L'étude a donc été menée sur l'ensemble des enregistrements, quelque soit la position du point de mesure.

Il apparaît que, dans pratiquement tous les cas, les impulsions ont l'allure de sinusoides amorties et se présentent soit sous la forme d'une impulsion isolée (Fig. 1 b.) soit d'une succession d'impulsions que nous appellerons rafales (Fig. 1 c).

II.2 Caractéristiques du bruit impulsif mesuré

Compte tenu de la forme des impulsions, leurs principales caractéristiques dans le domaine temporel sont : la pseudo fréquence associée au maximum de la densité spectrale de puissance, l'amplitude crête, la durée de l'impulsion (cas d'une impulsion isolée) ou la durée du train d'impulsions et de chaque impulsion élémentaire la composant (cas d'une rafale), le facteur d'amortissement et enfin le temps d'inter arrivée « TIA » (espace de temps séparant deux impulsions successives). A partir des quelques milliers d'impulsions enregistrées, il apparaît que la probabilité d'apparition d'une impulsion isolée et d'une rafale est respectivement de 89% et 11%, la valeur médiane de la durée des TIA de 8 ms [5].

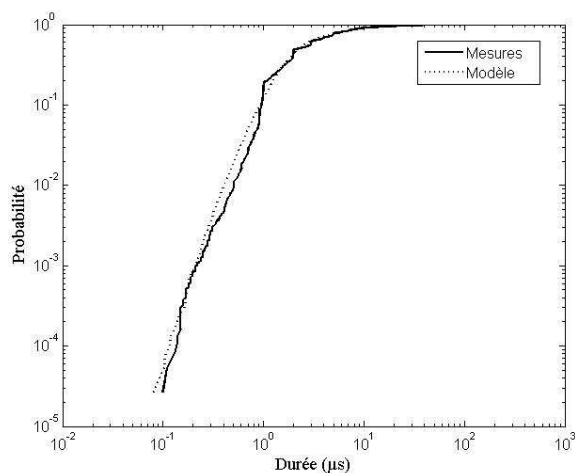


Fig. 2 – Fonction cumulative de la durée des impulsions

La courbe « Mesures » de la Fig. 2 montre la variation de la fonction cumulative de distribution de la durée des impulsions. La valeur médiane de cette durée est de 2.2 μ s.

Pour déterminer les probabilités d'erreurs en présence de bruit impulsif et pour un codage de canal donné, il faut pouvoir disposer d'une modélisation de ce bruit afin de l'inclure dans la chaîne de simulation de transmission numérique.

III. MODELISATION DU BRUIT IMPULSIF

III.1 Modèle de Middleton

Un des modèles de bruit les plus couramment utilisés est celui décrit dans les différents articles de Middleton qui propose une unique expression analytique pour décrire une interférence, somme d'un bruit gaussien et d'un bruit impulsif [1]. Ce modèle se décline en différentes classes, la classe A se référant au cas où la bande passante du bruit impulsif est inférieure ou comparable à celle de la bande du système de réception. Pour nos applications, la bande utile des signaux OFDM, et donc celle du récepteur, s'étend de 1 MHz à 30 MHz, tandis que le bruit impulsif, ayant une forme de sinusoides amorties, présente une densité spectrale importante uniquement au voisinage de sa pseudo fréquence. Si on envisage donc la bande totale de la transmission OFDM, un modèle de classe A semble être adapté. Pour caractériser ce bruit, Middleton utilise 3 paramètres dits $P3$, le premier étant l'indice de recouvrement A , proportionnel au taux d'apparition des sources de perturbation et à la durée moyenne d'une émission typique. Les deux autres paramètres sont le « facteur gaussien » Γ permettant de comparer le poids de la composante gaussienne du bruit de fond à celui de la composante impulsive du bruit, et le facteur Ω_{2A} qui est la variance de la composante impulsive du bruit.

Une unique expression analytique du bruit suppose la stationnarité du canal. Cependant l'examen des mesures du bruit impulsif montre que ses caractéristiques varient fortement d'une fenêtre d'observation à une autre. Nous avons donc calculé un $P3$ pour chaque fenêtre d'observation, de durée 655 μ s, afin d'en déduire la distribution des $P3$ pour l'ensemble des fenêtres. L'étape suivante a consisté à approcher la distribution de chacun des trois termes du $P3$ par une fonction connue. Le modèle peut ainsi générer un bruit en choisissant comme valeurs de A , Γ , et Ω_{2A} des valeurs tirées aléatoirement dans leurs fonctions de distribution [6]

En suivant cette démarche, on aboutit à une forme de bruit généré très différente de celle du bruit mesuré. En effet, ce modèle ne peut prendre en compte ni la corrélation entre échantillons de bruit successifs, donc l'allure pseudo périodique de chaque impulsion, ni la distribution statistique des temps d'arrivée. Les applications ont montré que l'utilisation d'un tel modèle mène à des prévisions de taux d'erreurs erronés.

En l'absence d'autres modèles de bruit décrits dans la littérature, et qui pourraient s'appliquer aux techniques de communications numériques, nous avons envisagé une approche purement stochastique s'appuyant directement sur les mesures.

III.2 Modèle stochastique

L'idée de base consiste à trouver les fonctions analytiques de distribution qui traduisent au mieux les distributions mesurées, et ce, pour chacun des paramètres caractérisant le bruit (durée, amplitude, TIA, etc.). Cela permettra de reconstituer des impulsions par tirage de leurs caractéristiques dans les fonctions de distribution. Différents essais ont été effectués à partir de fonctions Gamma, Weibull, Log normal, etc. Les paramètres intervenant dans la fonction retenue ont été ensuite optimisés en appliquant le test de Kolmogorov entre les valeurs issues du modèle et celles provenant des mesures [5]. A titre d'exemple, la distribution de la durée des impulsions représentée Fig. 2 peut être approximée par deux fonctions Gamma pour simuler des durées respectivement inférieures ou supérieures à 5 μ s. Les paramètres d'échelle et de forme intervenant dans ces fonctions valent respectivement soit 3.67 et 0.53 pour le premier intervalle de temps, soit 4.91 et 1.76 pour le deuxième intervalle. La courbe de distribution correspondante est notée « modèle » dans la Fig. 2.

Ce type de modèle, qui peut d'ailleurs être associé à des modèles de Markov, permet effectivement de bien appréhender les caractéristiques temporelles des signaux parasites. A titre d'exemple, si une technique d'entrelacement est utilisée dans le codage de canal, sa profondeur sera choisie en fonction du temps d'inter arrivée des impulsions. L'inconvénient de la méthode que nous venons de décrire, réside dans la lourdeur de son élaboration qui nécessite de nombreuses acquisitions dans le domaine temporel, puis un choix judicieux des fonctions de distributions approchées. Des recherches sont actuellement en cours pour essayer de trouver des modèles plus simples, comme ceux de Middleton, mais qui puissent s'appliquer aux systèmes de transmissions numériques.

Pour bien mettre en évidence cette évolution des besoins dans le domaine de la compatibilité des liaisons numériques, nous avons choisi un autre exemple pour une application tout à fait différente puisqu'elle concerne les réseaux sans fil au sein des véhicules.

IV. CARACTERISATION ET SIMULATION DE L'ENVIRONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE DANS UN VEHICULE ROUTIER

La cohabitation de réseaux sans fil placés dans l'habitacle d'un véhicule peut s'avérer particulièrement délicate car outre la structure du véhicule qui participe à la répartition du champ électromagnétique interne, la présence de passagers

fait évoluer également, et de façon dynamique, cette répartition. Aux fréquences élevées, la caisse du véhicule se comporte comme une cavité résonnante à pertes, pouvant provoquer localement un renforcement important de l'amplitude du champ électrique, et donc des interférences avec d'autres systèmes embarqués. La normalisation en terme de puissance maximum totale rayonnée et l'hypothèse de bruit blanc gaussien deviennent donc insuffisantes. Pour tenter de dégager des éléments quant à ces renforcements locaux de l'amplitude du champ électromagnétique, nous quantifierons l'influence de la caisse partiellement métallique chargée par les équipements de bord et les passagers au moyen d'un paramètre de type coefficient de qualité calculé à partir de mesures effectuées à bord de véhicules ; la présence de passagers non-immobiles dans l'habitacle sera quant à elle évaluée à l'aide d'un coefficient de brassage équivalent. Lorsque l'on évoque à la fois la caisse du véhicule, le coefficient de qualité de l'habitacle, et l'efficacité de brassage introduite par les passagers, il devient logique d'effectuer un parallèle avec un moyen de mesure de type chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM), moyen d'essais dans lequel il s'avère souvent plus aisé de pratiquer des mesures reproductibles.

Afin d'illustrer cette possibilité de pratiquer de futures mesures CEM représentatives d'une caisse de véhicules en chambre réverbérante, nous prendrons l'exemple du rayonnement d'un émetteur de type Wi-Fi. Nous indiquerons ensuite les possibilités d'utiliser une CRBM pour simuler, de façon générale, un environnement multi trajets quelconque.

IV. 1 Caractérisation d'un habitacle automobile

Une simulation utilisant un modèle FDTD avec le logiciel SEMCADTM, a été mise en œuvre en exploitant un modèle de caisse de véhicule fortement simplifié, puisque constitué d'une structure parfaitement conductrice percée d'ouvertures. L'antenne utilisée est un dipôle quart d'onde horizontal rayonnant depuis l'intérieur de l'habitacle, supposé entièrement vide. Une plaque de métal est disposée entre l'habitacle et le compartiment moteur. Cette plaque est percée d'une ouverture circulaire de 10 cm de diamètre pour pouvoir simuler le couplage existant entre ces 2 zones. Le pare-brise et les glaces latérales sont considérés parfaitement transparents aux signaux émis. Le calcul a été effectué à 2,45 GHz.

La Fig. 3 montre les résultats obtenus dans le cas particulier d'une antenne disposée au niveau d'une planche de bord. Deux éléments émergent de ces résultats.

- Des niveaux de champ importants peuvent apparaître localement, ce qui pose potentiellement le problème de CEM de ces systèmes nomades vis-à-vis des systèmes électroniques embarqués

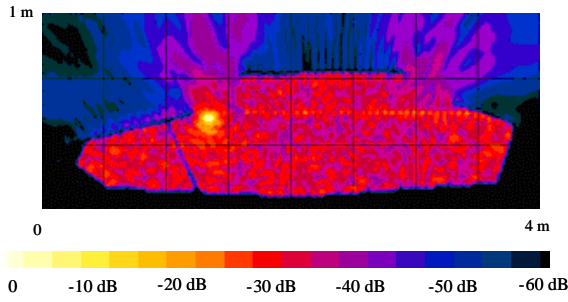


Fig. 3 - Répartition et atténuation dans la structure, du signal émis à 2,45 GHz.

- Si on s'intéresse à la couverture radioélectrique, des fluctuations du champ de plusieurs dizaines de dB sont observées sur une distance de quelques cm.

Une telle modélisation numérique est intéressante pour avoir des ordres de grandeur des niveaux moyens de champ mais elle ne prend en compte ni la présence de matériaux diélectrique à pertes (sièges, revêtements...), ni la présence des passagers et leur mouvement, même faible.

Pour caractériser de façon plus réaliste la propagation, des campagnes de mesures sont souvent entreprises dans diverses configurations, la méthode de mesure étant basée sur la mesure des paramètres-S. L'étude statistique des fonctions de transfert montre qu'il est possible d'assimiler l'habitacle à une chambre réverbérante à faible coefficient de qualité, le mouvement des passagers jouant le rôle de brasseur de modes.

Dans une CRBM, on introduit un facteur de brassage, SR, égal au rapport du carré de $S_{21\max}/S_{21\min}$ pour une révolution du brasseur. On estime habituellement que la CRBM fonctionne normalement si ce facteur SR est supérieur à 20 dB. A titre de comparaison, la Fig. 4 représente la variation de SR en fonction de la fréquence, les courbes étant déduites des mesures effectuées dans une voiture ; la partie aléatoire étant due au mouvement des passagers. La courbe noire est obtenue avec 4 passagers à bord munis de vêtements en coton, la courbe grise est obtenue avec les 4 passagers ayant endossé en plus un gilet métallisé en aluminium.

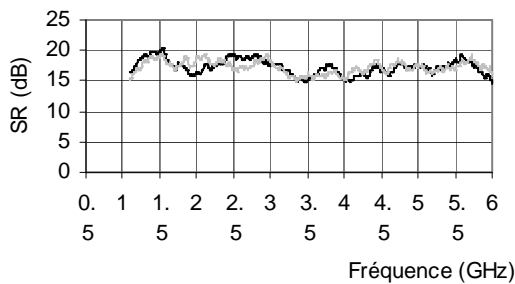


Fig. 4 - Mesure du coefficient de brassage équivalent au mouvement des passagers dans l'habitacle.

Un coefficient de brassage voisin de 15 à 18 dB est obtenu entre 1 et 6 GHz sans que l'impact de la tenue vestimentaire puisse être noté [7].

Les mesures montrent également que, dans une bande de fréquences comprises entre 2.4 et 6 GHz, et en présence de plusieurs passagers, le coefficient de qualité ou facteur « Q » de la chambre équivalente varie de 100 à 500, suivant la position et le diagramme de rayonnement des antennes, du type de voiture, etc. [7], [8].

Si on souhaite donc tester avec une CRBM le comportement d'un système de communication numérique soit seul, soit en présence d'autres émetteurs-récepteurs, il faudra que la chambre soit capable de reproduire l'environnement réel dans lesquels le ou les systèmes sont implantés, que ce soit dans un habitacle de voiture ou, plus généralement dans un environnement multi trajets, donc comportant de nombreux obstacles réfléchissants. Dans ce cas, chaque position du brasseur de modes correspondra à une réalisation du canal de propagation.

IV. 2 Possibilités d'utilisation des chambres réverbérantes comme moyen de test des systèmes de communications numériques

Dans le domaine de la CEM, on caractérise la chambre par son coefficient de qualité Q , par un coefficient τ_{RC} qui traduit la décroissance exponentielle de l'énergie emmagasinée par la cavité lorsque la source est arrêtée, et par la largeur de bande modale B_m . Il importe donc de relier ces deux derniers termes aux paramètres usuels, l'étalement des retards S_τ et la bande de cohérence B_c , traduisant le comportement d'un canal de propagation. Nous avons montré analytiquement [9] que S_τ a la même expression mathématique que τ_{RC} et peut donc être relié à Q , pour une fréquence f_c donnée :

$$S_\tau = \frac{Q}{2\pi f_c} \quad (1)$$

De même, B_m peut être identifié à la bande de cohérence calculée pour une valeur du module de coefficient de corrélation égale à 0.7, ce qui mène à :

$$B_c = \frac{f_c}{Q} \quad (2)$$

L'application numérique montre immédiatement que, pour une chambre usuelle ayant un volume de quelques dizaines de m^3 , l'étalement des retards sera de l'ordre de grandeur de la microseconde. Pour simuler des environnements voisins de ceux rencontrés dans des véhicules ou dans des milieux confinés en général, il faut diminuer très fortement cet étalement des retards. Compte tenu de (1), une solution consiste à amortir la cavité en plaçant des absorbants. Si, par exemple, on place un absorbant contre une paroi, le coefficient de qualité résultant Q_{nouv} s'exprime en fonction de Q_{vide} à vide et d'un coefficient Q_{abs} caractérisant l'absorbant:

$$\frac{1}{Q_{nouv}} = \frac{1}{Q_{vide}} + \frac{1}{Q_{abs}} \quad (3)$$

Dans les conditions de fonctionnement normal d'une CRBM de volume V , Q_{abs} se met sous la forme :

$$Q_{abs} = \frac{2\pi V}{\lambda S_{eff}} \quad (4)$$

où λ est la longueur d'onde et S_{eff} est la surface efficace d'absorption de l'absorbant. A titre d'exemple, la CRBM dont nous disposons a un volume de 65 m^3 . Une mesure préliminaire en CRBM en y plaçant un seul absorbant de 1.4 m^2 a permis de déterminer la surface d'absorption de celui-ci (0.8 m^2). Des mesures ont ensuite été effectuées en augmentant le nombre N de panneaux absorbants et le Tableau I rassemble les résultats obtenus.

Tableau I – Influence du nombre d'absorbants

N	0	1	2	4
$Q_{mesuré}$	62 000	9 200	5 300	2 500
$Q_{théorique}$		9 200	5 000	2 600
S_{τ} (ns)	2 000	300	170	80

On remarque qu'il est possible de simuler des types d'environnements caractérisés par des étalements de retards très différents. Il faut cependant noter que si la CRBM est très fortement amortie, le trajet direct entre l'émetteur et le récepteur risque de ne plus avoir une énergie négligeable vis-à-vis de celle des composantes « brassées ». Ceci sera notamment le cas si des antennes non directives sont utilisées. L'environnement deviendra de type Rice au lieu de type Rayleigh. Selon les caractéristiques de l'environnement réel à simuler, cela peut s'avérer ou non pénalisant.

Le système émission – réception à tester étant placé dans la CRBM, on peut ajouter au sein de celle-ci, une antenne reliée à un générateur de bruit blanc ou/et de bruit impulsif, ou/et d'autres dispositifs de communication pour déterminer la robustesse de ce système vis-à-vis du bruit ou des interférences.

CONCLUSION

Nous avons montré, sur quelques exemples, les évolutions en cours dans le domaine de la caractérisation électromagnétique de l'environnement. Il est important de noter que de nouvelles techniques de codage de canal voient fréquemment le jour, mais que le profit que l'on peut tirer des algorithmes de traitement du signal qui y sont associés, est d'autant meilleur que le canal est connue plus finement d'un point de vue statistique. Ceci s'applique au bruit, mais également à la propagation. Si, dans les systèmes « simples », la connaissance de la distribution de la puissance reçue en fonction de la position du mobile suffisait à prédire les performances de la liaison, il n'en est plus de même dans les systèmes actuels multi antennes. Une

caractérisation bidimensionnelle du canal devient nécessaire, ce qui implique la connaissance statistique d'autres paramètres, comme l'étalement des angles de départ et d'arrivée des rayons sur les antennes d'émission et de réception.

Disposer ensuite, en laboratoire, de moyens de tests performants de systèmes de télécommunication, qui soient simples de mise en œuvre et qui puissent simuler des types d'environnement très variés, est un autre challenge. Les CRBM ont un rôle à y jouer, mais un certain nombre d'interrogations doivent encore trouver réponses.

REFERENCES

- [1] D. Middleton, "Canonical Non-Gaussian Noise Models: Their Implications for Measurement and for Prediction of Receiver Performance", IEEE Trans. On EMC, vol. 21, n°3, pp. 209-200, Aug. 1979
- [2] P. F. Stenumgaard, "A Possible Concept of How Present Radiated Emission Standards Could be Amended in Order to Protect Digital Communication Services", IEEE Trans. on EMC, vol. 46, n°4, pp. 635-640, Nov. 2004
- [3] M. Stecher, "Weighting of Interference According to its Effect on Digital Communications Services", IEEE Symp. on EMC, pp. 69-73, Aug. 1998
- [4] V. Degardin, M. Lienard and P. Degauque, "Transmission on indoor power lines: From a stochastic channel model to the optimization and performance evaluation of multicarrier systems", Int. J. on Com. Systems, Wiley Inter Science, vol.16, pp 363-379, 2003
- [5] V. Degardin, P. Laly, M. Lienard and P. Degauque, "Impulsive noise on in-vehicle power lines : characterization and impact on communication performance", Proc. of the IEEE Int. Symp. on PLC and its Applications, Orlando, USA, pp. 222-226, March 26-29, 2006
- [6] F. Rouissi, V. Degardin, M. Lienard, A. Ghazel and P. Degauque, "Broadband indoor PLC: comparison of different models for simulating impulsive noise", Proc. of EMC Europe workshop, Paris, June 14-15, 2007
- [7] M. Heddebaut, V. Deniau, K. Adouane "In-Vehicle WLAN Radio Frequency Communication Characterization", IEEE Trans. on Intelligent Transport Systems, Vol. 5, n° 2, pp. 114-121, Jun. 2004.
- [8] O. Delangre, S. Van Roy, P. De Doncker, M. Lienard and P. Degauque, "Modelling in-vehicle Wide band wireless channels using reverberation chamber theory", IEEE Int. Symp. on Veh. Techno., pp. 2149-2153, Sept 30 – Oct. 3, 2007
- [9] O. Delangre, Ph. De Doncker, M. Lienard and P. Degauque, "Delay spread and coherence bandwidth in a reverberation chamber", Electronics letters, vol. 44, n°5, pp. 328-329, March 2008