

Caractérisation expérimentale d'un réseau électrique

1 Introduction

Dans le chapitre précédent, le réseau électrique a été modélisé par une approche déterministe de type circuit, afin de pouvoir simuler les phénomènes de propagation observés lors d'une transmission CPL. Les résultats obtenus ont été comparés aux mesures des pertes d'insertion puis validés dans la bande 150kHz-50MHz. Ces mesures ont été réalisées soit sur un câble électrique, soit sur un réseau électrique simple avec une dérivation voire deux. Nous avons constaté que les dérivations ou ramifications provoquent des évanouissements spectraux dans la bande fréquentielle étudiée.

Dans ce troisième chapitre, nous présentons la méthode expérimentale de mesure des paramètres S d'un réseau électrique à vide et sous tension entre deux points d'accès (deux prises électriques). Des mesures sont réalisées dans un premier temps sur un réseau électrique simple non alimenté et indépendant afin d'étudier l'impact de la longueur de la dérivation, sa position et le nombre de ses dérivations sur la réponse fréquentielle du réseau électrique. Nous présentons ensuite le banc de test électrique nommé PLC READY et la campagne de mesure réalisée sur ce dernier. Les résultats de mesure sont exploités afin de caractériser le banc de test par une méthode statistique.

2 Méthode de mesure

2.1 Coupleurs CPL

La mesure des paramètres S d'un réseau électrique sous tension nécessite l'utilisation d'un analyseur de réseau opérant dans la bande 150kHz-50MHz et de deux coupleurs CPL réalisés spécifiquement pour ces mesures. Ceux-ci permettent à la fois le filtrage de la composante 50Hz via deux capacités et l'isolement galvanique entre le réseau électrique et l'appareil de mesure qui n'admet pas les tensions élevées du réseau électrique (la puissance maximale admise par l'analyseur de réseau est égale à 30dBm sur une résistance égale à 50Ω). La Figure 79 représente le schéma électrique des coupleurs utilisés. Ils sont constitués de deux capacités, deux résistances de décharge, d'un transformateur RF, d'un pont de diodes et une diode Transil. Les références des composants utilisés sont citées dans le Tableau 8. Les

coupleurs CPL possèdent deux points d'accès. Le premier a une forme adaptée à une prise électrique afin de faciliter son branchement au réseau électrique. Le deuxième point d'accès est un connecteur coaxial afin de pouvoir connecter le coupleur aux appareils de mesure (voir Figure 80).

Il est important de noter que les impédances d'entrée et de sortie du coupleur CPL sont égales à 50Ω , ce qui permet d'assurer l'adaptation d'impédance avec l'analyseur de réseau, lui même caractérisé par une impédance de référence égale à 50Ω . Cette adaptation est principalement assurée par le transformateur RF qui a un rapport de transformation égal à 1 et une impédance secondaire et primaire égale à 50Ω dans la bande 100kHz-200MHz. Par ailleurs, le coupleur est adapté pour réaliser des mesures uniquement en mode différentiel, entre la phase et le neutre du réseau électrique domestique.

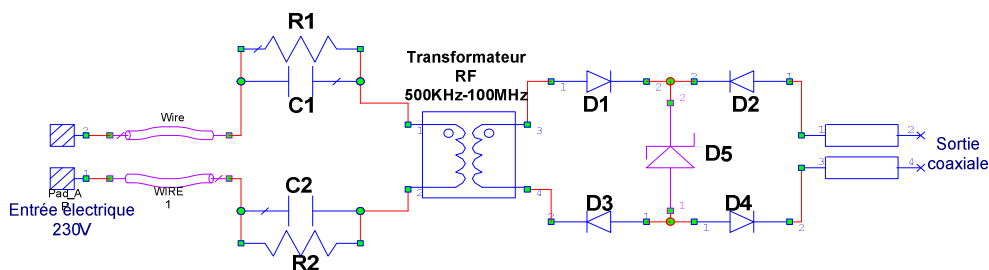


Figure 79. Schéma du coupleur CPL



Figure 80. Coupleur CPL

Tableau 8. Composants utilisés dans la réalisation des coupleurs

Composants	Description
Capacités C_1 et C_2	X2/220nF/660V
Résistances R_1 et R_2	470k Ω
Transformateur	RF/MC554/50 Ω :50 Ω /100kHz-200MHz
Diodes D_1, D_2, D_3 et D_4	1N4848/
Diode Transil D_5	Unidirectionnel / Réf/4.2V/

Le pont de diodes monté avec la diode Transil unidirectionnelle protège les appareils de mesure sensibles tels que l'analyseur de spectre, l'analyseur de réseau et l'analyseur d'impédance contre les surtensions. Ce montage à diodes peut être remplacé par une seule diode Transil bidirectionnelle. L'inconvénient alors du montage réside dans la capacité de jonction de la diode Transil bidirectionnelle. Elle peut être assez élevée et varie en fonction de la fréquence jusqu'à une valeur de 50pF. Cette capacité peut former un circuit résonnant avec l'inductance du secondaire du transformateur RF et donc modifier la bande passante du coupleur. Les diodes de signal adjacentes à la diode Transil ont pour but de diminuer cette capacité de jonction.

Les coupleurs CPL ont été caractérisés à l'aide d'un analyseur de réseau afin d'estimer leurs pertes d'insertion dans la bande 100kHz-100MHz. Le résultat de mesure est représenté sur la Figure 81. Nous constatons que l'atténuation apportée par un coupleur varie en fonction de la fréquence et que la bande passante du coupleur à -3dB est égale à 50MHz. Sa bande passante à -1dB s'étend de 1MHz à 45MHz. Nous considérons leur opération satisfaisante dans la bande de fréquence CPL qui nous intéresse.

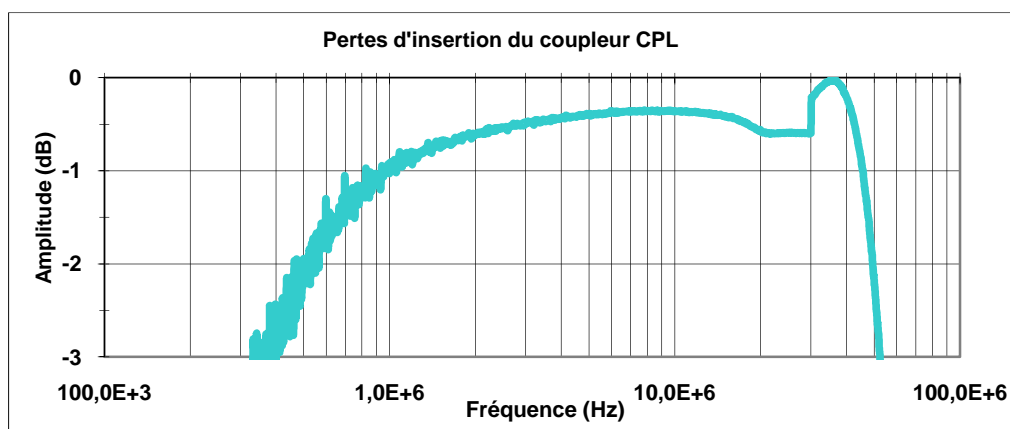


Figure 81. Pertes d'insertion du coupleur CPL

2.2 Protocole de mesure

Ces coupleurs vont donc être utilisés comme injecteur de signal et récepteur dans la bande 150kHz-50MHz. Chaque mesure des paramètres S doit être précédée par une étape de calibration pour compenser les erreurs systématiques engendrées par les différents éléments de la chaîne de mesure et particulièrement les coupleurs CPL décrits précédemment. Ces erreurs sont principalement dues à la désadaptation d'impédance et au déphasage apportés par les coupleurs et les câbles coaxiaux utilisés. L'étape de calibration est réalisée à l'aide d'un kit comportant un court-circuit, un circuit-ouvert et une charge de 50Ω. L'impédance de référence est importante à connaître lors d'une mesure RF car elle assure la reproductibilité de ces mesures. Nous l'avons choisie à 50Ω. La calibration est au niveau du plan de référence. Il est choisi côté prise électrique des coupleurs (voir Figure 82).

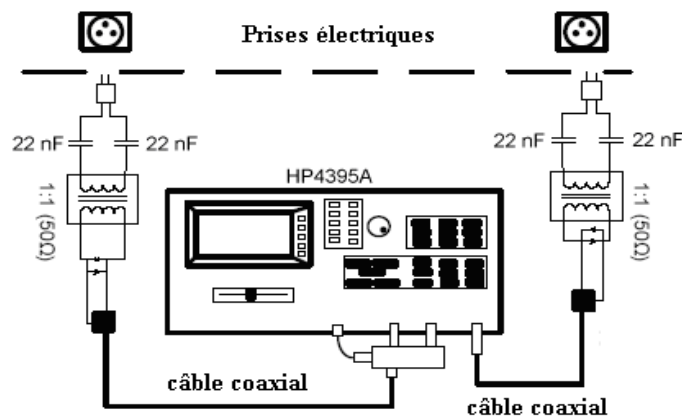


Figure 82. Plan de calibration

La précision de mesure dépend de plusieurs paramètres tels que la configuration de l'analyseur de réseau et le type de calibration appliqué. Un bon réglage de l'analyseur de réseau permet d'avoir un plancher de bruit autorisant la mesure d'une forte atténuation (jusqu'à 90dB d'atténuation). Les paramètres critiques sont : la largeur du filtre d'analyse (notée RBW), l'atténuateur (notée ATT) et le niveau de référence (noté Reference Level).

Tableau 9. Configuration de l'analyseur de réseau

FSTART	150kHz
FSTOP	30MHz
RBW	30kHz
VBW	30kHz
Number of point	801

Sweep Time	758,6ms
Attenuator	10 dB
Type of calibration	Two-paths-Two-port
Source power	0 dBm

Lors des tests des coupleurs CPL, nous avons pu remarquer qu'ils se comportaient dans certains cas comme des antennes réceptrices augmentant ainsi le plancher de bruit de l'analyseur, même avec un réglage optimal. Pour remédier à ce problème, nous avons blindé les coupleurs afin de minimiser les bruits captés par rayonnement.

L'étape de calibration agit sur la précision de mesure. Il existe généralement quatre types de calibration. Le type de calibration choisi lors des mesures des paramètres S est *Two-Paths-Two-Ports*. Il permet la mesure des quatre paramètres S, à la fois. Toutes les erreurs systématiques sont compensées dans les deux sens de transmission possibles entre les deux ports de l'analyseur de réseau. Par conséquent, la précision de mesure est la meilleure possible.

Pour réaliser la mesure des paramètres S, il faut connecter les coupleurs à l'analyseur de réseau via des câbles coaxiaux, configurer l'analyseur de réseau (régler la bande de fréquence, le filtre), calibrer le banc de mesure et brancher les coupleurs aux deux points d'accès du réseau électrique à caractériser.

A l'aide d'un coupleur CPL, nous pouvons mesurer l'impédance d'entrée du réseau électrique au niveau des prises électriques. Cette mesure est réalisée soit à l'aide d'un analyseur d'impédance, qui donnera directement l'impédance vue dans la bande fréquentielle étudiée, soit en utilisant un analyseur de réseau qui donnera le coefficient de réflexion (S_{11}). L'impédance est par la suite obtenue en appliquant l'Équation 64.

Une étape de calibration pour ce genre de mesure est aussi nécessaire afin de compenser le déphasage et la désadaptation d'impédance apportés par l'ensemble de la boucle de mesure (analyseur de réseau vectoriel ou analyseur d'impédance, le câble coaxial et le coupleur).

$$\bar{Z} = 50 \times \frac{1 + \bar{S}_{11}}{1 - \bar{S}_{11}} \quad \text{Équation 64}$$

Ces méthodes de mesure sont utilisées dans l'approche expérimentale aussi bien pour évaluer les modifications de topologie d'un réseau que pour analyser une installation électrique domestique en termes de bruits, d'impédance et de paramètres S.

3 Impact de la topologie du réseau sur la réponse fréquentielle

3.1 Structure filaire considérée

Dans le deuxième chapitre, nous avons pu constater que des dérivations placées sur le câble électrique engendrent un comportement sélectif du réseau électrique. Pour cette étude nous avons voulu évaluer l'impact de la longueur et de la position d'une dérivation sur le canal de propagation CPL en terme d'atténuation. Les pertes d'insertion sont mesurées lorsqu'une dérivation BD est connectée en différents points d'une liaison directe AC de longueur 12m (voir Figure 83).

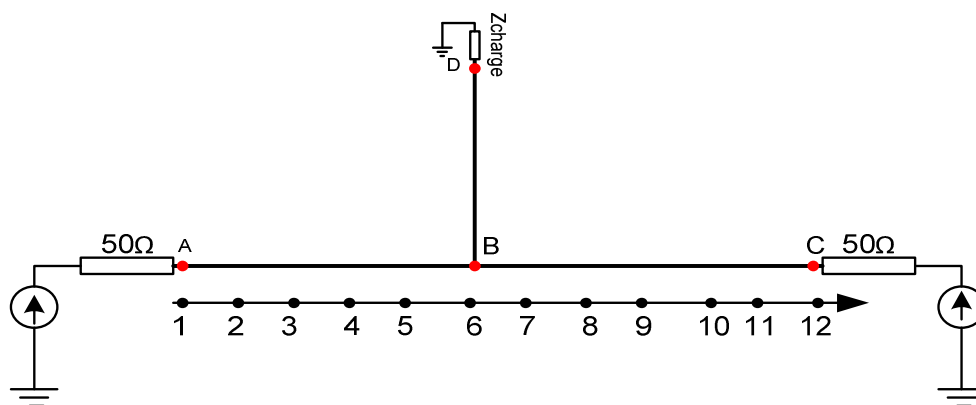


Figure 83. Schéma de câblage d'un réseau simple avec une seule dérivation et points de branchements

3.2 Effet de la présence d'une dérivation

Comparons le paramètre de transmission S_{21} dans le cas d'une liaison sans dérivation avec celui d'une dérivation BD placée sur le câble AC. Comme nous pouvons le constater d'après la Figure 84, les évanouissements spectraux sont une des conséquences de la présence de la dérivation entre l'émetteur et le récepteur. L'évanouissement est un phénomène provoqué par l'interaction des ondes incidentes et réfléchies. Autrement dit, le signal émis ne pourra se propager jusqu'au point C à la fréquence à laquelle apparaît l'évanouissement spectral ($f_0=7,38\text{MHZ}$ et $f_1=22,32\text{MHZ}$). La dérivation terminée par un circuit-ouvert présente une résistance infinie au point D. Le signal est court-circuité et presque totalement réfléchi vers le point A. La fréquence centrale de chaque trou spectral dépend de la

permittivité relative du diélectrique du câble et de la longueur de la dérivation. Cette relation est exprimée par l'Équation 65.

$$L = \frac{\lambda_0}{4} = \frac{c}{4 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Équation 65}$$

Soit :

$$f_0 = \frac{c}{4 \cdot L \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Équation 66}$$

Avec :

c vitesse de la lumière et égale à $3 \times 10^8 \text{ m/s}$,

ϵ_r permittivité électrique de la gaine du câble électrique (3,15),

f_0 fréquence centrale du premier évanouissement spectral,

λ_0 longueur d'onde associée à f_0 ,

L la longueur de la ramification.

Le signal provenant de A se propageant vers C est réfléchi à chaque fréquence multiple impaire de la première fréquence centrale de l'évanouissement [51]. L'Équation 65 écrite sous une forme plus générale, permet d'exprimer les fréquences des évanouissements :

$$f_n = (2n + 1) \cdot \frac{c}{4 \cdot L \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Équation 67}$$

La permittivité électrique de l'isolant est généralement supposée égale à 1 (celle du vide). L'Équation 65 peut être utilisée pour l'estimer et pour déterminer si le milieu est dispersif ou non (permittivité fonction de la fréquence ou constante).

Nous avons utilisé l'Équation 67 pour calculer les deux fréquences d'évanouissement notées respectivement f_0 et f_1 pour L égale à 6m. Nous trouvons respectivement 7,28MHz et 21,85MHz comparées à 7,39MHz et 22,38MHz observée sur la courbe de mesure. Les valeurs théoriques sont proches de celles obtenues.

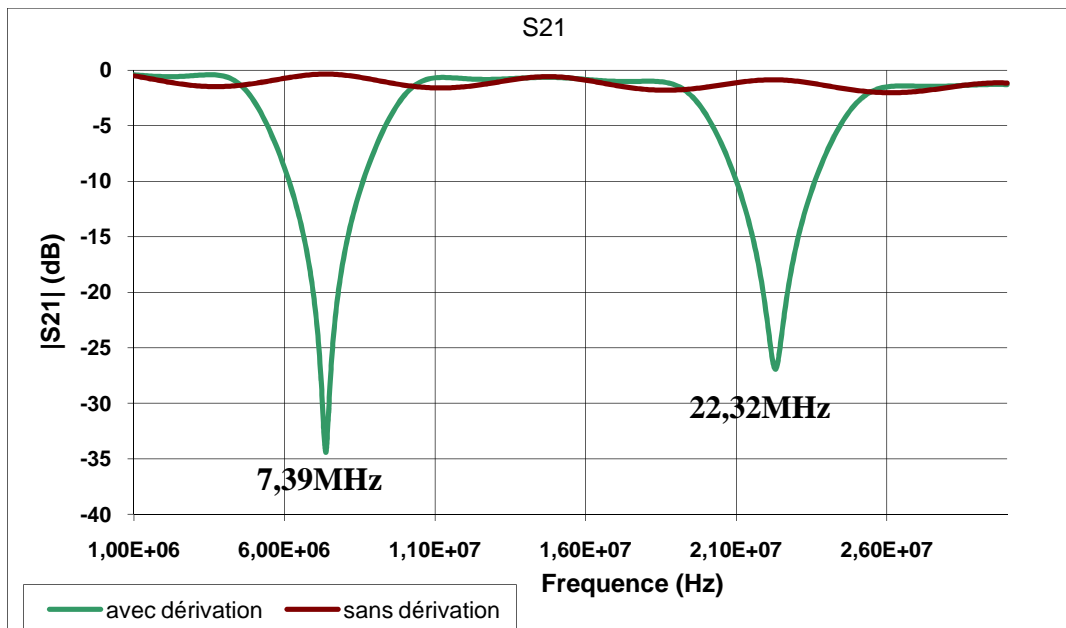


Figure 84. Comparaison entre câble sans dérivation et câble avec dérivation

3.3 Impact de la longueur de la dérivation

Nous avons remplacé la dérivation de 6m par une autre de 4m placée au même endroit. La Figure 85 montre que le nombre, l'amplitude et la fréquence des évanouissements dans la bande 1MHz-30MHz sont fortement tributaires de la longueur de la dérivation. Le nombre d'évanouissements augmente avec la longueur de la dérivation (voir l'Équation 67). Pour une dérivation de 4m, f_0 est égale à 10,84MHz la fréquence du deuxième évanouissement est égale à 32,52MHz et se trouve en dehors de la bande de fréquence étudiée.

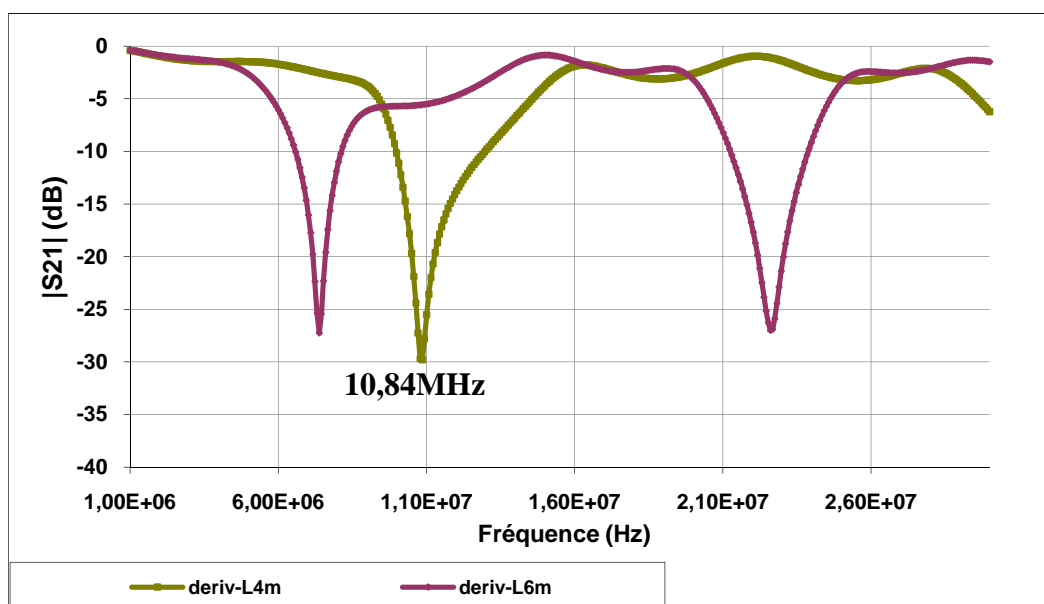


Figure 85. Effet de la longueur de la dérivation

Considérons à présent un réseau avec deux dériviations de longueurs différentes. Une dérivation de 4m à 2m du récepteur et une de 6m à 2m de l'émetteur. Les résultats de mesure sont représentés sur la Figure 86. Nous pouvons remarquer que la réponse fréquentielle d'un câble avec deux dériviations n'est autre que la contribution des deux courbes obtenues lors des mesures sur un câble avec une seule dérivation de 4m ou 6m. Il y a donc un effet cumulatif des dériviations.

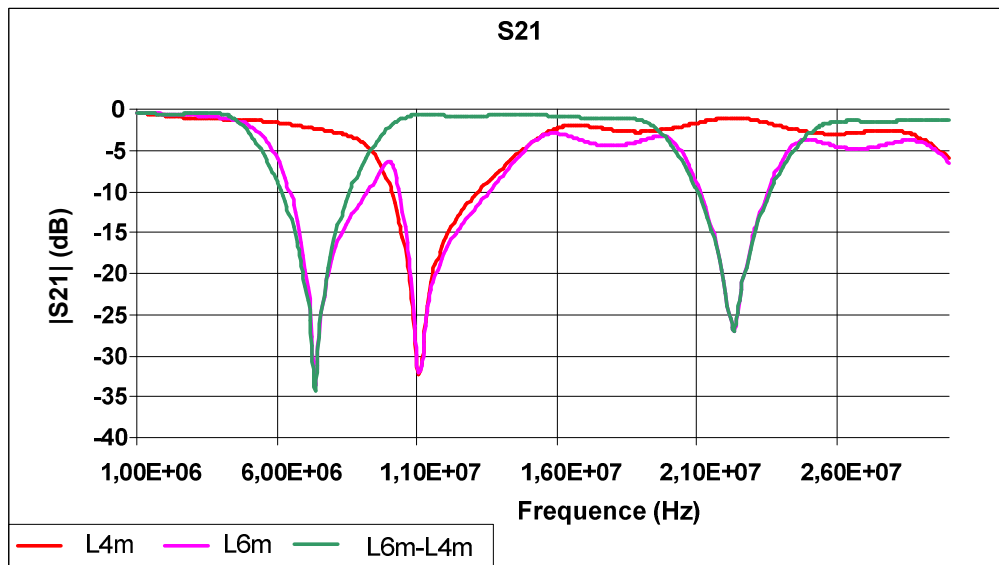


Figure 86. Réseau avec deux dériviations

3.4 Impact de la position de la dérivation

Afin d'étudier l'impact de la position de la dérivation sur la liaison AC, nous avons branché la dérivation de longueur fixe (6m) en différents points (voir Figure 83). Les résultats de mesure du paramètre de transmission S_{21} entre A et C sont présentés sur la Figure 87. A première vue, nous en déduisons que la position de la dérivation n'agit pas sur la valeur de la fréquence centrale des évanouissements spectraux. En revanche elle agit fortement sur l'amplitude de leur atténuation. Nous pouvons considérer qu'un câble avec une dérivation se comporte comme un filtre rejeteur dans la bande 1MHz-30MHz.

La (ou les) fréquence(s) de rejection seront fonction de la longueur du câble placé en dérivation et non de la position de la dérivation.

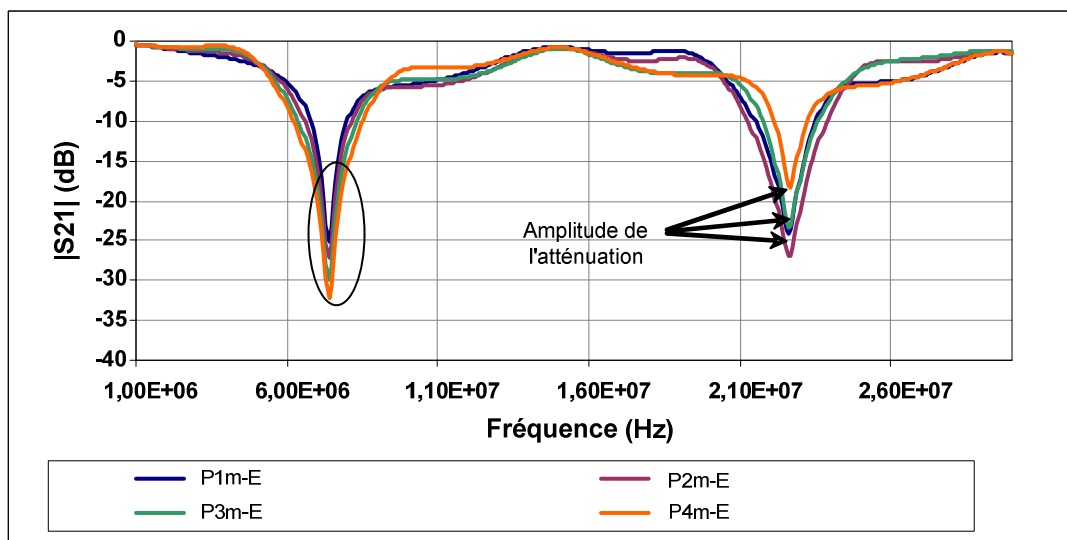


Figure 87. Impact de la position de la dérivation entre l'émetteur et le récepteur CPL

Par ailleurs comparons le paramètre de transmission lorsque la dérivation est à 2m et à 10m de l'émetteur en A. En d'autres termes, la dérivation est soit à 2m de l'émetteur en A, soit à 2m du récepteur en C. Nous obtenons des résultats similaires (voir Figure 88). Ceci nous amène à dire que la structure a un comportement symétrique en termes de pertes d'insertion (S_{21}).

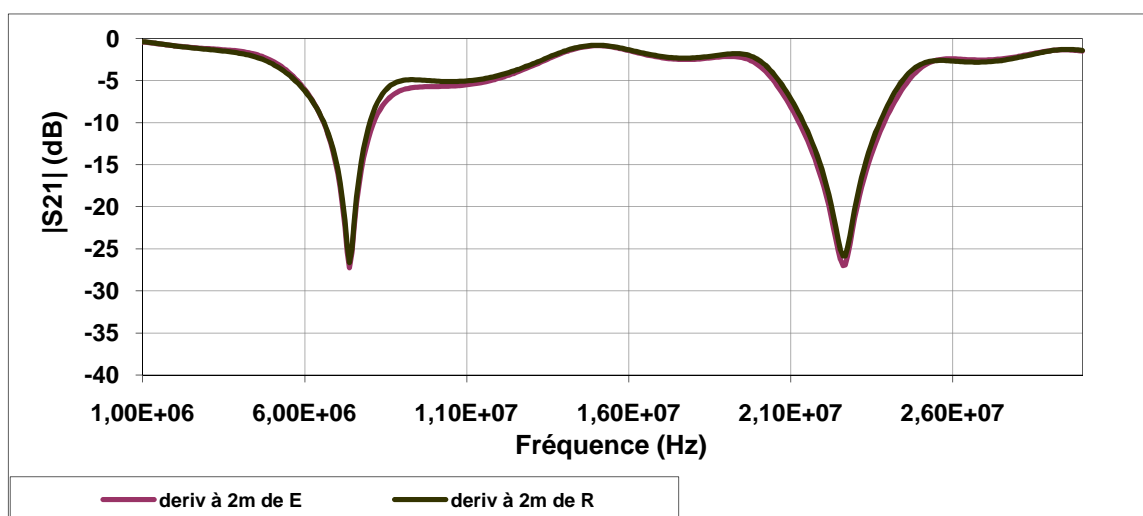


Figure 88. comparaison-dérivation à 2m du récepteur ou à 2 m de l'émetteur

En conclusion, nous pouvons dire que la longueur de la dérivation impose le nombre et les fréquences d'évanouissement. La position de la dérivation influe sur l'amplitude de l'atténuation. Enfin rappelons que ces évanouissements spectraux réduisent considérablement la bande fréquentielle utilisable par le CPL et par conséquent le débit de la transmission.

3.5 Effet de l'impédance à l'extrémité de la dérivation

Il est important de noter que pour les résultats présentés, la dérivation était terminée par un circuit-ouvert ou une forte impédance. Nous observerions des phénomènes analogues dans le cas de dérivations terminées par un court-circuit ou une très basse impédance. Les fréquences centrales des évanouissements spectraux, seraient alors des multiples paires de la première fréquence centrale et non pas des multiples impaires.

Dans un réseau électrique domestique, les dérivations sont terminées par une prise de courant. Sur cette dernière sont connectés des appareils électriques. Ils constituent l'impédance d'extrémité de la dérivation. Dans ce cas, l'amplitude des évanouissements spectraux qui vont apparaître dépend de la valeur de l'impédance des appareils électroménagers dans la bande de fréquence 1MHz-30MHz. Pour illustrer l'impact de la valeur de l'impédance de terminaison sur la réponse fréquentielle d'un réseau électrique simple, nous avons simulé le réseau électrique caractérisé expérimentalement en supposant la charge de terminaison résistive et en la faisant varier dans la plage [5Ω, 5kΩ]. Les résultats de simulation sont représentés sur la Figure 89. Nous remarquons que l'amplitude des deux évanouissements présents diminue avec la résistance de terminaison, pour atteindre une valeur minimale égale à -8dB pour une impédance de terminaison égale à 150Ω. De plus, pour une charge proche du court-circuit nous constatons un décalage fréquentiel du premier évanouissement (observé à 14,8MHz au lieu de 7,45MHz, un rapport de 2 entre les deux). Selon la théorie des lignes de transmission, le décalage entre un circuit-ouvert et un court-circuit est égal à $\lambda/4$. En partant de l'Équation 65, nous pouvons établir la relation entre la longueur de la dérivation et la fréquence centrale du premier évanouissement spectral, comme suit :

$$f_0 = \frac{c}{2 \cdot L \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Équation 68}$$

Cette expression s'écrit sous la forme généralisée suivante :

$$f_n = (2n + 2) \cdot \frac{c}{4 \cdot L \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Équation 69}$$

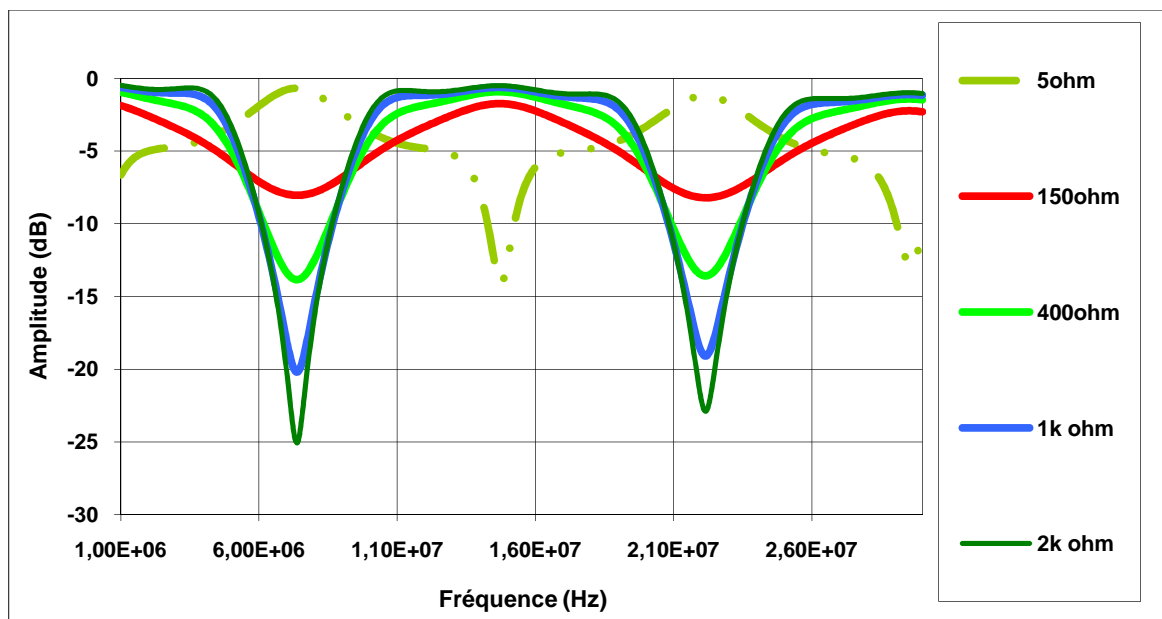


Figure 89. Impact de la variation de la charge branchée au bout de la dérivation sur la réponse fréquentielle

L'Équation 65 et l'Équation 69, montrent que la fréquence du premier évanouissement spectral est inversement proportionnelle à la longueur de la dérivation terminée soit par un circuit-ouvert soit par un court-circuit. Par conséquent, son effet sera invisible dans la bande 1MHz-30MHz, pour une longueur n'excédant pas 1m. Pour illustrer cet effet, nous avons simulé le réseau électrique considéré ci-dessus en remplaçant la dérivation de 6m par une de 1m. Le résultat de simulation est représenté sur la Figure 90. Nous constatons que la réponse fréquentielle présente une atténuation maximale de 5,5dB à 27,4MHz. L'effet de la dérivation est moins visible comparé aux résultats précédents (dérivation de 6m).

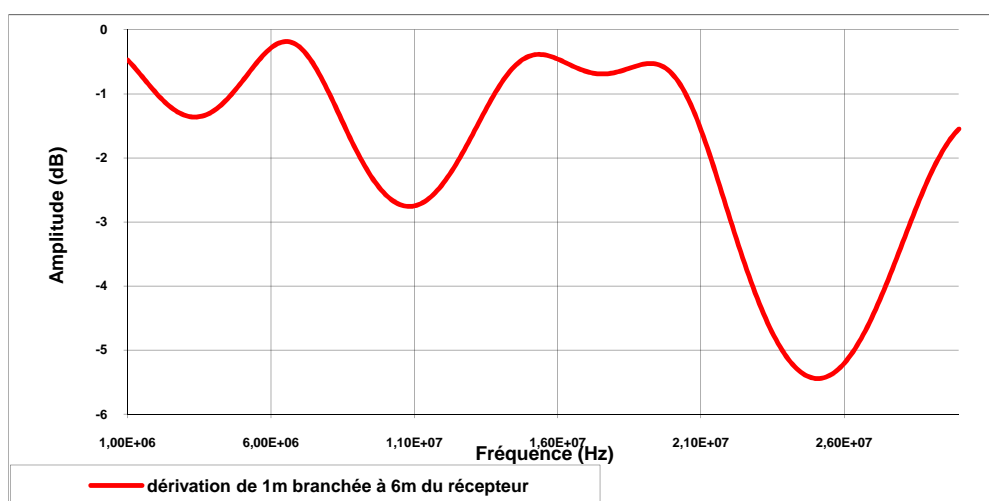


Figure 90. Impact d'une dérivation de 1m sur la réponse fréquentielle d'un réseau électrique simple

3.6 Influence d'une charge connectée en parallèle d'un modem CPL

Dans un réseau CPL *Indoor* réel, les modems CPL sont souvent branchés sur une multiprise à laquelle une multitude d'appareils électriques domestiques sont branchés. Le milieu de propagation CPL peut être sensiblement impacté par l'impédance de ces appareils connectés parallèlement aux modems. Pour illustrer cette sensibilité, nous considérons le schéma de câblage représenté sur la Figure 83. Une dérivation de 6m est branchée au point central B (à 6m de l'émetteur et du récepteur) afin de préserver la symétrie du réseau. Une charge de terminaison (Z_L) dont la valeur est égale à 92Ω est branchée au bout de cette dérivation. Nous supposons qu'une impédance est raccordée directement en parallèle au modem récepteur, lui même modélisé par son impédance interne égale à 50Ω . L'effet de la multiprise est cependant ignoré. Il sera pris en compte dans le prochain chapitre. La Figure 14 représente les résultats de simulation obtenus pour trois valeurs de charge branchées parallèlement au modem récepteur (5Ω , 50Ω et $5k\Omega$). Nous remarquons la sensibilité du paramètre de transmission à la grande variation de l'impédance branchée en parallèle du récepteur. L'atténuation est minimale pour une impédance égale à $5k\Omega$, maximale pour une basse impédance et intermédiaire pour 50Ω . Une très basse impédance apporte en moyenne 13dB d'atténuation en plus à l'amplitude de la fonction de transfert initiale. Cette basse impédance mise en parallèle du récepteur favorise la désadaptation d'impédance, le signal est réinjecté sur la ligne électrique. Pour minimiser cet effet, le récepteur doit présenter une impédance très basse. En pratique les modems CPL présentent une impédance égale à 20Ω en réception.

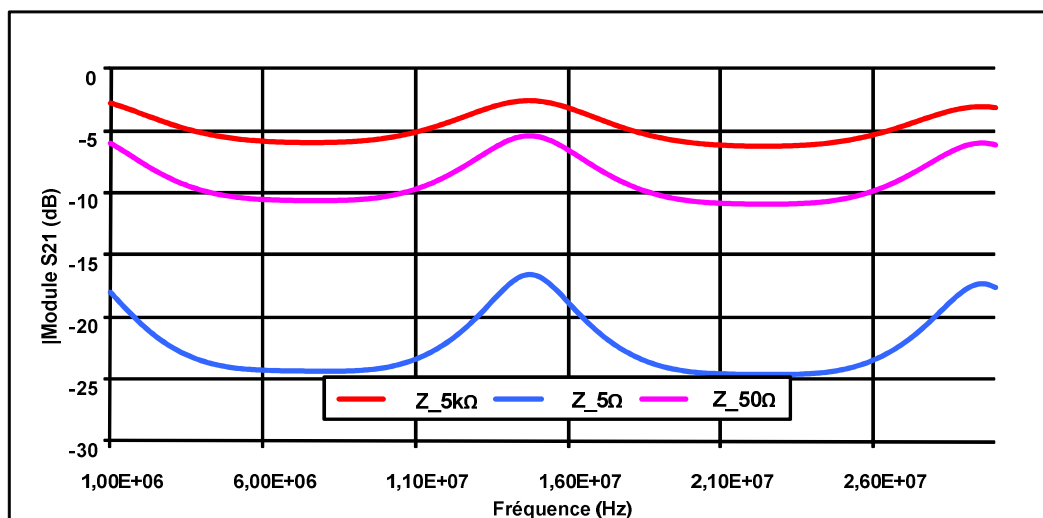


Figure 91. Effet d'une impédance branchée parallèlement au récepteur

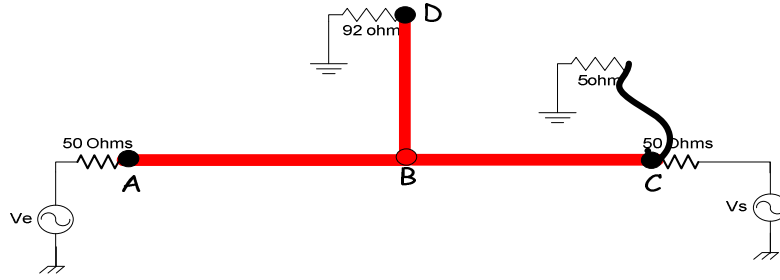


Figure 92. Schéma de câblage d'un réseau électrique simple-Impédance basse branchée via un cordon électrique de 2m

En pratique les appareils électroménagers sont raccordés au réseau électrique domestique via un cordon de longueur variable (1 à 2m), dont la section est généralement égale à $2,5\ \text{mm}^2$ (câble souple). Pour se rapprocher de ce cas de figure, nous avons simulé le réseau électrique représenté sur la Figure 92 en rajoutant un cordon de 2m en parallèle du récepteur, terminée par un circuit-ouvert puis une impédance de $5\ \Omega$. Les résultats sont comparés sur la Figure 93. Nous constatons que le cordon branché en parallèle du récepteur modifie la réponse fréquentielle du réseau électrique dans la bande 1MHz-11MHz de façon à ajouter 12dB d'atténuation à 1MHz. Cette atténuation décroît d'une façon monotone. Toutefois, les deux courbes sont presque superposées dans la bande 11MHz-30MHz, l'impact de la basse impédance est moins visible dans cette bande.

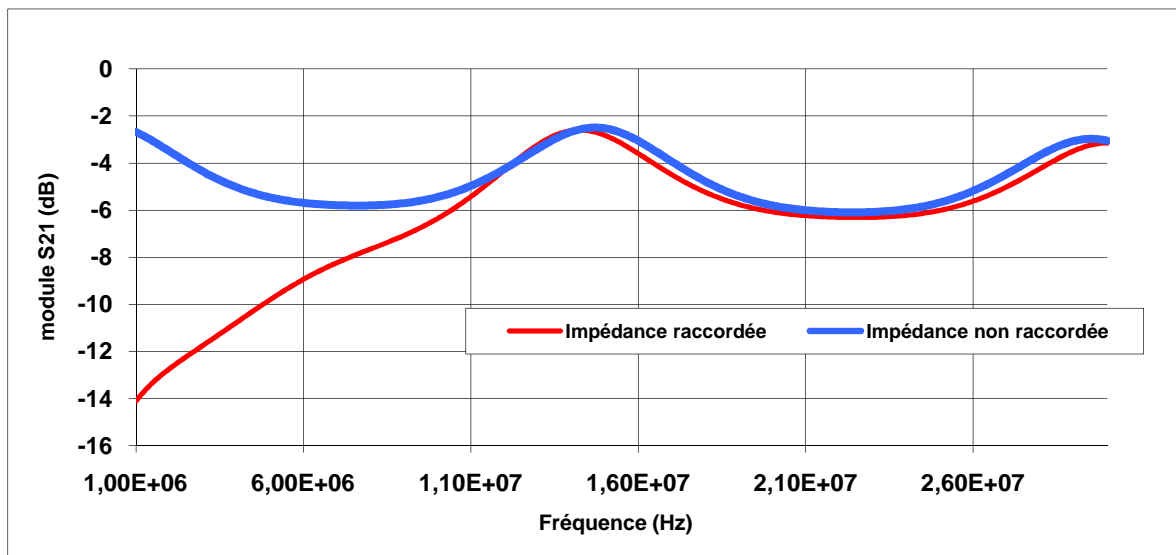


Figure 93. Réseau électrique avec et sans branchement d'une basse impédance en parallèle du récepteur

Jusqu'à présent, nous avons considéré et caractérisé un réseau électrique indépendant et simple avec une ou deux dérivation. Nous avons pu étudier l'impact de la longueur d'une

ramification et de sa charge de terminaison sur la réponse fréquentielle du réseau électrique simple considéré dans la bande de fréquence 1MHz-30MHz. Cette étude a permis de mettre en évidence l'effet du raccordement direct et indirect d'une basse impédance sur le comportement fréquentiel de ce réseau électrique.

Sachant qu'un réseau électrique réel est plus complexe, nous pouvons nous attendre à l'apparition de nombreux évanouissements spectraux dans la bande 1MHz-30MHz. Cela peut réduire considérablement la bande fréquentielle utilisée par le CPL et par conséquent le débit. De plus, des phénomènes de couplage entre câbles électriques interviendront et modifieront encore le comportement fréquentiel du réseau électrique. Cependant, il est très difficile de quantifier l'impact de chaque dérivation, de chaque appareil électroménager branché au réseau électrique et du phénomène de couplage inter-câble. Dans la suite de l'étude nous considérerons un réseau électrique complexe réel non indépendant (branché à l'arrivée électrique principale, elle même raccordée au transformateur de distribution électrique). Ce réseau est caractérisé expérimentalement en termes de paramètres S, d'impédance d'entrée et de bruit. Les résultats de mesure seront traités et exprimés d'une façon statistique en termes de bande de cohérence et de temps de cohérence.

4 Caractérisation d'un réseau électrique expérimental

La campagne de mesure qui est exposée dans cette partie, consiste à caractériser expérimentalement un réseau électrique réel nommé « banc PLC READY ». Il constitue un réseau électrique représentatif d'une installation électrique domestique. Il a été conçu dans le cadre de l'association PLC READY et installé au LAN (Laboratoire des Applications Numériques). Son originalité réside dans sa structure de câblage réalisée en utilisant trois technologies différentes de câble électrique. Nous les nommerons ICT, RO2V et écranté. L'objectif de la présente étude est de caractériser le réseau électrique dans le domaine fréquentiel vis-à-vis de son impédance d'entrée, des pertes d'insertion et de réflexion, par une approche purement expérimentale.

Ces mesures vont nous permettre de comparer les performances de différentes technologies de câble. La démarche expérimentale et la maîtrise de l'architecture du banc doivent permettre la reproductibilité des mesures.

L'objectif de cette campagne de mesure est l'analyse statistique du comportement des canaux de propagation CPL dans la bande 1MHz-30MHz et la comparaison du comportement fréquentiel des trois types de câble électrique [52].

4.1 Description du banc de test PLC READY et des configurations de mesure

Le banc de test PLC READY (voir Figure 94) représente un réseau électrique modulable et permet de réaliser diverses topologies d'un réseau électrique domestique (bus, étoile et dérivation). Il est divisé en quatre branches de différentes longueurs. Toutes les branches sont précédées par un disjoncteur magnétothermique et un disjoncteur différentiel de 30mA. Les branches 2 et 3 sont protégées en plus par un parafoudre de type A. Le banc a été câblé de manière à garder une distance minimale de 50cm entre les câbles afin de limiter les couplages.

L'originalité de ce banc réside dans sa structure qui a été réalisée en utilisant trois types de câble :

- ICT, trois fils électriques de 2,5mm² passés dans une gaine,
- RO2V, câble électrique de type 3G 2,5 mm²,
- Écranté, câble électrique de type 3G 2,5 mm² entouré par un mince film conducteur mis à la terre.

Le banc de test est alimenté en monophasé et isolé en amont par un filtre monophasé et un transformateur d'isolement afin d'éliminer toutes les perturbations couplées ou provoquées par d'éventuels éléments perturbateurs connectés au réseau électrique du site. Il est important de noter que les câbles électriques ne sont pas très éloignés du reste du réseau électrique et des phénomènes de couplage peuvent intervenir même après l'étage de filtrage.

Nous avons réalisé trois types de mesure selon les méthodes précédemment décrites (cf. 2.2): mesure de bruit, mesure d'impédance d'entrée et mesure de paramètres de transmission.

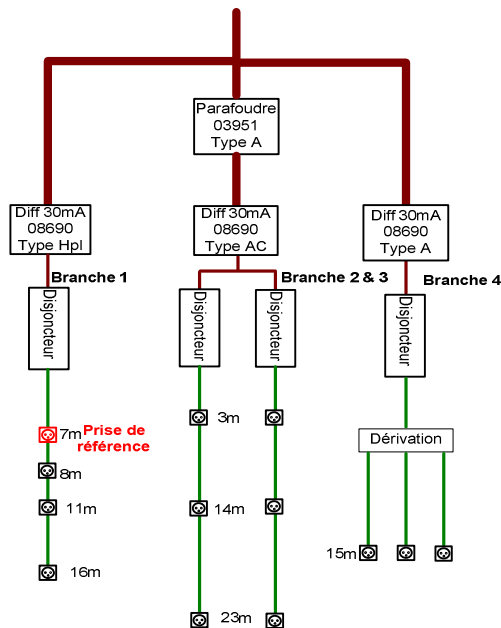


Figure 94. Schéma synthétique du banc de test

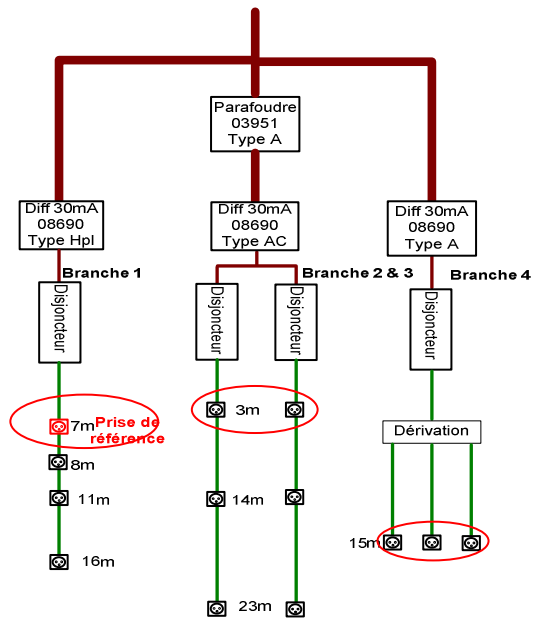


Figure 95. Points de mesure de la DSP maximale du bruit

Le banc de test étant modulable, les mesures ont été réalisées dans les conditions suivantes. Seules les quatre branches d'une technologie donnée sont alimentées en activant les disjoncteurs ainsi que les différentiels installés en amont. Les autres câbles sont mis hors tension en ouvrant les disjoncteurs et différentiels correspondants.

La densité spectrale du bruit a été mesurée sur la première prise de chaque branche pour les trois types de câble (voir Figure 95). Les résultats de mesure servent à la fois à étalonner le banc et à comparer la sensibilité de chaque type de câblage vis-à-vis de son environnement électromagnétique.

L'impédance d'entrée du réseau électrique a été mesurée sur chaque première prise de chaque branche du banc et sur les deux prises supplémentaires de la branche 2 (voir Figure 96). Il est important de noter que le module et la phase de cette impédance reflètent les comportements inductif et capacitif du réseau électrique en fonction de la fréquence.

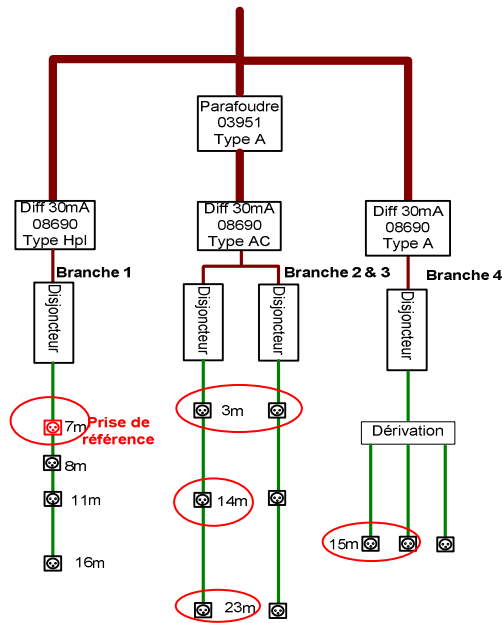


Figure 96. Points de mesure de l'impédance d'entrée

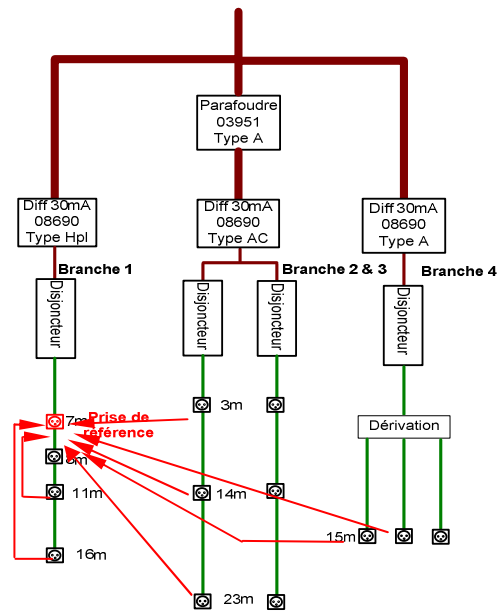


Figure 97. Mesure des pertes d'insertion

Les pertes d'insertion S_{21} ont été mesurées entre la prise à 7m de la première branche (choisie comme prise de référence) et les autres prises du banc, pour chaque type de câble donné (voir Figure 97).

4.2 Mesure du bruit électromagnétique du réseau électrique

La Figure 98, la Figure 99 et la Figure 100 représentent respectivement les résultats de mesure de bruit réalisées sur les branches 2, 3 et 4. Les comportements des trois types de câble électrique sont comparés. Nous observons en moyenne le même niveau de bruit sur les trois types de câble dans la bande 150kHz-15MHz. Le Tableau 10 présente la moyenne du bruit mesuré sur les trois types de câble. Les résultats montrent que le câble écranté présente un niveau de bruit plus faible que les autres dans la bande 15MHz-30MHz. Compte tenu du faible écart entre les bruits moyens observés sur les deux sous-bandes, il est très difficile de trouver une explication à la différence de niveau de bruit. Cependant nous favorisons l'hypothèse que le bruit mesuré sur le banc est principalement de nature conduite dans la bande 150kHz-15MHz et plutôt capté par rayonnement dans la bande 15MHz-30MHz. Pour vérifier cette hypothèse, il est indispensable d'effectuer des mesures en mode rayonné afin d'évaluer la susceptibilité du câble écranté vis-à-vis des perturbations rayonnées. Il faut également confronter les résultats de mesure de bruit présentés avec une mesure du champ électromagnétique ambiant.

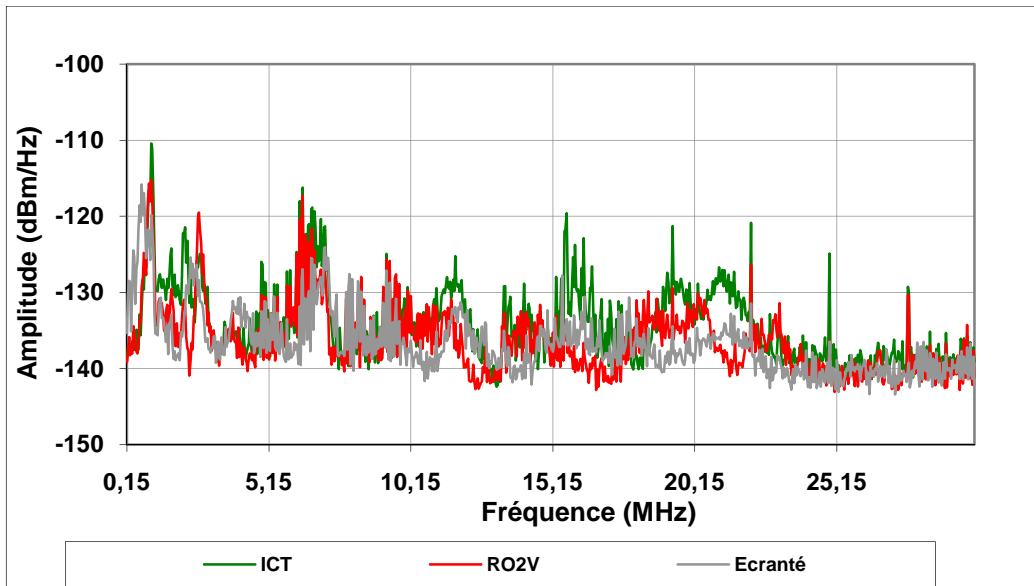


Figure 98. Effet du type de câble sur le bruit – Branche 2 – Prise à 3m

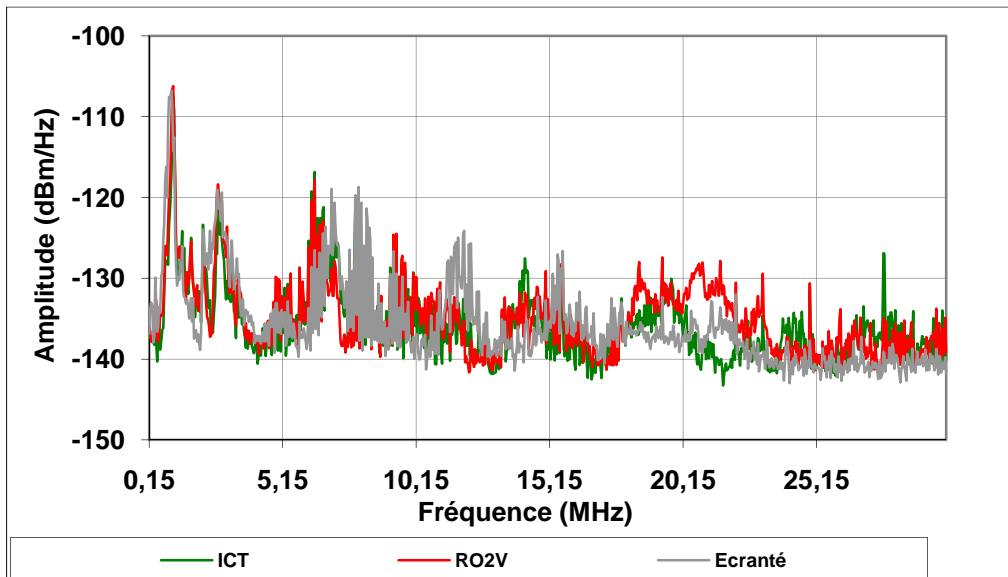


Figure 99. Effet du type de câble sur le bruit – Branche 3 – Prise à 3m

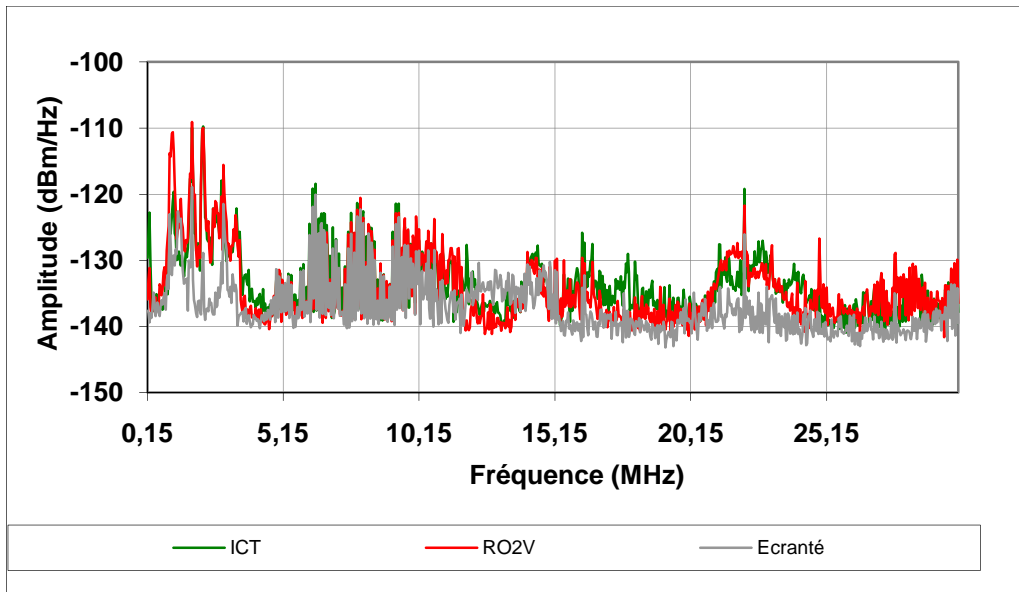


Figure 100. Effet du type de câble sur le bruit – Branche 4 – Prise à 15m

Nous présenterons dans le chapitre 4 une comparaison entre le câble RO2V et le câble écranté en terme de champ émis dans l'espace lors d'une transmission CPL. Cela nous donnera une idée sur l'efficacité de l'écran électromagnétique réalisé.

Il est important de stipuler que les mesures de bruit présentées dans cette partie ont été réalisées à l'aide d'un coupleur et d'un analyseur de spectre. Nous avons utilisé une détection crête positive et le mode MAXHOLD pendant plusieurs balayages jusqu'à obtenir le maximum du spectre. Les perturbations observées ne sont pas nécessairement de type stationnaire.

Tableau 10. Moyenne du bruit mesuré sur les trois types de câbles

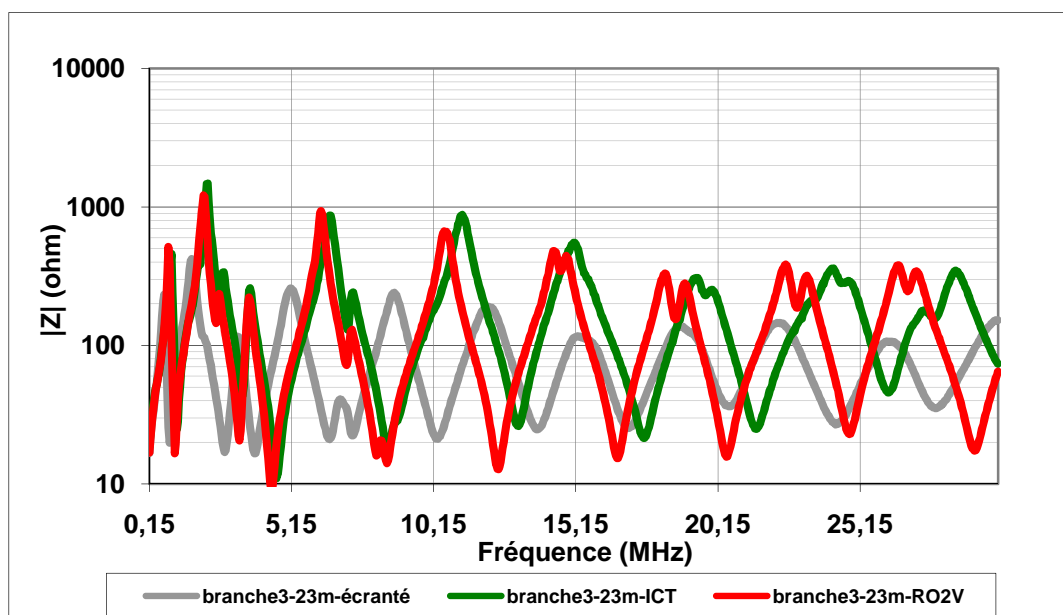
	Branche 2			Branche 3			Branche 4		
	ICT	RO2V	Écrant é	ICT	RO2V	Écrant é	ICT	RO2V	Écrant é
DSP moyenne du bruit (dBm/Hz) dans la bande 0,15-15MHz	-133	-136	-137	-133	-132	-131	-133	-132	-131
DSP moyenne du bruit (dBm/Hz) dans la bande 15-30MHz	-138	-142	-145	-142	-140	-143	-140	-140	-144

4.3 Mesure de l'impédance d'entrée du réseau électrique

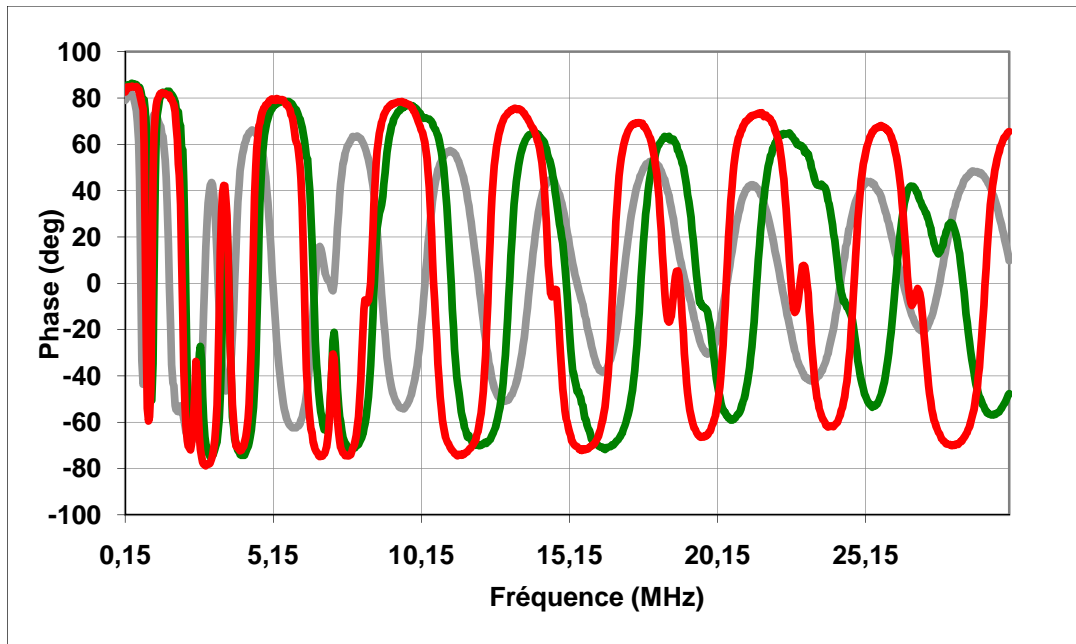
Les mesures de l'impédance d'entrée ont été réalisées à l'aide d'un analyseur d'impédance et d'un coupleur, tel que décrit dans la partie 1 de ce chapitre. La Figure 101, a) et b) superpose le module et la phase des impédances d'entrée mesurées à l'extrémité de la branche 3 (prise à 23m) sur les trois types de câble.

Nous constatons que les câbles ICT et RO2V ont un comportement similaire avec un léger décalage fréquentiel. Cette légère différence est due à l'écartement irrégulier entre les fils (phase et neutre) du câble ICT. Ceux du câble RO2V sont entourés par une gaine permettant d'avoir une distance constante entre eux. La distance entre les fils électriques et la permittivité de l'isolant affecte d'une manière directe les paramètres primaires (R, L, C et G) de chaque câble électrique et implicitement son impédance.

Le câble écranté présente une impédance plus faible avec une valeur maximale égale à 400 Ω au lieu de 2k Ω pour le câble RO2V. Cette différence peut être expliquée par la présence d'une capacité supplémentaire entre chaque fil et de l'écran électromagnétique. De plus, en observant simultanément le module et la phase de l'impédance mesurée, nous constatons la présence de changements rapides de phase. Ils sont à l'origine du changement de comportement du réseau électrique (de capacitif en inductif et vice versa). Ces changements de phase sont principalement provoqués par la topologie complexe du réseau et l'impédance de ses éléments électriques.



a) Module



b) Phase

Figure 101. L'impédance d'entrée mesurée sur la prise 23m de la branche 3

Une représentation des résultats précédents sous forme de fonction cumulative de probabilité (notée CDF) permet la comparaison statistique des impédances d'entrée mesurées sur les trois types de câble. Cette fonction informe sur la probabilité d'avoir une impédance inférieure à une valeur donnée (abscisse) pour une configuration fixée. Le calcul est réalisé à partir d'une trentaine de mesures. La Figure 102, représente cette fonction cumulative de probabilité pour le module et la phase de l'impédance d'entrée mesurée au niveau de la prise 23m de la branche 3 pour les trois câbles ICT, RO2V et écranté. Le Tableau 11 résume les valeurs du module et de la phase de l'impédance d'entrée à une probabilité respectivement de 10%, 50% et 99%.

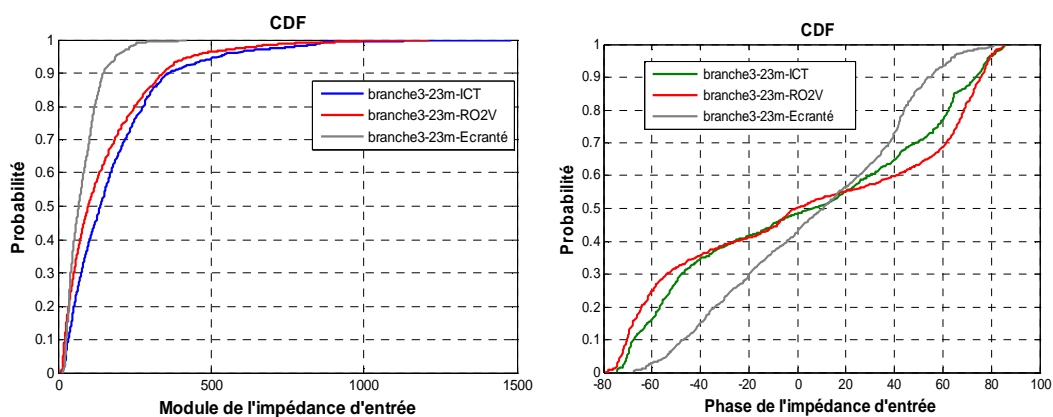


Figure 102. Fonction cumulative de probabilité de l'impédance d'entrée

Nous pouvons noter que 50% des valeurs du module de l'impédance mesurée sont inférieures à 139Ω pour le câble ICT, 99Ω pour le câble RO2V et 68Ω pour le câble écranté. Aussi 99% des valeurs sont inférieures à 843Ω pour le câble ICT et le câble RO2V et à 290Ω pour le câble écranté. Ce dernier présente en effet une impédance maximale plus faible. Les câbles RO2V et ICT ont des caractéristiques proches qui diffèrent de celles du câble écranté. Ceci est dû à la présence de l'écran autour des 3 conducteurs (phase, neutre et terre).

Tableau 11. Caractéristiques statistiques de l'impédance d'entrée

Probabilité	ICT	RO2V	Écranté	
10%	33Ω	22Ω	27Ω	Module (Ω)
50%	139Ω	99Ω	68Ω	
90%	420Ω	405Ω	179Ω	
10%	-66°	-70°	-46°	Phase (deg)
50%	0°	0°	0°	
99%	55°	72°	76°	

Les résultats de mesure d'impédance réalisée sur les trois types de câble nous ont permis de distinguer le comportement du câble écranté caractérisé par une impédance faible comparée à celles des câble ICT et RO2V. Par ailleurs, le câble ICT et le câble RO2V présentent un comportement similaire en termes d'impédance avec un léger décalage fréquentiel entre leurs courbes.

Dans la suite de l'étude nous allons nous intéresser à la caractérisation expérimentale du banc de test en termes de pertes d'insertion.

4.4 Mesure des pertes d'insertion (paramètre S_{21})

Rappelons que les pertes d'insertion ont été mesurées entre la prise 7m de la première branche et les autres prises pour un type de câble donné. Le paramètre S_{21} est généralement considéré comme étant la fonction de transfert du canal de propagation mesurée sous une impédance de référence donnée, afin de s'affranchir du phénomène de désadaptation d'impédance entre le générateur de l'analyseur de réseau et le dispositif à caractériser.

Observons tout d'abord les pertes d'insertion entre deux prises d'une même branche et l'effet de la technologie des câbles sur ce paramètre (Figure 103). Nous constatons que les câbles ICT et RO2V présentent le même nombre d'évanouissements avec un léger décalage fréquentiel variable en fonction de la fréquence. Le câble écranté présente le même nombre d'évanouissements spectraux avec un décalage fréquentiel assez important sur toute la bande étudiée. L'atténuation maximale pour chaque type de câble varie de 15dB à 16dB.

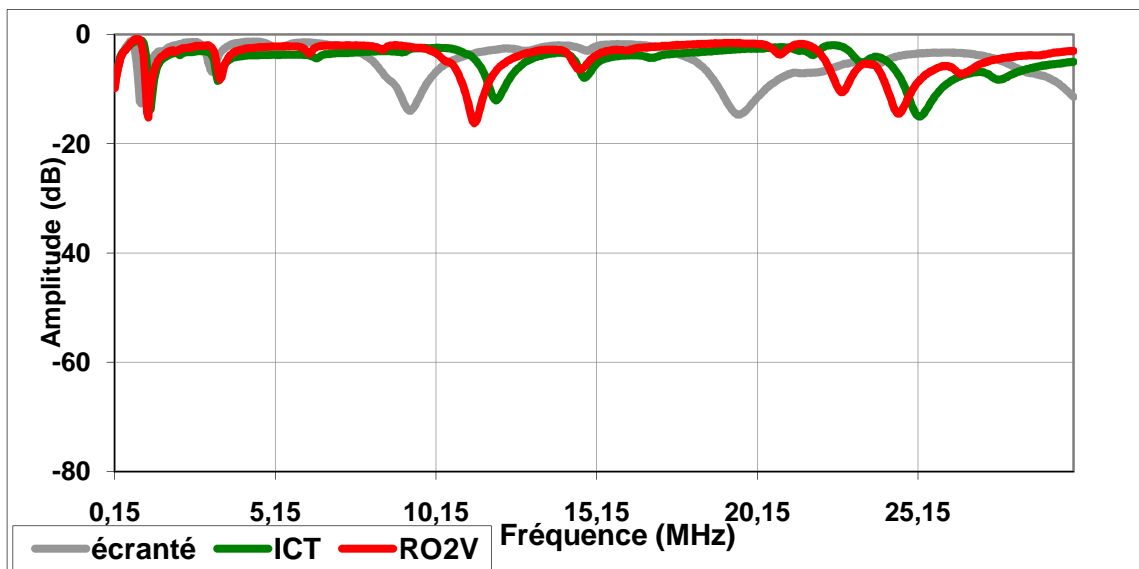


Figure 103. Pertes d'insertion entre 7m et 16m

Les évanouissements spectraux sont principalement provoqués par la topologie du réseau électrique. Leur fréquence centrale et leur amplitude sont liées au type de câble électrique et à l'impédance du réseau électrique. La topologie du réseau électrique du banc est complexe, il est difficile de faire la liaison entre la fréquence centrale de l'évanouissement et la longueur de chaque dérivation.

Considérons à présent la transmission entre deux prises de courant placées sur des branches différentes. La Figure 104 représente les pertes d'insertion entre la prise de référence et la prise 23m de la troisième branche pour les trois types de câble. Nous observons plusieurs évanouissements spectraux dus aux désadaptations d'impédance provoquées à la fois par les éléments du réseau électrique et sa topologie complexe. De plus, nous constatons que les câbles ICT et RO2V ont presque le même comportement fréquentiel dans la bande 150kHz-26MHz et un écart de 10dB à 28MHz. Par ailleurs, le câble écranté présente une atténuation plus importante dans la bande 17MHz-26MHz et des évanouissements spectraux décalés en fréquence, comme déjà signalé sur la Figure 103.

L'atténuation maximale pour chaque type de câble varie entre 65dB et 70dB dans la bande [15MHz, 30MHz]. Elle est beaucoup plus importante que dans le cas précédent. Le canal de propagation devient beaucoup plus sélectif dès que le signal doit traverser les éléments de sécurité de l'installation électrique.

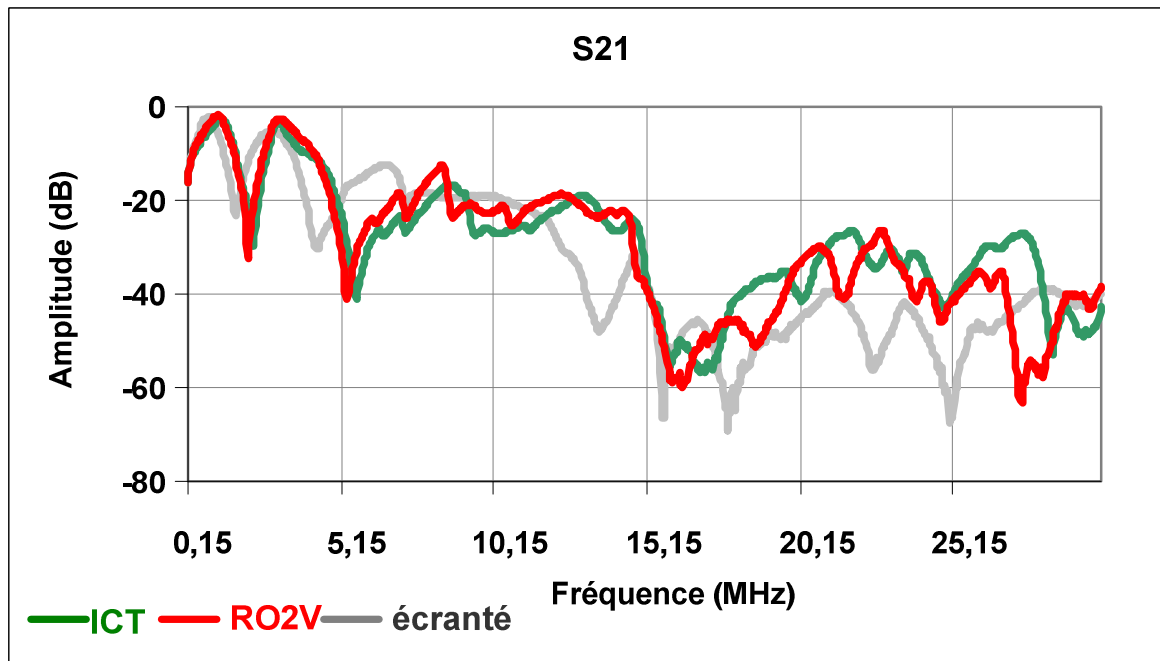


Figure 104. S_{21} entre la prise 7m de la branche 1 et la prise 23m de la branche 3

4.5 Analyse statistique des résultats de mesure

Comme nous avons eu l'occasion de le constater, le canal de propagation CPL sur les réseaux électriques étudiés est très sélectif. Ce comportement est intimement lié au phénomène de désadaptation d'impédance, lui même engendré par la topologie et les différents composants du réseau électrique et des appareils domestiques qui y sont connectés. Parallèlement la transmission CPL à haut débit utilise généralement une modulation OFDM multiporteuse. La conception d'une telle chaîne de transmission capable de s'adapter à toutes les configurations possibles du réseau électriques, nécessite la connaissance parfaite du taux de sélectivité du canal de propagation et son étalement temporel. Ce dernier exprime le fait que le signal à transmettre possède des porteuses qui sont atténuées différemment par le canal de propagation. Ceci provoque une distorsion du signal et favorise l'interférence inter symbole à la réception. Par conséquent, il est très intéressant de caractériser le canal de propagation par ses paramètres statistiques à savoir la bande de cohérence, l'étalement spectral et le coefficient de corrélation du canal afin d'étudier sa stationnarité.

4.6 Critères d'analyse statistique

La bande de cohérence du canal de propagation est une donnée statistique. Elle représente la largeur de bande fréquentielle à partir de laquelle deux porteuses ou fréquences sont considérées comme indépendantes. Autrement dit, le canal de propagation les affectera par une atténuation différente. Le canal est supposé plat dans la bande de cohérence. Ce paramètre reflète d'une façon directe la sélectivité du canal de propagation. La bande de cohérence est estimée à partir du coefficient de corrélation normalisé de l'amplitude de la fonction de transfert du canal nommée $H(f)=S_{21}$. Le calcul de ce coefficient de corrélation est réalisé à l'aide de l'Équation 70 [53].

$$\rho(f) = \frac{E[H(f) \cdot H^*(f + \Delta f)]}{\sqrt{E[|H(f)|^2] E[|H(f + \Delta f)|^2]}} \quad \text{Équation 70}$$

Où :

E est l'espérance ou la moyenne statistique,

f est la fréquence,

Δf est le pas fréquentiel,

H^* est le conjugué de H , elles sont respectivement la fonction de transfert complexe et sa conjuguée.

La bande de cohérence du canal, généralement nommée dans la littérature $B_{c,n}$ est la largeur de la bande de fréquence dans laquelle le coefficient de corrélation normalisé est égal à une valeur n inférieure à 1 (voir Équation 71).

$$\rho(B_c) = n \quad \text{Équation 71}$$

Le canal de propagation CPL est aussi caractérisé par sa réponse impulsionnelle $h(t)$. Elle représente la transposition au domaine temporel de la fonction de transfert $H(f)$ en appliquant la transformée de Fourier inverse. La réponse impulsionnelle du canal de propagation permet l'estimation du comportement moyen du canal en puissance à travers le profil moyen des retards qui est déduit de $h(t)$.

$$P_m(t) = E\left[|h(t)|^2\right] \quad \text{Équation 72}$$

Le profil de puissance P_m permet de définir l'étalement temporel. Il correspond au retard temporel maximal représentant l'écart de temps entre l'arrivée du premier signal de forte amplitude et de son écho atténué de X dB. La valeur de cette atténuation est nommée seuil de détection de trajet et généralement fixée à 20dB ou 30dB.

En pratique la réponse impulsionnelle est échantillonnée en N points dans le temps et généralement exprimée sous une forme discrète (voir Équation 73).

$$h(t) = \sum_i^N \alpha_i \delta(t - \tau_i) \quad \text{Équation 73}$$

Où α_i est une valeur complexe associée au retard τ_i .

L'étalement des retards induits par le canal de propagation est caractérisé par les deux grandeurs statistiques suivantes [54]:

- le moment centré d'ordre 1 du profil moyen des retards noté τ_m (appelé étalement moyen),
- la racine carrée du moment centré d'ordre 2 du profil moyen des retards appelé σ_c et généralement noté dans la littérature τ_{RMS} (Root Mean Square). Il représente l'écart type des retards par rapport au retard moyen.

Le premier paramètre représente l'étalement des retards moyens et le deuxième correspond à l'écart type de l'étalement des retards. Ils sont exprimés respectivement par l'Équation 74 et l'Équation 75.

$$\tau_m = \frac{\sum_{\tau_{max}} |\alpha_i|^2 \tau_i}{\sum_{\tau_{max}} |\alpha_i|^2} = \frac{\sum P(\tau_i) \tau_i}{\sum P(\tau_i)} \quad \text{Équation 74}$$

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\bar{\tau}^2 - \tau_m^2} \quad \text{Équation 75}$$

Pour illustrer ce principe nous avons calculé le profil de puissance de la réponse impulsionnelle obtenue en appliquant l'IFFT sur la fonction de transfert représentée sur la

Figure 104 (câble ICT). Le résultat obtenu est représenté sur la Figure 105. A partir de cette courbe nous pouvons déduire l'étalement temporel maximal pour un seuil de détection égal à -30dB par rapport à l'amplitude du premier trajet. Les trajets ayant une amplitude plus faible ne sont pas pris en considération en supposant que leur effet est négligeable. L'étalement temporel maximal est utilisé dans le calcul de l'étalement temporel moyen τ_m et le moment d'ordre deux de l'étalement temporel noté $\bar{\tau}^2$ (voir respectivement l'Équation 74 et l'Équation 76). Ces deux derniers éléments permettent la déduction de τ_{RMS} .

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_{\tau_{max}} |\alpha_i|^2 \tau_i^2}{\sum_{\tau_{max}} |\alpha_i|^2} = \frac{\sum_{\tau_{max}} P(\tau_i) \tau_i^2}{\sum_{\tau_{max}} P(\tau_i)} \quad \text{Équation 76}$$

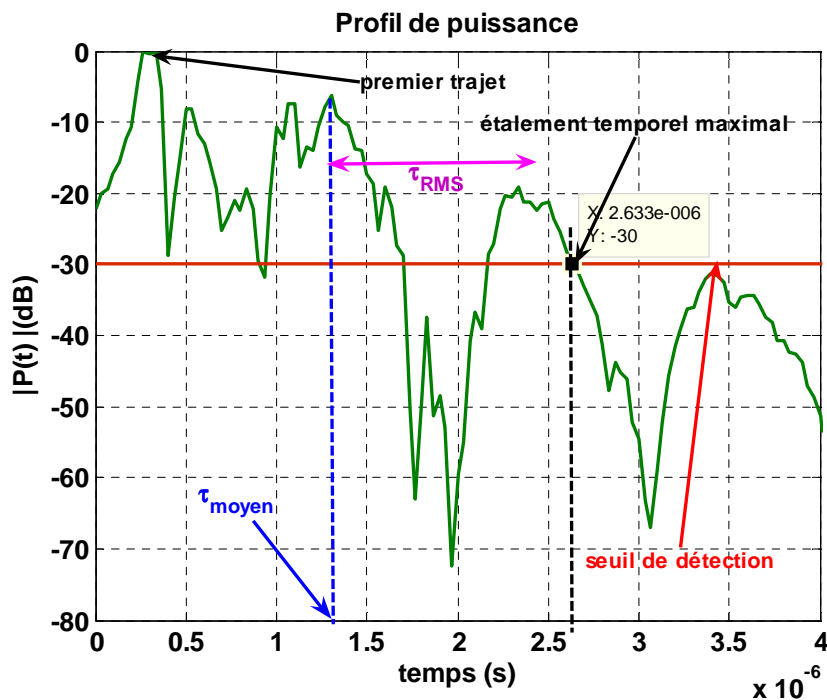


Figure 105. Profil de puissance de la fonction de la réponse impulsionnelle entre la prise de référence et la prise 23m de la troisième branche

L'étalement temporel engendré par le réseau électrique dans la bande CPL est un élément décisif pour le dimensionnement d'une chaîne de transmission CPL. Il représente concrètement l'interférence inter symbole OFDM dans le temps (noté ISI). Sa durée est prise en compte lors du choix de la longueur du symbole OFDM afin de limiter ces interférences. Pour remédier à ce problème, la spécification HomePlug 1.1 prévoit un intervalle de garde après chaque symbole OFDM noté GI (Guard Interval) dont la valeur peut être égale à 600ns ou à 2,6µs ou à 42,16µs.

Plusieurs études statistiques ont été menées afin de déterminer l'étalement temporel du réseau électrique. Les travaux présentés dans [55] montrent que l'étalement temporel du réseau électrique domestique étudié est inférieur à $3\mu\text{s}$ pour un seuil de détection inférieur de -30dB . Dans [56], le réseau électrique étudié présente un étalement temporel maximal de $4\mu\text{s}$ pour un seuil de détection égal à -20dB . Dans [53], les réponses impulsionnelles mesurées sur différents réseaux électriques domestiques sont classées selon la tendance de la fonction de transfert en fonction de la fréquence dans 9 classes différentes. La valeur maximale de l'étalement temporel observé est inférieure à $4,58\mu\text{s}$ pour un seuil de détection égal à -30dB .

4.7 Analyse statistique des pertes d'insertion

Dans le but d'étudier l'impact de la sélectivité du canal de propagation sur la bande de cohérence du canal, nous avons calculé la bande de cohérence pour deux configurations différentes. La première dite liaison directe où l'émetteur et le récepteur se trouvent sur la même branche, la deuxième dite liaison indirecte où l'émetteur et le récepteur sont sur deux branches différentes. La bande de cohérence est estimée pour les trois valeurs de corrélation (0,5, 0,7 et 0,9) et pour les trois types de câbles (ICT, RO2CV et écranté), ce qui permettra la comparaison du comportement des différentes technologies de câble en terme de bande de cohérence.

4.7.1 Liaison directe

En liaison directe, l'émetteur est connecté sur la branche 1, le récepteur est branché tantôt à la prise 11m tantôt à la prise 16m (voir Figure 94). La Figure 106 et la Figure 107 représentent les coefficients de corrélation calculés pour les deux configurations pour les trois types de câble.

Nous pouvons constater que les trois caractéristiques de la Figure 106 décroissent linéairement dans la bande 150kHz-7MHz pour atteindre un coefficient de corrélation égal à 0,25. Ensuite, nous observons une variation non monotone dans la bande 8MHz-30MHz pour les trois types de câble.

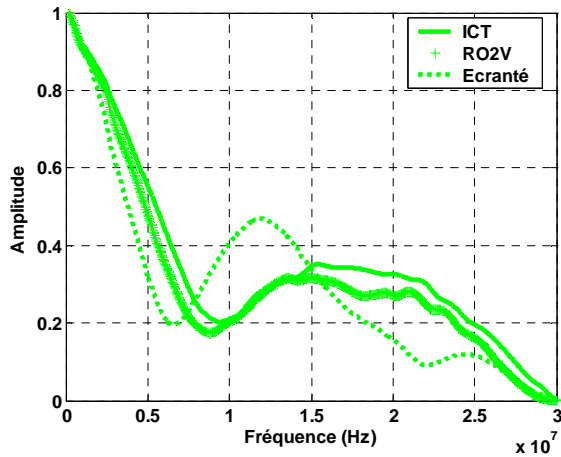


Figure 106. Fonction d'auto corrélation pour les trois types de câble-prise 7m et prise 11m

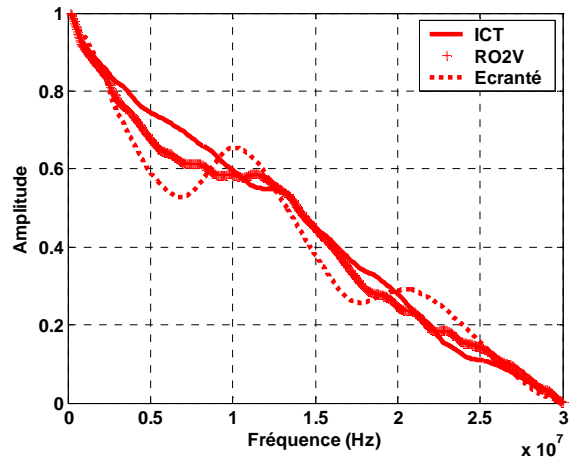


Figure 107. Fonction d'auto corrélation pour les trois types de câble-prise 7m et prise 16m

Dans le second cas, la Figure 107 montre que la fonction d'auto corrélation a une tendance linéaire décroissante sur toute la bande étudiée, contrairement au premier cas, et ceci pour les trois types de câble même si pour le câble écrané cette décroissance est non monotone. Cette différence de comportement est liée à la position du récepteur. Placé sur la même branche que l'émetteur, il se trouve soit à un point d'accès unique en terme de trajets de propagation (extrémité du câble) soit à un point d'accès multiple (les signaux peuvent arriver de deux directions différentes). Par conséquent, dans ce cas des phénomènes multitrajets plus au moins importants sont susceptibles d'apparaître.

Afin de mieux mettre en évidence les résultats des courbes précédentes et d'identifier les phénomènes multitrajets, nous avons calculé la bande de cohérence (pour les trois niveaux de corrélation 0,5, 0,7 et 0,9) pour les deux configurations. Les résultats sont représentés sur la Figure 108. Nous rappelons que la bande de cohérence est estimée à partir du coefficient d'auto corrélation représenté sur la Figure 106 et la Figure 107.

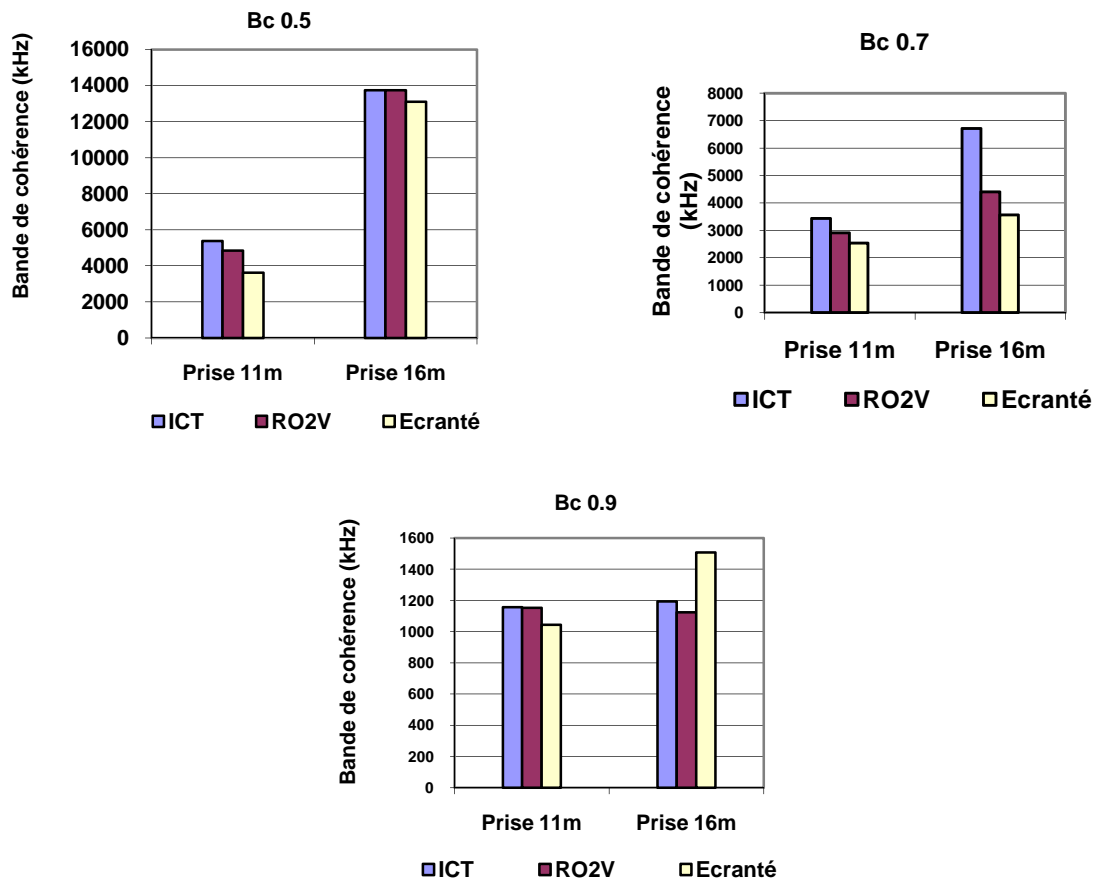


Figure 108. Bande de cohérence pour les trois niveaux de corrélation 0,5, 0,7 et 0,9, pour les trois types de câble

Nous constatons que les bandes de cohérence $B_{c0.9}$, $B_{c0.7}$ et $B_{c0.5}$ sont globalement plus importantes dans le cas où le récepteur est branché à 16m. Dans ce cas, le récepteur se trouve à la terminaison de la branche 1 et l'émetteur à la prise 7m sur une ramification. Dans le second cas, l'émetteur est toujours à la prise 7m tandis que le récepteur est aussi connecté à une ramification, elle même terminée par un circuit-ouvert (voir Figure 109). Ainsi le nombre et l'amplitude des évanouissements spectraux augmentent [57]. La ramification vue par le récepteur engendre un évanouissement plus important aux alentours de 11MHz (voir Figure 110). Par ailleurs, le câble écrané présente généralement une bande de cohérence plus faible.

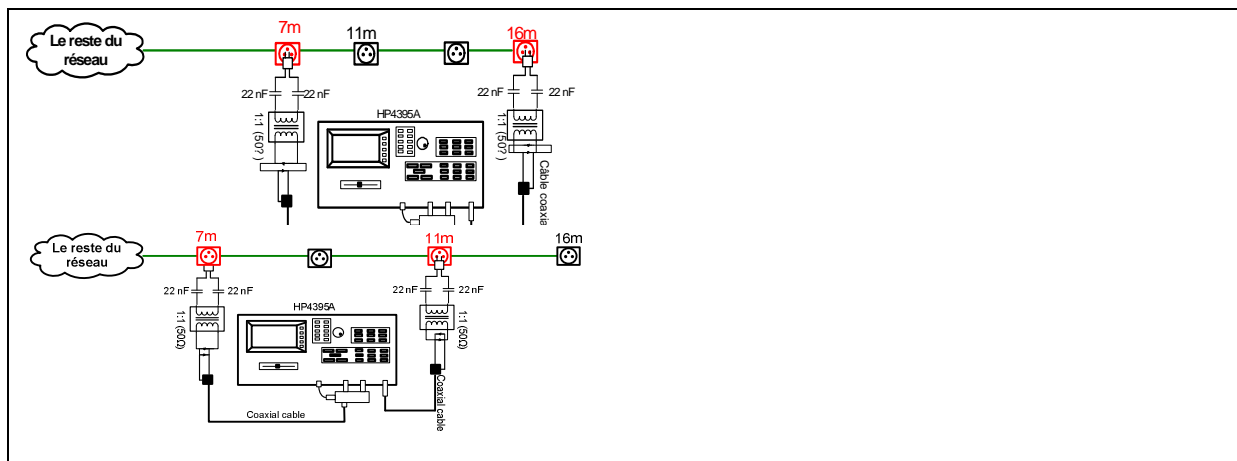


Figure 109. Configurations de mesure sur liaisons directes

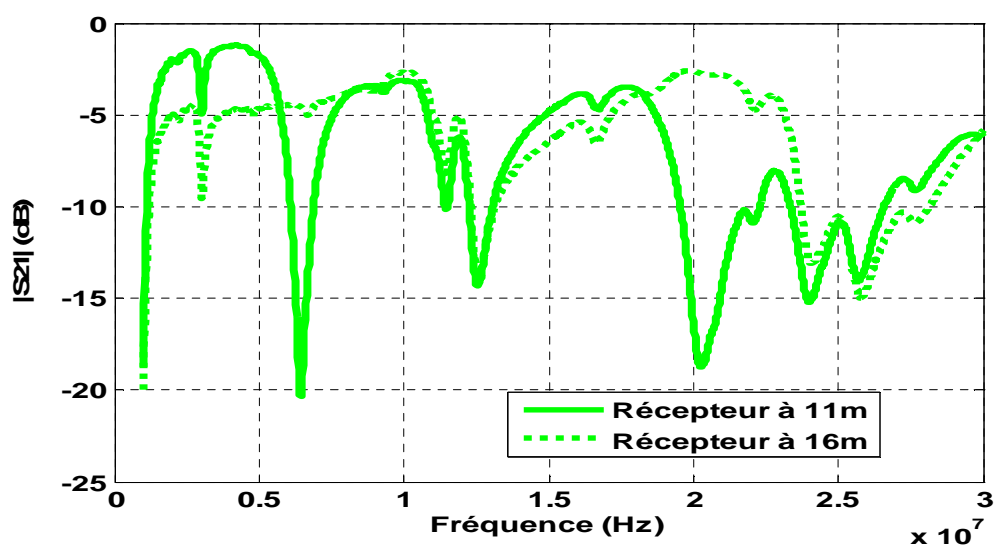


Figure 110. Perte d'insertion liaisons directes

4.7.2 Liaison indirecte

Appliquons la même démarche dans le cas où le récepteur est placé sur une prise d'une branche différente de celle de l'émetteur. La Figure 111 et la Figure 112 présentent les pertes d'insertion mesurées et le coefficient d'auto corrélation calculé en fonction de la fréquence. Ces résultats sont obtenus respectivement pour les conditions où le récepteur est connecté à la prise d'extrémité de la branche 3 et à la prise de l'extrémité de la branche 4 (voir Figure 94). Nous constatons que dans les deux cas, le coefficient d'auto corrélation décroît plus rapidement en fonction de la fréquence en comparaison avec celui des liaisons directes présentées précédemment. Cette décroissance rapide est produite par l'effet multitrajet déjà observé d'une manière très importante sur les courbes des pertes d'insertion (voir Figure 112). Cela est dû à la complexité du réseau électrique entre l'émetteur et le récepteur dans le cas d'une liaison interbranche. Le signal émis doit traverser plusieurs points de désadaptation

d'impédance le long de son trajet de propagation avant d'arriver au point de réception. Citons les disjoncteurs, les différentiels, les boîtes de dérivation et les autres éléments du réseau électrique. La conséquence est un comportement sélectif important du canal de propagation.

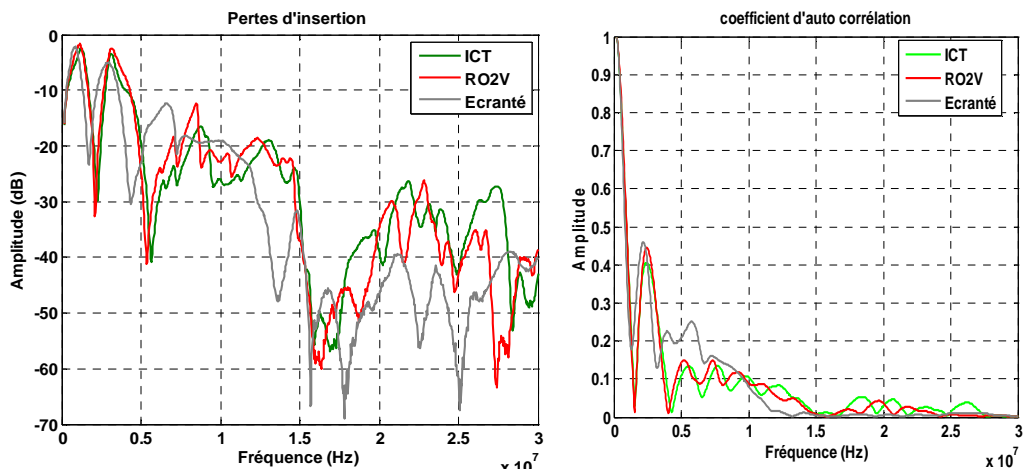


Figure 111. Cas 1-récepteur branché à la prise 23m de la branche 3

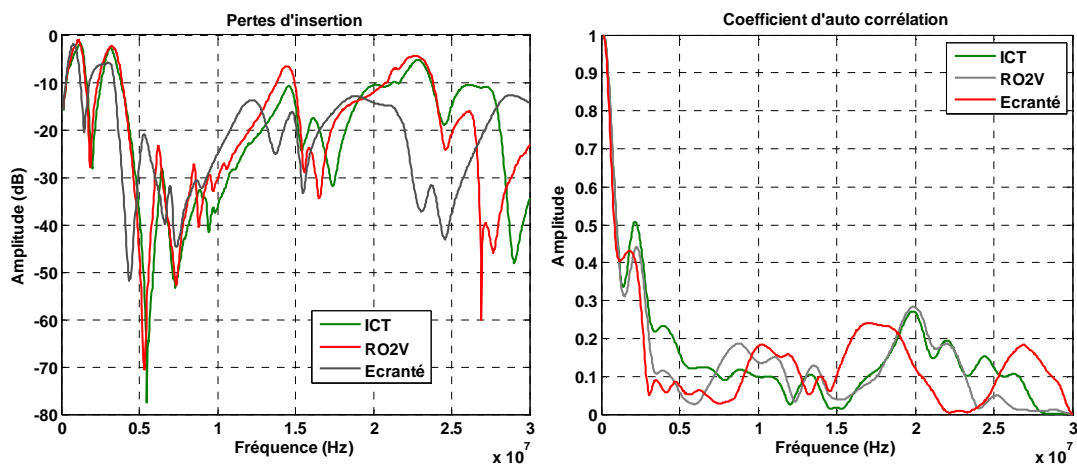


Figure 112. Cas 2-récepteur branché à la prise 15m de la branche 4

Le Tableau 12 compare les valeurs de la bande de cohérence obtenues suivant le type de câble puis pour une liaison entre deux branches :

- Liaison directe (LD) : récepteur connecté à la prise 16m de la première branche
- Liaison indirecte (LIND) : récepteur connecté à la prise 23 de la troisième branche

Nous pouvons noter que la bande de cohérence $B_{c,0.9}$ est réduite d'un rapport de 3,3 pour les trois types de câble lors d'une liaison indirecte. Ce rapport varie entre 5,7 et 10 pour $B_{c,0.7}$ et entre 15 et 19,7 pour $B_{c,0.5}$. Nous en déduisons que le raccordement de deux modems CPL sur deux branches différentes favorise fortement la propagation multitrajet, ce qui réduit considérablement la bande de cohérence du canal de propagation CPL. Cependant, le standard

HomePlug 1.1 emploie 1155 sous-porteuses dans la bande 1,8kHz-30MHz, ce qui donne un espacement de 24,24kHz entre chacune d'elles. Ainsi la spécification HomePlug AV ver 1.1 reste applicable aux cas présentés.

Tableau 12. Bande de cohérence-Liaison directe et indirecte

	ICT		RO2V		Écranté	
	LD	LIND	LD	LIND	LD	LIND
$B_{C,0.5}$	13,9MHz	934kHz	14MHz	710kHz	13,09MHz	822kHz
$B_{C,0.7}$	6,86MHz	672kHz	4,08MHz	710kHz	4MHz	635kHz
$B_{C,0.9}$	1,37MHz	412kHz	1,12MHz	449kHz	1,5MHz	411kHz

5 Étalement temporel du canal (Spread Delay)

Dans le cadre de notre étude nous avons caractérisé le banc de test PLC READY en terme d'étalement temporel extrait de la réponse impulsionnelle. Cette dernière est déduite à partir de la fonction de transfert mesurée du banc de test dans le domaine fréquentiel (pour les trois types de câble : ICT, RO2V et écranté). Le coefficient τ_{RMS} est calculé à partir de l'Équation 75 pour les deux configurations précédemment décrites (cf. 4.7). Pour chaque type de configuration, deux valeurs sont considérées, la valeur maximale et la valeur minimale de τ_{RMS} . Les résultats sont résumés dans le Tableau 13.

Tableau 13. Étalement temporel

	ICT		RO2V		Écranté	
	LD	LIND	LD	LIND	LD	LIND
τ_{RMS} maximal	199,9ns	756,5ns	147ns	665,9ns	146,4ns	594ns
τ_{RMS} minimal	54,6ns	364,5ns	65,2ns	423ns	76,15ns	436,5ns

Contrairement à la bande de cohérence, l'étalement temporel est multiplié d'un rapport allant de 3,7 à 4 pour les trois types de câble lors d'une liaison indirecte. Comme nous avons pu le constater précédemment, le raccordement de deux modems CPL sur deux branches différentes favorise fortement la propagation multitrajet. Cela augmente considérablement l'étalement temporel engendré par la topologie du réseau électrique. En effet, la bande de cohérence et l'étalement temporel renseignent sur le même phénomène.

Par ailleurs, l'étalement temporel minimal est observé lors d'une liaison directe pour le câble ICT. Sa valeur maximale est aussi obtenue pour le même type de câble lors d'une liaison indirecte. Le câble RO2V et le câble écranté présentent un étalement temporel minimal très proche lors d'une liaison indirecte et un étalement temporel maximal similaire lors d'une liaison directe. Cependant, l'écart entre l'étalement temporel maximal pour les trois types de câble électrique est inférieur à 50ns lors d'une liaison directe et à 171ns lors d'une liaison indirecte. Nous pouvons considérer que l'étalement temporel est principalement affecté par la topologie du réseau électrique. Par ailleurs, les trois valeurs d'intervalle de garde prévues par la spécification HompePlug 1.1 couvrent l'ensemble des valeurs obtenues pour l'étalement temporel.

6 Variabilité du canal de propagation CPL en fonction du temps

La réponse fréquentielle des canaux de propagation CPL, dépend de la topologie du réseau électrique et de l'impédance des appareils électriques domestiques. La variation du caractère fréquentiel des canaux de propagation CPL en fonction du temps est tributaire de la variation de la topologie du réseau électrique et de celle de l'impédance des appareils électriques. La topologie du réseau électrique varie lentement en fonction du temps, alors que l'impédance des appareils électriques change rapidement en fonction du temps, généralement d'une manière asynchrone avec la tension secteur 50Hz.

Dans le but d'étudier la variabilité des canaux de propagation CPL dans la bande 150kHz-30MHz, nous avons mesuré les pertes d'insertion d'un réseau électrique domestique à des instants différents. Les mesures ont été réalisées entre deux prises électriques dans la maison numérique du Laboratoire des Applications Numériques. Les pertes d'insertion sont mesurées à l'aide d'un analyseur de réseau selon le protocole de mesure décrit précédemment (cf. 2.2). Il est important de noter que durant cette campagne de mesure nous avons supposé que le comportement fréquentiel des canaux de propagation CPL ne change pas pendant le temps de balayage de l'analyseur.

Nous avons représenté les résultats de mesure sous forme d'un spectrogramme afin de mieux voir la variation du canal en fonction du temps et de la fréquence. Nous pouvons constater une variation aperiodique lente du canal de propagation CPL en fonction du temps. Cette variation est constatée dans les intervalles de temps [0-20] minutes et [100-120] minutes. Ce changement est dû à la variation de la topologie et de l'impédance des

appareils et des éléments électriques. Pour estimer cette variation, nous avons calculé le coefficient de corrélation en fonction de la fréquence des valeurs successives du paramètre S_{21} mesuré (voir Figure 114)

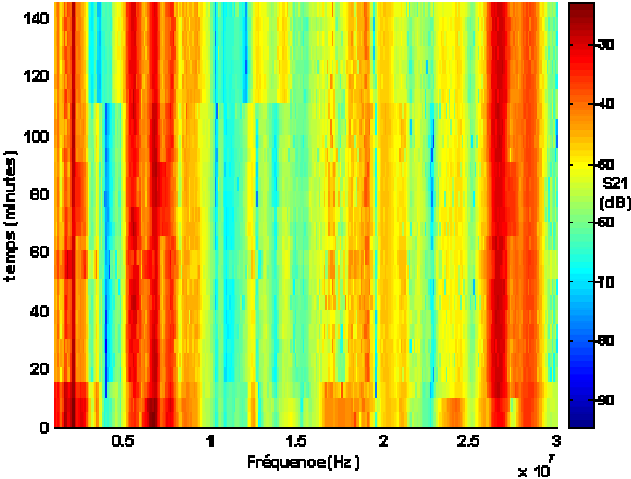


Figure 113. Spectrogramme de la variation temporelle des pertes d'insertion

Le coefficient de corrélation obtenu varie entre 1 et 0,93 dans la bande 150kHz-8MHz et entre 1 et 0,97 dans la bande 8MHz-30MHz. Nous en déduisons que la réponse fréquentielle du réseau électrique caractérisé varie peu en fonction du temps. Il est important de noter que les résultats obtenus ne concernent pas les variations très rapides du canal de propagation.

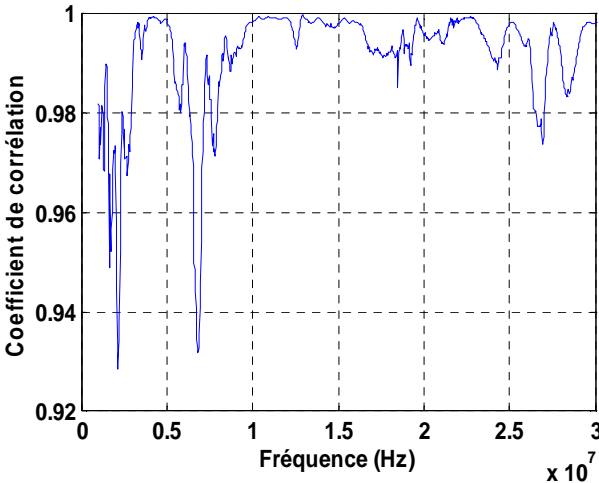


Figure 114. Coefficient de corrélation

7 Conclusion

Nous venons d'analyser l'impact d'une dérivation sur la réponse fréquentielle d'un réseau électrique simple et de présenter la caractérisation expérimentale d'un réseau électrique représentatif d'une installation électrique domestique (banc PLC READY).

Les résultats obtenus montrent que la longueur de la dérivation entre l'émetteur et le récepteur détermine les fréquences d'évanouissements spectraux. L'atténuation engendrée est tributaire de la position de la dérivation sur le câble de liaison direct entre les modems émetteur et récepteur. Si l'extrémité de cette dérivation est adaptée, l'atténuation est minimale. Par ailleurs, une faible impédance connectée en parallèle du modem récepteur favorise la désadaptation d'impédance au point de connexion. Par conséquent, le signal CPL émis sera considérablement réfléchi du point de réception vers la ligne électrique.

Une approche de caractérisation expérimentale a été ensuite menée pour étudier le comportement du banc de test appelé PLC-READY en termes d'impédance, de pertes d'insertion, de bande de cohérence et d'étalement temporel. Ainsi nous avons comparé trois types de câble (ICT, RO2V et écrané). L'analyse statistique appliquée aux résultats de mesure de l'impédance d'entrée du réseau montre que l'impédance des câbles ICT et RO2V est inférieure à 420Ω avec 90% de probabilité et celle du câble écrané est inférieure à 179Ω pour le même critère. Aussi, en termes de pertes d'insertion, le câble écrané se distingue par une atténuation supérieure à celle des câbles ICT et RO2V dans la bande de fréquences 17MHz-26MHz. La bande de cohérence et l'étalement temporel des canaux de propagation CPL sont principalement affectés par la topologie du réseau électrique. Ils dépendent du nombre de dérivations connectées entre l'émetteur et le récepteur.

L'étude de la variation des canaux de propagation CPL en fonction du temps montre que son état change peu. Cette étude doit être approfondie afin de prendre en considération la variation rapide de ces canaux provoquée par le fonctionnement des appareils électriques.

Chapitre 4

Bruit conduit et Champ électromagnétique rayonné

