

Modélisation du réseau électrique domestique

1 Introduction

La fonction de transfert d'un réseau électrique entre deux points d'accès représente l'atténuation et le déphasage que subira le signal CPL durant sa propagation à travers le réseau avant d'atteindre le récepteur. Cette fonction dépend de la topologie du réseau, du type de câble électrique utilisé, des charges connectées aux prises électriques. Nous rappelons que le débit de données lors d'une transmission CPL est tributaire de la fonction de transfert du réseau électrique et du bruit vus par les modems. Par conséquent, l'étude du comportement fréquentiel du réseau électrique devient inévitable afin d'optimiser la transmission des données. Les modèles de propagation permettent de prévoir les performances d'un système ou d'un réseau de transmission sans recourir à des mesures systématiques dont la mise œuvre est lourde et coûteuse.

La modélisation du réseau électrique domestique et la prise en compte de l'effet des charges électriques sur son comportement fréquentiel feront l'objet de l'étude présentée dans ce chapitre. Nous allons présenter dans un premier temps l'état de l'art dans la modélisation du réseau électrique domestique. Dans un second temps, nous décrirons la modélisation rigoureuse d'un câble électrique en utilisant un logiciel commercial de simulation 3D. Cette méthode permettra la détermination des paramètres technologiques du câble électrique à savoir l'angle de perte et la permittivité électrique. Ces paramètres seront utilisés dans le calcul des paramètres primaires du câble électrique. Puis, nous détaillons deux différentes approches de modélisation du réseau électrique domestique. La première est dite déterministe et est basée sur la théorie des lignes de transmission. La deuxième est de type circuit. Cette dernière est divisée en plusieurs parties. La première concerne la modélisation d'un câble électrique en considérant les paramètres primaires constants en fonction de la fréquence. La deuxième porte sur la prise en compte de la variation fréquentielle de la résistance linéique et de la conductance linéique du câble électrique. La troisième est la prise en considération de la dépendance fréquentielle de l'ensemble des paramètres primaires extraits de la mesure suivant deux méthodes distinctes. La modélisation circuit de chaque paramètre primaire est détaillée et validée par la mesure. Enfin, nous décrirons le protocole de mesure de l'impédance des

appareils électriques domestiques. Les résultats obtenus seront intégrés au modèle pour étudier l'impact de ces appareils sur les canaux de propagation CPL.

2 État de l'art dans la modélisation d'un réseau électrique

La technologie CPL consiste à superposer des signaux HF (dans la bande 1,8MHz-30MHz) à un signal BF (50Hz ou 60Hz selon les pays). Elle utilise le réseau de distribution d'énergie comme support physique de transmission. Étant donné que les fils électriques dans l'habitat n'ont pas été conçus pour transporter ces signaux HF, plusieurs phénomènes physiques surgissent lors de la transmission, tels que l'atténuation, la dispersion et le changement de phase. Du fait de sa topologie, le réseau électrique se comporte comme un filtre sélectif en fréquence. Il laisse apparaître plusieurs évanouissements spectraux au niveau de sa réponse fréquentielle. Ce phénomène a un impact considérable sur la largeur de la bande passante exploitée par les modems CPL lors d'une transmission.

Plusieurs études ont été menées sur la modélisation du réseau électrique vis-à-vis des canaux de propagation. Les premiers travaux dans le domaine sont ceux de Philips [19] et Zimmerman [20] [21] sur l'approche multitrajet souvent qualifiée de méthode empirique car les paramètres du modèle sont extraits de la mesure. Cette méthode est basée sur le principe de la réflexion multiple d'un signal HF se propageant sur le réseau électrique. Ce phénomène est principalement engendré par la structure du réseau contenant un certain nombre de discontinuités d'impédance provoquées soit par le branchement de ramifications sur une liaison directe, soit par l'impédance des appareils domestiques. L'avantage de cette approche réside dans la non nécessité connaître la topologie du réseau électrique et les charges domestiques connectées. Cependant, la méthode multitrajet reste très sensible à la précision des mesures ainsi qu'au nombre de trajets pris en considération. La fonction de transfert du réseau électrique entre deux points d'accès est modélisée [21] par l'Équation 7.

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i} \cdot e^{-j2\pi f (d_i / v_p)} \quad \text{Équation 7}$$

Où :

N est le nombre de trajets considérés,

g_i est le coefficient de transmission du trajet i ,

f est la fréquence,

a_0 , a_1 et k sont les paramètres du profil d'atténuation de la fonction de transfert estimés à partir des mesures de la fonction de transfert en utilisant la méthode des moindres carrés,

d_i est la distance du trajet i calculée à partir du temps de propagation et de la vitesse de propagation,

v_p est la vitesse de propagation.

Afin d'illustrer l'approche multitrajet nous considérons la structure d'un réseau électrique simple avec une seule ramification terminée par un circuit-ouvert au point D (voir Figure 20). La structure a été simulée en utilisant le logiciel (CST Design). Elle est excitée au point A par un générateur dont l'impédance est réelle et égale à 50Ω , et fermée sur un récepteur 50Ω connecté au point C. L'impédance Z_r branchée au point D est infinie (circuit-ouvert).

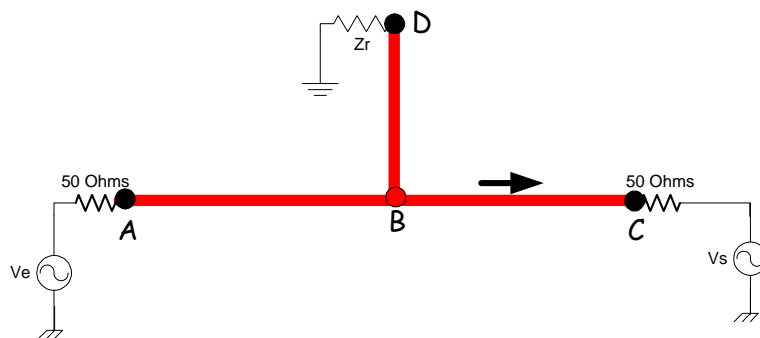


Figure 20. Structure d'un réseau électrique simple

La Figure 21 représente le signal émis (gaussienne large bande 100MHz) et le signal reçu, notés respectivement $V_e(t)$ et $V_s(t)$. Nous observons plusieurs pics significatifs. Le premier correspond au trajet direct (ABC) et les autres correspondant à des trajets indirects (ABDBC, ABCBC....). Connaissant la vitesse de propagation du signal, nous pourrions remplacer l'échelle de temps par la distance. Nous pouvons ainsi identifier le trajet parcouru par chaque partie du signal émis en comparant la distance de chaque pic avec la dimension du réseau électrique.

Par ailleurs, nous constatons la présence de plusieurs pics de faibles amplitudes dus aux réflexions du signal reçues au point C. Ces réflexions sont engendrées par la désadaptation d'impédance entre le réseau électrique et le récepteur. Le signal $V_s(t)$ représente la réponse impulsionnelle du réseau électrique simple considéré. Chaque partie du

signal reçu est caractérisée par son retard et son atténuation par rapport au signal incident. Ainsi les paramètres de l'Équation 7 peuvent être estimés avec précision par l'algorithme FDML (Frequency Domain Maximum Likelihood) ou par la méthode MMP (Method Matrix Pencil) présentées dans [22]. Le premier algorithme est initialement conçu pour les trajets de propagation d'un signal radio Ultra Large Bande. Le deuxième est une méthode d'analyse à haute résolution. Cette méthode donne une meilleure précision avec un temps de calcul plus important dans l'estimation des trajets multiples [23].

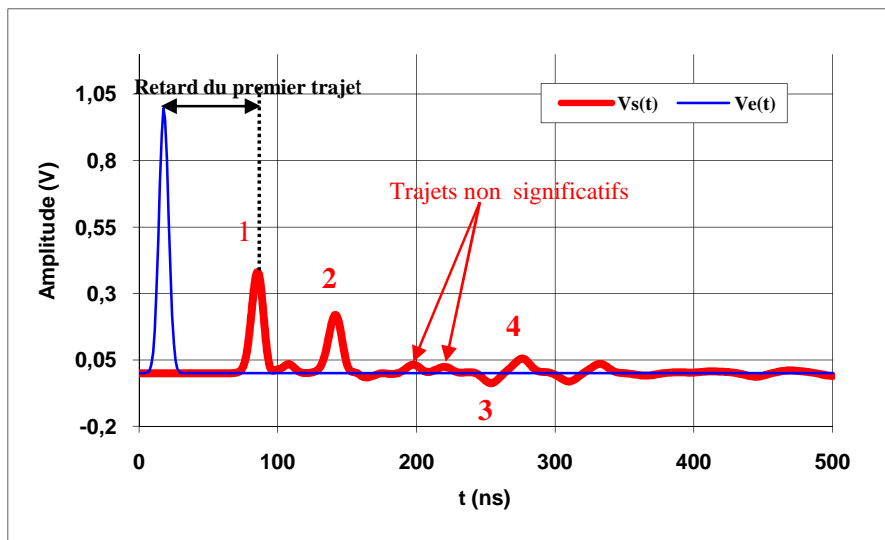


Figure 21. Signal reçu au point C

Le modèle multitrajet a été utilisé dans [24] sous forme plus étendue. Sa complexité devient alors fortement tributaire de la topologie du réseau électrique. Ceci rend la méthode difficilement applicable aux topologies complexes du réseau électrique « *Indoor* », notamment dans le cas où les branches contiennent elles mêmes des nœuds. Un algorithme de calcul numérique plus simplifié a été présenté dans [25]. Ayant l'approche de propagation multi trajets comme point de départ, la topologie du réseau électrique ainsi que les charges qui y sont connectées ont été représentées sous forme matricielle. Cette méthode est limitée par l'hypothèse qu'une connexion directe entre un émetteur et un récepteur ne peut exister. D'autres travaux présentés dans [26] modélisent la fonction de transfert d'un réseau électrique entre deux points d'accès par des filtres numériques RIF basés sur la méthode multi trajets. Le point fort de cette méthode réside dans la facilité de l'implémentation numérique du modèle en utilisant un DSP. Cette approche est basée sur la transformée en Z d'un filtre numérique dont le nombre de coefficients peut aller jusqu'à 50 pour une meilleure précision [27].

D'autres travaux de modélisation du réseau électrique sous forme de matrices chaînes sont proposés dans [28][29]. Cette méthode est souvent qualifiée d'approche déterministe. Elle s'appuie sur la théorie des lignes de transmission présentée par la suite.

Nous allons tout d'abord nous intéresser à la modélisation d'un câble électrique par une approche déterministe puis par deux modélisations de type circuit. Ces modèles seront utilisés afin de simuler un réseau électrique simple. Nous allons tout d'abord présenter une méthode de modélisation rigoureuse qui nous permettra de déterminer les paramètres technologiques d'un câble électrique (permittivité électrique de la gaine et son angle de perte).

3 Modélisation rigoureuse en simulation 3D avec CST Microwave Studio

3.1 Outil de simulation et approche adoptée

Cette approche est basée sur l'utilisation d'un logiciel commercial nommé CST-STUDIO. Elle consiste à résoudre les équations de Maxwell en 3D afin de calculer la réponse fréquentielle d'un câble ou d'un réseau électrique à l'aide d'un solveur temporel, fréquentiel ou modal [30]. La structure du câble électrique est construite en 3D après la définition du volume de calcul. La simulation 3D permet de prendre en considération tous les phénomènes électromagnétiques issus de la propagation d'un signal large bande sur un câble électrique. La structure est excitée par un port guide d'onde.

3.2 Configuration et paramètres du câble simulé

Nous avons simulé un câble électrique bifilaire de 12m dans la bande 1MHz-30MHz. Dans cette étude, l'effet du fil de terre est ignoré. La structure est composée de deux conducteurs cylindriques en cuivre et de deux gaines isolantes. Elles sont nommées respectivement gaine interne et gaine externe. Ces dernières sont constituées d'un matériau isolant caractérisé par sa permittivité relative et son angle de perte. Les deux conducteurs dont la section est égale à $2,5\text{mm}^2$, sont parallèles et espacés de 5mm. Ils sont recouverts par la gaine interne dont l'épaisseur est égale à 1mm, afin d'isoler chaque fil par rapport à l'autre. La gaine externe englobe l'ensemble de ces deux fils isolés par la gaine interne (voir Figure 22).

L'ensemble de la structure est excité par un port de type guide d'onde dont l'impédance est déterminée en fonction de celle de la structure afin d'éviter la réflexion du

signal vers le générateur. Pour calculer les paramètres S du câble, nous avons utilisé le « solveur temporel ». Le maillage de la structure est raffiné automatiquement par le logiciel pour atteindre une précision de 1% sur les résultats obtenus.

Le rapport longueur sur diamètre des deux conducteurs est très important, 6741 pour un câble de 12m. Cela augmente exponentiellement le nombre de mailles dans le volume de calcul ce qui accroît implicitement le temps de calcul et les ressources informatiques nécessaires. Entre 3 et 4 jours de simulation pour un câble électrique de 12m (cette durée dépend des ressources informatiques). L'optimisation de cette durée est décrite par la suite.

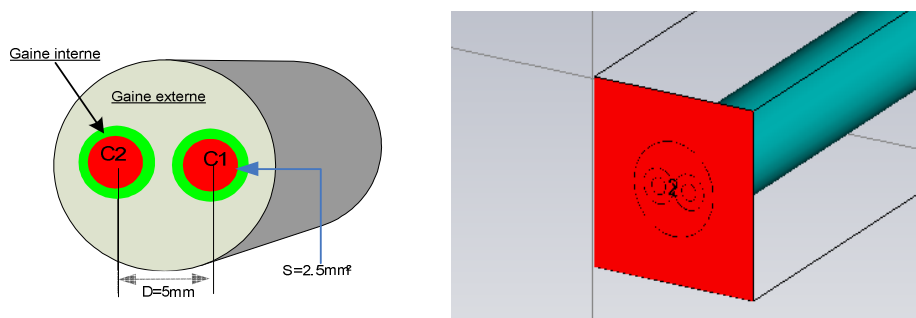


Figure 22. Structure 3D d'un câble électrique

3.3 Optimisation du temps de simulation 3D

Le volume de calcul nécessaire pour la simulation d'une longueur de câble électrique, peut être très important. Il dépend de la bande de fréquences étudiée (1MHz-30MHz), et de la taille de la structure. De plus, la géométrie du câble électrique impose un maillage assez dense afin de prendre en considération la forme des fils conducteurs dont la section est égale à $2,5\text{mm}^2$. Le rapport de la longueur sur le diamètre pour 3m de câble de type $2,5\text{mm}^2$ est égal à 1857. Le temps de calcul est fortement tributaire du raffinement de maillage qui lui-même détermine la précision des résultats. Le temps de calcul varie de 3 à 7 jours voire plus. Il est donc nécessaire de réduire le temps de simulation. Dans cette optique, nous avons réduit le volume de calcul à 20mm autour de la structure et imposé deux plans de symétrie axiale l'un pour le champ électrique E et l'autre pour le champ magnétique H . Nous avons imposé un champ E nul sur les parois latérales du volume de calcul. Ces choix ont permis de diviser le temps de calcul par 2. Afin de le réduire davantage, nous avons adopté une méthode optimale qui consiste à réaliser chaque simulation en deux étapes successives. La première consiste à construire et simuler en 3D une partie élémentaire du câble considéré (par exemple une longueur de 1m). Nous calculons ensuite sa matrice S ainsi que son impédance caractéristique

en utilisant le solveur temporel. La deuxième étape repose sur l'utilisation du modèle CST-DESIGN généré lors de la première étape [31]. L'analyse du comportement d'un câble complet nécessite la mise en cascade de N cellules représentatives d'une longueur élémentaire.

Le simulateur convertit la matrice S obtenue pour la longueur élémentaire en matrice de transmission nommée T (voir Équation 8). La matrice T du câble complet est le produit des matrices de transmission de N cellules. Il suffit de convertir cette dernière en formalisme S pour obtenir la matrice S du câble électrique simulé (voir Équation 9). Nous définissons de cette manière un macro modèle du câble (voir Figure 23). Cette méthode sera utilisée pour la suite de nos travaux afin d'étudier l'effet de la permittivité électrique et l'angle de perte du diélectrique sur la réponse fréquentielle du câble.

$$T = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\Delta S}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ -S_{22} & 1 \end{pmatrix} \quad \text{Équation 8}$$

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{T_{12}}{T_{22}} & \frac{\Delta T}{T_{22}} \\ 1 & \frac{T_{21}}{T_{22}} \\ T_{22} & T_{22} \end{pmatrix} \quad \text{Équation 9}$$

Où ΔS et ΔT représentent respectivement le déterminant de la matrice S et de la matrice T.

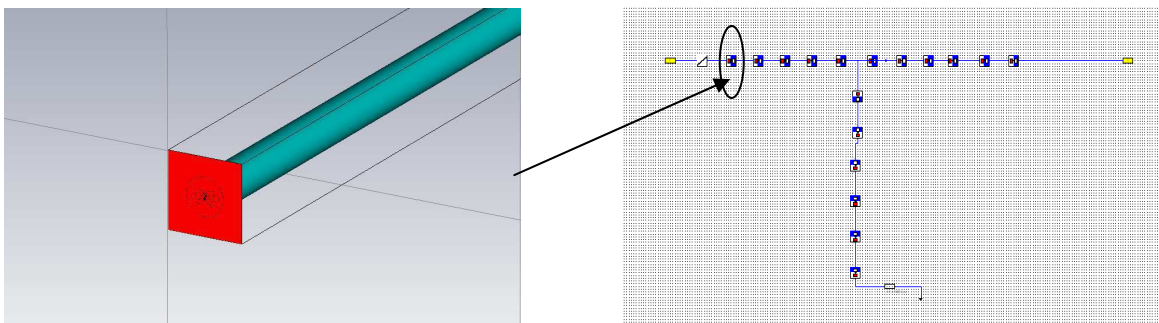


Figure 23. Mise en cascade de N cellules pour simuler 12m de câble

La réponse fréquentielle d'un câble électrique dépend des paramètres géométriques : rayon des conducteurs, distance entre les conducteurs, forme et longueur. Elle est aussi tributaire des paramètres technologiques : la permittivité de la gaine, l'angle de perte des diélectriques et la conductivité des fils conducteurs. La connaissance de l'impact de ces paramètres sur le comportement fréquentiel du câble électrique est nécessaire afin de calibrer

le modèle 3D du câble et s'approcher le plus possible de la mesure. Il faut noter que ces paramètres sont inconnus et nous ignorons les matériaux utilisés lors de la conception du câble. Cette étude nous permettra de s'approcher de leurs valeurs. Pour cela nous avons simulé la réponse fréquentielle du câble électrique en faisant varier à chaque fois le paramètre à étudier.

La structure simulée est représentée sur la Figure 24. Elle est constituée de deux fils conducteur en cuivre dont la section est égale à $2,5\text{mm}^2$. La distance entre les axes des fils conducteurs est égale à 5mm. Chaque conducteur est entouré par une gaine interne d'une épaisseur égale à 1mm. L'ensemble est englobé par une gaine externe dont le diamètre est égal à 10mm. La longueur du câble est égale à 12 m. Nous avons choisi de faire varier l'angle de perte de la gaine externe car le champ y est beaucoup plus concentré que dans la gaine interne (voir Figure 24). Cette concentration est liée à la définition du maillage plus raffiné entre les deux conducteurs et la faible épaisseur de la gaine interne.

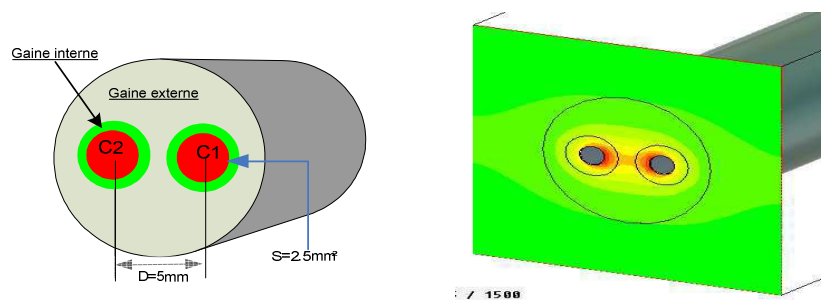


Figure 24. Structure simulée

3.4 Étude paramétrique sur la permittivité relative

Une ligne de transmission est caractérisée par sa résistance, son inductance, sa capacité et sa conductance linéiques. Ces paramètres définissent l'impédance caractéristique de la ligne de transmission (câble électrique). La capacité linéique est fortement tributaire de la permittivité relative [32][33]. Cette impédance affecte le caractère fréquentiel du câble électrique. Nous avons donc simulé un câble de longueur égale à 12m précédemment décrit. Le ϵ_r de la gaine externe varie de 1,2 jusqu'à 3,8 avec un pas de 0,65 sachant que celui de la gaine interne reste égal à 2,6. Ces valeurs ont été sélectionnées pour pouvoir montrer de façon claire l'impact de cette variation sur la réponse fréquentielle du câble électrique. Les résultats de simulation sont représentés sur la Figure 25. Nous pouvons constater que les courbes obtenues oscillent entre un maxima et un minima. Cette oscillation est liée aux phénomènes de désadaptation d'impédance aux extrémités du câble. En effet, la longueur du câble (12m) et

celle des ondes d'excitation sont comparables. L'augmentation du ϵ_r de la gaine externe réduit l'écart fréquentiel entre deux minima ou deux maxima successifs. Par conséquent leur nombre dans la bande de fréquence étudiée augmente. La variation du ϵ_r affecte l'amplitude des oscillations de la réponse fréquentielle du câble simulé. Celles-ci diminuent lorsque ϵ_r augmente. En revanche la tendance des courbes ne change pas en fonction de la fréquence.

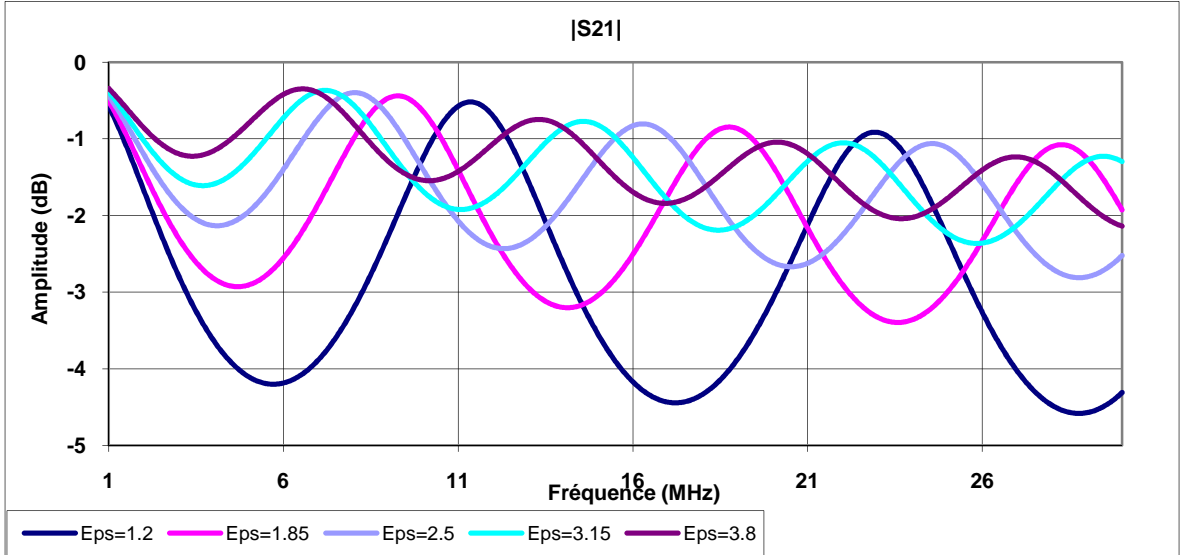


Figure 25. Impact de la permittivité électrique sur la réponse fréquentielle du câble électrique

La Figure 26 montre la variation de l'impédance caractéristique du câble en fonction de la permittivité relative de la gaine externe. Le résultat obtenu montre que l'impédance décroît en fonction de ϵ_r . Cette décroissance augmente le nombre de maxima et de minima observés précédemment sur la réponse fréquentielle du câble électrique et diminue leur amplitude.

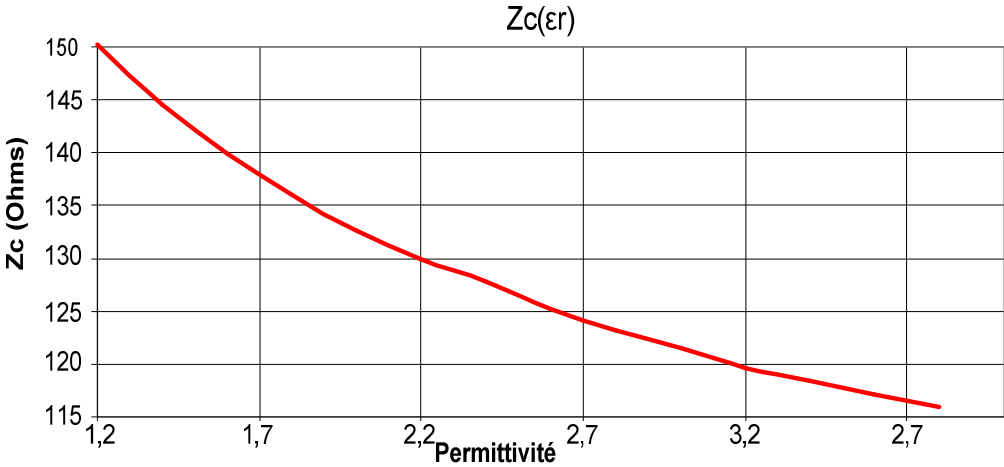


Figure 26. Impact de la permittivité électrique sur l'impédance caractéristique du câble électrique

3.5 Étude paramétrique sur l'angle de perte

Afin d'étudier l'effet de la variation de l'angle de perte $\tan(\delta)$ sur la réponse fréquentielle d'un câble, nous avons conservé le câble considéré jusqu'ici. La permittivité de la gaine interne est fixée à 3,4 et celle de la gaine externe à 2,6. Les valeurs considérées pour l'angle de perte varient entre 0,001 et 0,04 avec un pas de 0,01 pour la gaine externe. L'angle de perte de la gaine interne est pris nul.

Les résultats des simulations sont représentés sur la Figure 27. Pour mieux distinguer l'effet de l'angle de perte, nous avons représenté sur la Figure 28 les deux cas extrêmes. Nous pouvons constater un écart de 0,1 dB à 2 MHz et de 0,8 dB à 25 MHz. L'effet de l'angle de perte est plus visible en haut de la bande étudiée. Ceci est dû à la relation linéaire entre la conductance modélisant les pertes diélectriques et la fréquence [33]. Par ailleurs, nous remarquons que les fréquences à lesquelles apparaissent les maxima et les minima sont inchangées. Cependant, l'écart crête à crête de l'amplitude de la réponse fréquentielle du câble diminue en fonction de l'angle de perte.

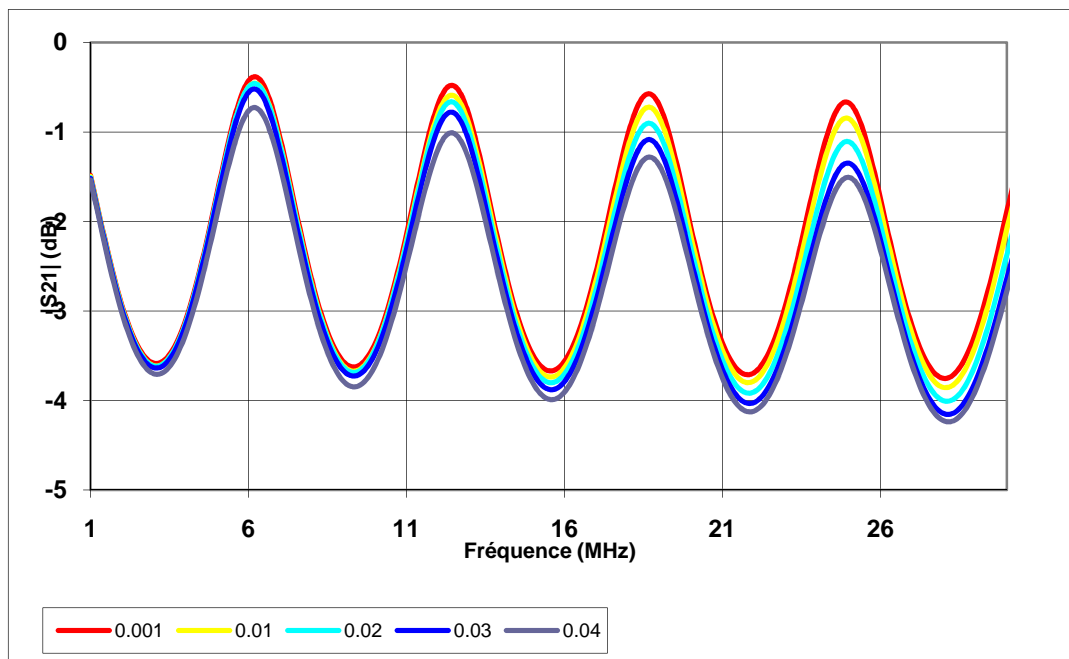


Figure 27. Impact de l'angle de perte sur la réponse fréquentielle d'un câble électrique

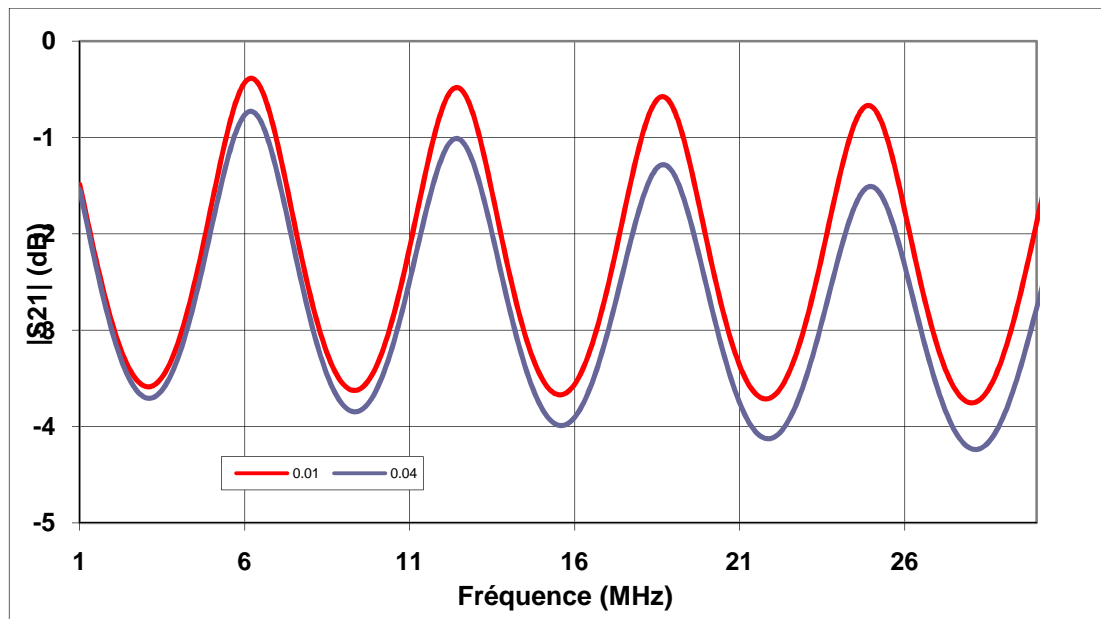


Figure 28. Impact de l'angle de perte sur la réponse fréquentielle du câble électrique

3.6 Conclusion

Cette étude paramétrique montre que la permittivité relative de la gaine du câble électrique affecte le nombre d'oscillations et l'amplitude crête à crête de sa réponse fréquentielle. Sa tendance est impactée par la valeur de l'angle de perte. La connaissance de ces phénomènes nous permet d'envisager la calibration du modèle 3D qui nous renseignera sur les valeurs des paramètres technologiques pour la suite de l'étude. La comparaison entre la mesure et la simulation du câble considéré est représenté sur la Figure 29 (pour un $\epsilon_r=3,15$ et $\tan(\delta)=0,02$). Nous constatons que les deux courbes sont presque superposées. Nous en déduisons que la permittivité de la gaine du câble électrique testé est égale à 3,15 et que son angle de perte vaut presque 0,02. Ces valeurs seront utilisées dans la suite dans notre étude, notamment pour le calcul des paramètres du modèle déterministe qui fera l'objet de la partie suivante.

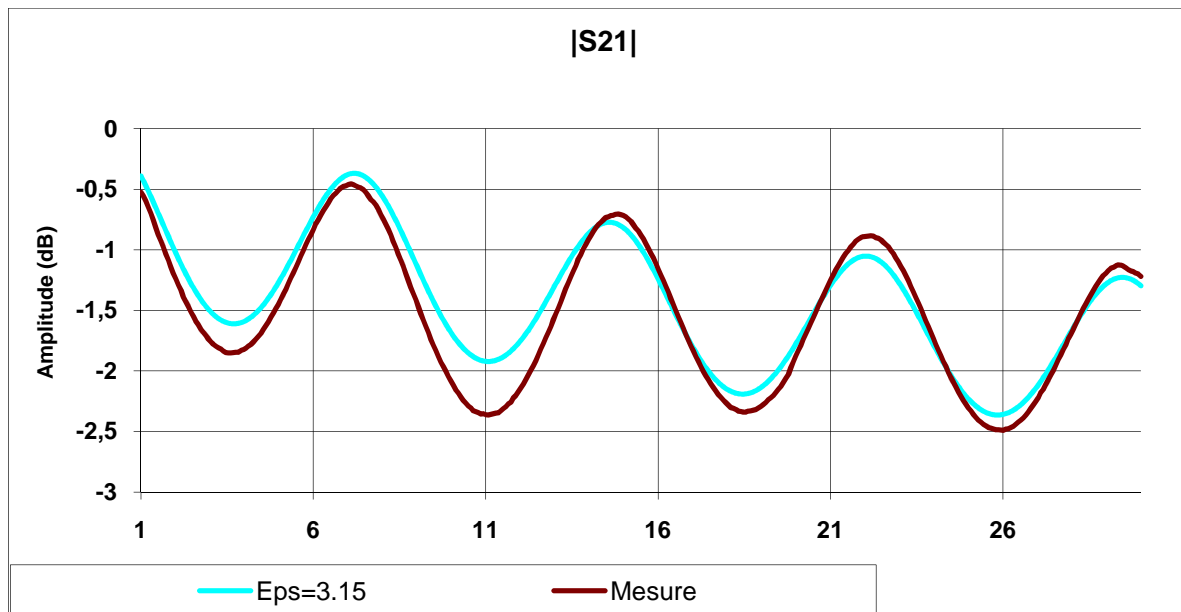


Figure 29. Comparaison entre simulation et mesure-câble de 12m

4 Modélisation d'un réseau électrique à l'aide d'un logiciel de type circuit

4.1 Paramètres primaires et secondaires d'une ligne de transmission

Lors d'une transmission dans un réseau « *Indoor* », les modems CPL utilisent la phase et le neutre comme support de transmission. Le signal utile se propage en mode différentiel, ce qui nous amène à considérer dans un premier temps le câble électrique comme une ligne de transmission bifilaire homogène sous l'hypothèse que la longueur d'onde est négligeable devant celle de du câble. Son comportement vis-à-vis des signaux CPL est décrit par la théorie des lignes de transmission [34] basée sur les équations des télégraphistes. Ce sont des équations différentielles partielles. Leurs solutions décrivent la variation du courant et de la tension en fonction du temps et de l'espace (le long de la ligne). Afin d'établir ces équations, nous considérons un tronçon de ligne de longueur d , compris entre x et $x+dx$, composé d'éléments longitudinaux $R.dx$ et $L.dx$, et d'éléments transversaux $C.dx$ et $G.dx$. Les tensions et les courants sont respectivement $V(x)$ et $I(x)$ à l'entrée, et $V(x+dx)$ et $I(x+dx)$ en sortie. En appliquant la loi des mailles, nous obtenons la variation du courant et de la tension en fonction de l'espace (voir Équation 10).

$$\begin{cases} \frac{\partial V}{\partial x} = -(\bar{Z}) \cdot I(x) \\ \frac{\partial I}{\partial x} = -(\bar{Y}) \cdot V(x) \end{cases} \quad \text{Équation 10}$$

Où :

$$\begin{aligned} \bar{Z} &= (R + jL\omega) \\ \bar{Y} &= (G + jC\omega) \end{aligned} \quad \text{Équation 11}$$

En dérivant la première équation et en remplaçant $\partial I/\partial x$ et $\partial V/\partial x$ par l'expression correspondante, nous obtenons les équations des télégraphistes (Équation 10).

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = \bar{\gamma}^2 \cdot V(x) \\ \frac{\partial^2 I}{\partial x^2} = \bar{\gamma}^2 \cdot I(x) \end{cases} \quad \text{Équation 12}$$

Où :

$$\bar{\gamma}^2 = \bar{Z} \cdot \bar{Y} = (R + jL\omega) \cdot (G + jC\omega) \quad \text{Équation 13}$$

Selon la théorie des lignes de transmission, le câble électrique se caractérise d'une façon directe par ses paramètres primaires ou linéiques R, L, C et G (voir Figure 30) ou par ses paramètres secondaires Z_c (impédance caractéristique) et γ (coefficient de propagation) qui sont fonction des éléments R, L, C et G.

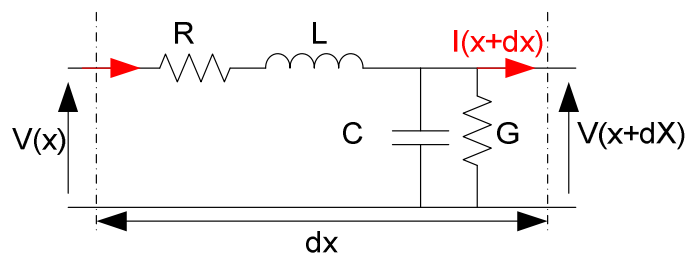


Figure 30. Modèle infinitésimale d'une ligne bifilaire

4.1.1 Paramètres primaires :

Les éléments linéiques de la ligne dépendent de la géométrie des conducteurs (rayon des conducteurs et distance entre eux) ainsi que des paramètres technologiques (matériaux constituant les conducteurs et le type d'isolant utilisé). Explicitons chacun d'eux :

- La résistance linéique R des fils conducteurs constituant la ligne de transmission s'exprime en (Ω/m). Elle est principalement engendrée par l'effet de peau et de proximité des fils conducteurs. Par conséquent, elle varie en fonction de l'épaisseur de peau décrite par l'Équation 14.

$$e = \sqrt{\frac{I}{\pi f \mu \sigma}} \quad \text{Équation 14}$$

Où μ et σ sont respectivement la perméabilité et la conductivité du matériau conducteur. La résistance linéique est généralement exprimée par l'Équation 15.

$$R = \rho \frac{I}{\pi [r^2 - (r - e)^2]} \quad \text{Équation 15}$$

Où r est le rayon du conducteur.

- L'inductance linéique L s'exprime en H/m. Elle se subdivise en deux parties :
 - La première est liée au champ magnétique à l'intérieur des conducteurs, nommée inductance interne L_{int} . L'expression analytique de cette dernière est établie à partir de l'expression du champ magnétique dans un conducteur cylindrique en utilisant le théorème d'Ampère [35]. Considérant l'énergie magnétique emmagasinée dans le conducteur sous l'hypothèse que le courant est uniformément réparti dans le conducteur, on montre que :

$$L_{int} = \frac{2\mu_0\mu_r}{8\pi} \quad \text{Équation 16}$$

Où μ_r est la perméabilité relative du matériau conducteur.

L'effet de peau et l'effet de proximité rendent cette hypothèse non applicable pour des signaux hautes fréquences. Cependant, l'inductance interne est souvent estimée en utilisant la formule empirique présentée dans [36] et qui prend en considération l'effet de peau et l'effet de proximité (voir Équation 17).

$$L_{int} = \frac{\mu_0}{8\pi} \frac{10^{-3}}{r \sqrt{\left(1 - \left(\frac{2r}{D}\right)^2\right)}} \sqrt{\frac{\mu_r}{\sigma f}} \quad \text{Équation 17}$$

- La deuxième partie de l'inductance totale d'une ligne de transmission est engendrée par le champ magnétique existant entre les conducteurs. Elle est souvent nommée inductance externe. L'application du théorème d'Ampère et les expressions des champs magnétiques permettent d'obtenir l'expression de L_{ext} comme suit :

$$L_{\text{ext}} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left[\frac{D}{2r} \sqrt{1 + \left(\frac{2r}{D} \right)^2} \right] \quad \text{Équation 18}$$

L'inductance totale d'une ligne de transmission est égale à la somme de L_{int} et L_{ext} soit:

$$L = L_{\text{int}} + L_{\text{ext}} \quad \text{Équation 19}$$

- La capacité linéique C est exprimée en F/m. Elle dépend de la permittivité de l'isolant utilisé. Son expression est établie en appliquant le théorème de Gauss appliqué sur la surface cylindrique des deux conducteurs et l'expression de la charge électrique en fonction de la tension [36] nous donne la capacité. Nous obtenons :

$$C = \frac{\pi \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln \left[\frac{D-r}{r} \right]} \quad \text{Équation 20}$$

- La conductance linéique s'exprime en S/m. Elle représente les pertes dans l'isolant, dues à son imperfection. Elle s'exprime en fonction de l'angle de perte, de la capacité et de la fréquence comme suit :

$$G = 2\pi f \cdot C \cdot \tan(\delta) = 2\pi f \cdot C \cdot \tan \left(\frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} \right) \quad \text{Équation 21}$$

$$\epsilon_r = \epsilon_r' + j\epsilon_r'' \quad \text{Équation 22}$$

Où ϵ_r est la permittivité relative complexe.

Il est important de noter que la permittivité peut dépendre de la fréquence pour un milieu dispersif. Nous rappelons que dans le cadre de cette étude, le milieu de propagation est supposé non dispersif.

4.1.2 Paramètres secondaires

Le câble électrique peut être caractérisé par ses paramètres secondaires qui sont l'impédance caractéristique Z_c et le coefficient de propagation γ . Ces paramètres s'expriment en fonction des paramètres primaires R , L , C et G par :

$$\bar{Z}_c = \sqrt{\frac{(R + jL\omega)}{(G + jC\omega)}} \quad \text{Équation 23}$$

$$\bar{\gamma} = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} \quad \text{Équation 24}$$

La théorie des lignes de transmission est aussi utilisée afin de modéliser un câble multiconducteur. Dans ce cas, les paramètres primaires et secondaires sont exprimés sous forme matricielle [37][38].

Nous allons nous intéresser à la modélisation d'un réseau électrique en utilisant l'approche déterministe. Cette méthode sera détaillée dans la suite de l'étude.

4.2 Approche déterministe de l'étude d'un réseau électrique

4.2.1 Principe et application sur un réseau électrique simple

L'approche déterministe considère la ligne de transmission bifilaire comme un quadripôle (voir Figure 31) caractérisé par sa matrice chaîne ou matrice de transmission (encore appelée matrice ABCD). Ainsi, un réseau électrique est représenté par une succession de quadripôles mis en cascade ou en parallèle selon la topologie du réseau. La matrice chaîne exprime les grandeurs électriques de sortie à savoir la tension et le courant du quadripôle en fonction de celles d'entrée. Cette relation est exprimée par l'Équation 25.

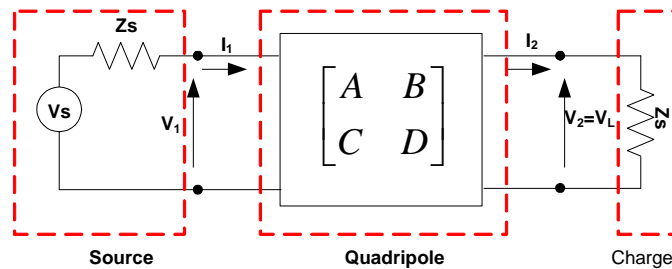


Figure 31. Quadripôle modèle d'une ligne de transmission

$$\begin{pmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{I}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{V}_2 \\ \bar{I}_2 \end{pmatrix} = [T_f] \begin{pmatrix} \bar{V}_2 \\ \bar{I}_2 \end{pmatrix} \quad \text{Équation 25}$$

Les coefficients A, B, C et D sont fonction de la fréquence. Ils représentent les caractéristiques électriques du réseau étudié et sont définis comme suit :

$$\bar{A} = \left. \frac{\bar{V}_1}{\bar{V}_2} \right|_{\bar{I}_2=0} \quad \bar{B} = \left. \frac{\bar{V}_1}{\bar{I}_2} \right|_{\bar{V}_2=0} \quad \bar{C} = \left. \frac{\bar{I}_1}{\bar{V}_2} \right|_{\bar{I}_2=0} \quad \bar{D} = \left. \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} \right|_{\bar{V}_2=0} \quad \text{Équation 26}$$

La fonction de transfert du réseau électrique (ligne+source+charge) modélisé par sa matrice chaîne n'est autre que le rapport de la tension aux bornes de la charge sur la force

électromotrice de la source (f.e.m). Elle s'exprime en fonction des paramètres chaîne de la ligne bifilaire et des impédances mises en jeu par l'Équation 27.

$$\bar{H}(f) = \frac{V_2}{V_s} = \frac{V_2 V_l}{V_l V_s} = \frac{\bar{Z}_L}{\bar{A}\bar{Z}_L + \bar{B} + \bar{C}\bar{Z}_L\bar{Z}_s + \bar{D}\bar{Z}_s} \quad \text{Équation 27}$$

La matrice chaîne d'une ligne de transmission bifilaire uniforme est présentée par l'Équation 28.

$$\begin{pmatrix} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\bar{\gamma}l) & \bar{Z}_c \sinh(\bar{\gamma}l) \\ \bar{Z}_c^{-1} \sinh(\bar{\gamma}l) & \cosh(\bar{\gamma}l) \end{pmatrix} \quad \text{Équation 28}$$

Afin d'illustrer l'approche déterministe, considérons la structure simple en T du réseau électrique déjà abordée et représentée sur la Figure 32a. L'extrémité D est chargée par une impédance Z_t . En considérant les conducteurs aller et retour, nous obtenons le schéma de la Figure 32b. Cette structure est constituée de trois branches et de trois éléments électriques.

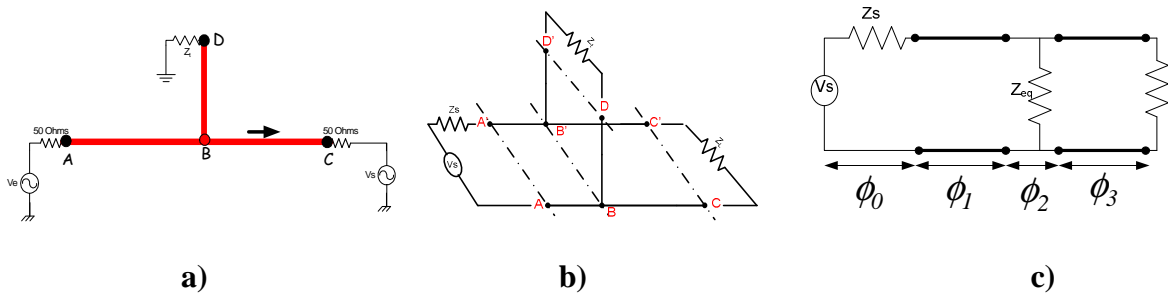


Figure 32. a) structure du réseau simple, b) considération des deux fils électrique, c) schéma électrique équivalent

Vu du plan BB' , la ramification (BD) terminée par l'impédance Z_t et branchée en parallèle, peut être modélisée par une impédance entre BB' nommée Z_{eq} . C'est l'impédance Z_t dans le plan DD' ramenée au plan BB' et dont l'expression se calcule à l'aide de l'Équation 29.

$$Z_{eq} = Z_c \frac{Z_t + Z_c \tanh(\bar{\gamma} \cdot l)}{Z_c + Z_t \tanh(\bar{\gamma} \cdot l)} \quad \text{Équation 29}$$

Sachant que Z_c et γ sont respectivement l'impédance caractéristique et le coefficient de propagation de la ligne de transmission de longueur l , le nouveau schéma électrique équivalent de la ligne est celui de la Figure 32c. Chaque partie est représentée par sa matrice

chaîne élémentaire ϕ_0 , ϕ_1 , ϕ_2 , et ϕ_3 (voir respectivement l'Équation 30, l'Équation 31, l'Équation 32 et l'Équation 33).

$$\phi_0 = \begin{pmatrix} 1 & Z_s \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{Équation 30}$$

$$\phi_1 = \begin{pmatrix} \cosh(\bar{\gamma} \cdot l) & \bar{Z}_c \sinh(\bar{\gamma} \cdot l) \\ \bar{Z}_c^{-1} \sinh(\bar{\gamma} \cdot l) & \cosh(\bar{\gamma} \cdot l) \end{pmatrix} \quad \text{Équation 31}$$

$$\phi_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\bar{Z}_{eq}} & 1 \end{pmatrix} \quad \text{Équation 32}$$

$$\phi_3 = \begin{pmatrix} \cosh(\bar{\gamma} \cdot l) & \bar{Z}_c \sinh(\bar{\gamma} \cdot l) \\ \bar{Z}_c^{-1} \sinh(\bar{\gamma} \cdot l) & \cosh(\bar{\gamma} \cdot l) \end{pmatrix} \quad \text{Équation 33}$$

La matrice chaîne globale du réseau électrique considéré entre les plans AA' et CC', n'est autre que le produit de toutes les matrices chaînes élémentaires (voir l'Équation 34).

$$\begin{pmatrix} \bar{V}_2 \\ \bar{I}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{I}_1 \end{pmatrix} = (\phi_0 \times \phi_1 \times \phi_2 \times \phi_3) \begin{pmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{I}_1 \end{pmatrix} = \left(\prod_{i=0}^3 \begin{pmatrix} \bar{A}_i & \bar{B}_i \\ \bar{C}_i & \bar{D}_i \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{I}_1 \end{pmatrix} \quad \text{Équation 34}$$

La fonction de transfert du réseau électrique entre les deux points d'accès A et C est calculée en utilisant l'Équation 27.

4.2.2 Généralisation à un réseau électrique complexe

L'approche déterministe est généralisée dans [39]. Cette démarche consiste à décomposer la structure d'un réseau électrique plus aux moins complexe constitué de M nœuds et de N branches en plusieurs sections et dérivation. Les sections correspondent aux tronçons de câble mis en série sur le chemin direct de propagation et les dérivation aux tronçons de câble branchés en parallèle. L'interconnexion des sections et des dérivation est effectuée au niveau d'un nœud. Ainsi, nous pouvons avoir N dérivation branchées au point M mais pas plus de deux sections connectées en un même nœud (voir Figure 33). Chaque section ou dérivation est caractérisée par son impédance caractéristique, son coefficient de propagation et sa longueur physique nommés respectivement \bar{Z}_{ci} , $\bar{\gamma}_i$, l_i ou \bar{Z}_{dcij} , $\bar{\gamma}_{dij}$, \bar{d}_{ij} . L'impédance de terminaison de la dérivation N, elle-même connectée au nœud M, est

nommée Z_{brMN} . Le réseau électrique est partitionné en plusieurs éléments simples (tronçon de ligne, impédance et nœud), chacun modélisé par sa matrice chaîne équivalente (voir Figure 34)

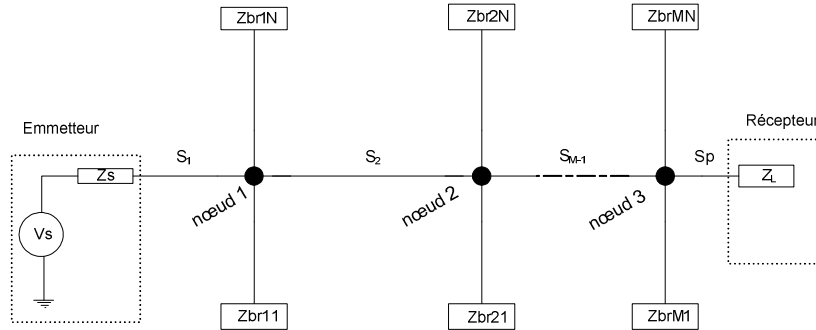


Figure 33. Réseau électrique avec M nœuds et N branches

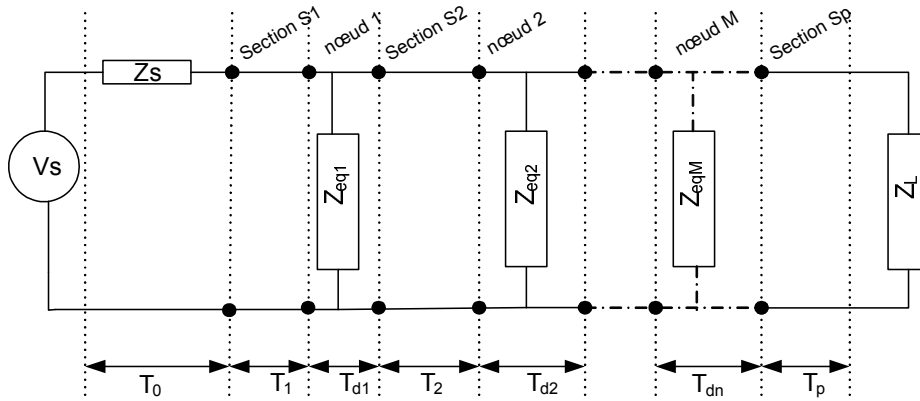


Figure 34. Schéma équivalent du réseau électrique à M nœuds et N branches

En partant du schéma simplifié nous pouvons calculer la matrice chaîne globale de la manière suivante :

$$T = T_0 \cdot \left[\prod_{i=1}^{p-1} T_i T_{di} \right] \cdot T_p = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \quad \text{Équation 35}$$

T_0 représente la matrice propre de la source d'impédance interne Z_s égale à 50Ω . Elle est définie par :

$$T_0 = \begin{bmatrix} 1 & Z_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Équation 36}$$

T_p est la matrice chaîne de la section i et définie comme suit :

$$T_p = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{Z_L} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Équation 37}$$

T_i est la matrice chaîne de la section i , tronçon de ligne de longueur l_i caractérisé par sa constante de propagation γ_i et son impédance caractéristique \bar{Z}_{c_i} . Elle est définie comme suit :

$$T_i = \begin{pmatrix} \cosh(\bar{\gamma}_i l_i) & \bar{Z}_{c_i} \sinh(\bar{\gamma}_i l_i) \\ \bar{Z}_{c_i}^{-1} \sinh(\bar{\gamma}_i l_i) & \cosh(\bar{\gamma}_i l_i) \end{pmatrix} \quad \text{Équation 38}$$

T_{di} est la matrice globale de N dérivation au nœud i . Elle est constituée de la mise en parallèle de toutes les impédances de terminaison $Z_{br_{ij}}$ ramenées au point de connexion de la dérivation au nœud i .

$$T_{di} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \sum_{j=1}^N \frac{1}{\bar{Z}_{eq_{ij}}} & 1 \end{pmatrix} \quad \text{Équation 39}$$

Sachant que N est le nombre de dérivation à chaque nœud i et que $Z_{eq_{ij}}$ est l'impédance ramenée $Z_{br_{ij}}$ (du bout de la dérivation j au nœud i), son expression est donnée par voir l'Équation 40.

$$Z_{eq_{ij}} = \bar{Z}_{c_{ij}} \frac{\bar{Z}_{br_{ij}} + \bar{Z}_{c_{ij}} \tanh(\bar{\gamma}_{dij} d_{ij})}{\bar{Z}_{c_{ij}} + \bar{Z}_{br_{ij}} \tanh(\bar{\gamma}_{dij} d_{ij})} \quad \text{Équation 40}$$

Finalement, de la matrice chaîne globale nous pouvons déduire la fonction de transfert sous la forme générale :

$$H(f) = \frac{\bar{V}_L}{\bar{V}_s} = \frac{\bar{Z}_L}{\bar{T}_{11}\bar{Z}_L + \bar{T}_{12} + \bar{T}_{21}\bar{Z}_s\bar{Z}_L + \bar{T}_{22}\bar{Z}_s} \quad \text{Équation 41}$$

4.2.3 Validation expérimentale sur un réseau électrique simple

Nous avons cherché à valider l'approche déterministe sur réseau électrique simple constitué de deux tronçons de 15m et d'une dérivation de 14m terminée soit par un circuit-ouvert soit par une résistance égale à 33Ω (voir Figure 35). Ces mêmes configurations ont été

reproduites expérimentalement sur le banc de test CPL du LAN (Laboratoire des Applications Numériques). Le câble électrique utilisé est de type PVC 3G 2,5mm². La méthode de mesure adoptée ainsi que le banc CPL seront décrits dans la partie caractérisation expérimentale. Pour le calcul de la fonction de transfert, le coefficient de propagation $\bar{\gamma}$ et l'impédance caractéristique \bar{Z}_c ont été calculés à partir des paramètres primaires R, L, C et G en utilisant l'Équation 23 et l'Équation 24. Ces paramètres ont préalablement été calculés en appliquant les expressions des paramètres linéiques en fonction des caractéristiques géométriques et technologiques (Équation 15, Équation 19, Équation 20, Équation 21). Il est important de noter que dans ce modèle la capacité est supposée constante en fonction de la fréquence et que l'effet de peau agit seulement sur la résistance et l'inductance interne. Les paramètres technologiques utilisés sont supposés constants en fonction de la fréquence et quelle que soit la direction de propagation (milieu isotrope et non dispersif). Ils sont résumés dans le Tableau 6. Leurs valeurs ont été déterminées précédemment à l'aide de la simulation 3D afin de s'approcher le plus possible de la mesure.

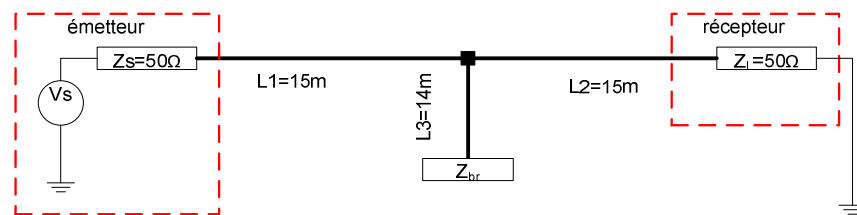


Figure 35. Réseau électrique simple avec une seule dérivation

Tableau 6. Paramètres géométrique et technologique du câble

r (mm)	D (mm)	σ (S/m)	Tan(δ)	ϵ_r
0,89	5	5,45 1E8	0,02	3,15

Les valeurs des paramètres R, L, C et G pour 1m à 1MHz sont récapitulées dans le Tableau 7.

Tableau 7. Valeurs des paramètres R, L, C et G calculés à 1MHz

R	16mΩ/m
L	220nH/m
C	57pF/m
G	10μS/m

La Figure 36 représente l'amplitude des fonctions de transfert mesurée et simulée, lorsque la dérivation est terminée par un circuit-ouvert. Nous constatons l'apparition de

plusieurs évanouissements spectraux sur les deux résultats. Ceux-ci sont provoqués par le raccordement de la dérivation terminée en circuit-ouvert. Cette dérivation agit comme un filtre coupe bande. Elle se comporte comme un court-circuit au point de raccordement aux fréquences des évanouissements spectraux et réfléchit l'onde incidente au niveau du nœud vers la source. En dehors de ces fréquences, son impédance est infinie et l'onde incidente est transmise à la charge [40]. Par ailleurs, la mesure confirme bien la simulation dans la bande 1MHz-30MHz avec une légère différence en amplitude et en fréquence dans la bande 16MHz-30MHz.

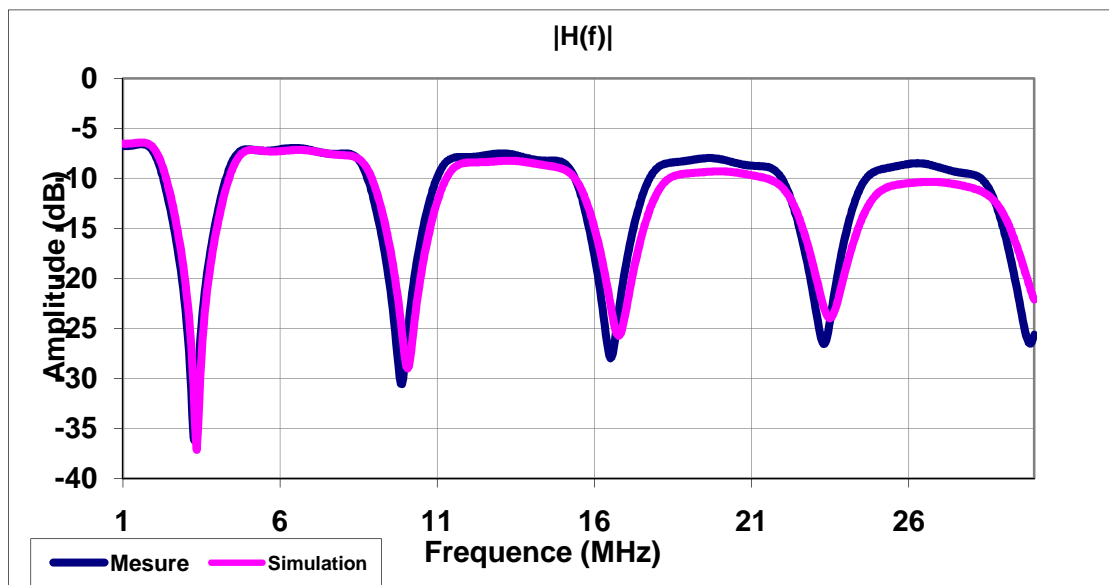


Figure 36. Module de la fonction de transfert-dérivation terminée par circuit-ouvert

Les résultats de simulation et de mesure de la phase sont présentés sur la Figure 37. Nous pouvons constater l'apparition de changements de phase brutaux engendrés par l'impédance de la dérivation terminée en circuit-ouvert. Le raccordement de la résistance de 33Ω à la terminaison de la branche minimise l'amplitude des évanouissements spectraux et les changements brusques de phase (voir Figure 38 et Figure 39).

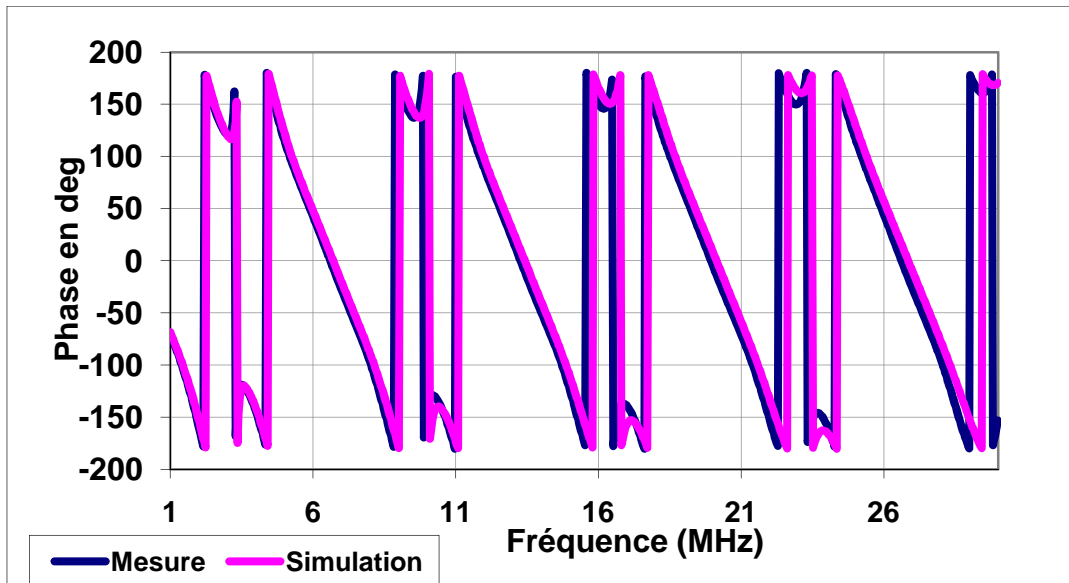


Figure 37. Phase de la fonction de transfert-dérivation en circuit-ouvert

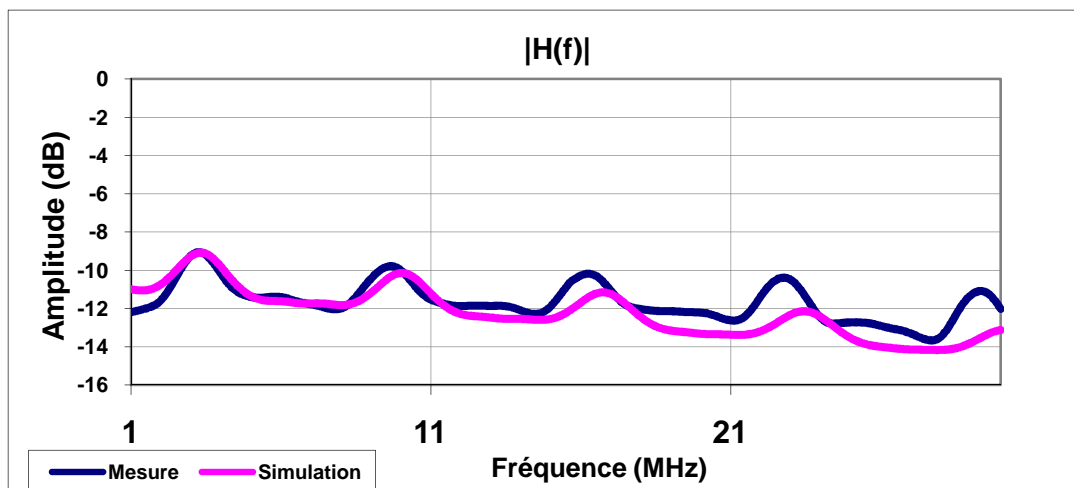


Figure 38. Module de la fonction de transfert-dérivation fermée sur 33Ω

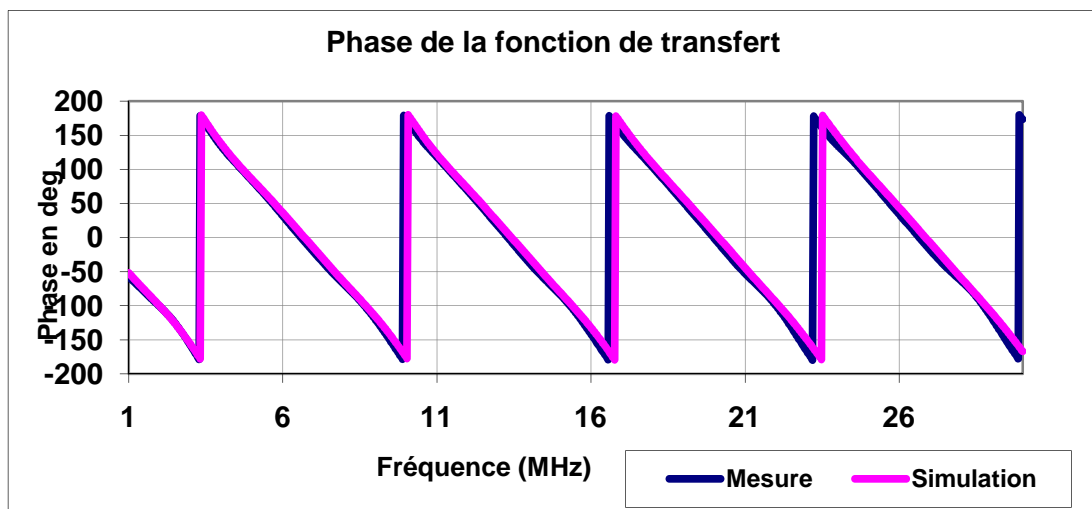


Figure 39. Phase de la fonction de transfert-dérivation fermée sur 33Ω

Le branchement d'une résistance à la terminaison de la dérivation améliore la réponse fréquentielle en module et en phase du réseau électrique. L'approche déterministe donne des résultats très proches des mesures. Cependant, son application reste difficile pour un réseau électrique de structure plus complexe. Dans la suite de notre étude nous allons nous focaliser sur un autre type de modélisation de câble électrique appelée approche circuit. Cette méthode est utilisée dans le domaine de la compatibilité électromagnétique [41].

4.3 Approche circuit de la modélisation d'un réseau électrique

4.3.1 Introduction

Cette partie est consacrée à la modélisation d'un câble puis d'un réseau électrique en utilisant un simulateur de type circuit comme SPICE. L'intérêt de cette approche réside dans la simplicité de la représentation du réseau électrique, réalisée par la mise en cascade de plusieurs blocs intégrés à la librairie SPICE. Cette méthode est aussi basée sur la théorie des lignes de transmission. Le câble électrique est considéré comme une ligne de transmission modélisée par un bloc composé des quatre paramètres primaires linéiques intégrés au simulateur SPICE en utilisant des scripts SPICE. La modélisation du comportement fréquentiel du réseau électrique nécessite un modèle pour les câbles électriques ainsi que des modèles pour les différents éléments branchés au réseau électrique. Nous nous sommes particulièrement intéressés à la modélisation du câble électrique puis à celle des appareils domestiques caractérisés par leur impédance, mesurée selon un protocole qui sera décrit par la suite.

La modélisation SPICE consiste à réaliser des scripts SPICE afin de décrire le comportement fréquentiel d'une longueur élémentaire du câble électrique. Pour simuler une longueur "l", il suffit de charger le "bloc modèle" de la librairie SPICE et introduire la longueur désirée en mètres. Le bloc modèle permet aussi de changer les valeurs des paramètres linéiques via un accès rapide sans modification des scripts correspondants.

Dans un premier temps, les paramètres primaires sont considérés constants en fonction de la fréquence et les pertes diélectriques sont ignorées. Ainsi nous parlerons d'un modèle circuit R, L, C et G constants. Une évolution est apportée à ce modèle afin de tenir compte de la dépendance fréquentielle de la résistance et de la conductance. Ce modèle SPICE R(f), L, C, G(f) sera validé par des simulations 3D du câble électrique puis sur un réseau électrique en intégrant les impédances des appareils domestiques. Nous présenterons des méthodes d'extraction des valeurs des éléments R(f), L(f), C(f) et G(f) en fonction de la fréquence à

partir des mesures. La prise en compte de ces paramètres primaires, fonction de la fréquence, dans une approche circuit sera développée à partir des résultats de la littérature [42] [43]. Cette méthode sera aussi validée par la mesure. Enfin, nous présenterons notre nouvelle approche circuit nommée approche polynomiale.

4.3.2 Modèle circuit à l'aide d'un quadripôle en Γ avec R , L , C et G constants

Cette modélisation consiste à représenter une longueur élémentaire de 1m de câble électrique par ses paramètres primaires. Leurs valeurs sont estimées à partir des formules analytiques issues de la théorie des lignes de transmission (cf. 4.1.1). L'effet de proximité et l'effet de peau sont ignorés dans ce type de modèle.

L'inductance et la capacité linéiques d'un câble électrique de type 3G 2,5 mm² valent respectivement 580nH et 48pF (pour $r=0,89\text{mm}$, $D=5\text{mm}$, $\epsilon_r = 3,15$ et $\tan(\delta)=0,02$). Les valeurs de ces paramètres ont été déterminées par l'étude paramétrique précédemment présentée (cf. 3.4). La résistance linéique dans ce cas de figure est fixée à $0,28 \Omega$ (cette valeur a été calculée pour $f=30\text{MHz}$) et nous avons choisi de la considérer constante sur toute la bande de fréquence étudiée. De même, la conductance est fixée à $90\mu\text{S}$. Le modèle sera validé en utilisant le logiciel de simulation 3D CST-STUDIO.

Dans le modèle 3D, nous considérons le matériau de la gaine non dispersif (l'angle de perte est constant en fonction de la fréquence). Aussi, dans ce modèle, l'effet de peau est pris en compte. Par conséquent, la résistance linéique du câble varie en fonction de la fréquence contrairement au modèle SPICE où elle est considérée constante ($R=0,28\Omega$).

La Figure 40 présente les deux résultats de simulation pour un câble de 12m. Nous pouvons remarquer que les deux réponses fréquentielles ont presque le même nombre d'oscillations et une atténuation variant avec la fréquence. L'écart entre chaque courbe est en moyenne de 2dB pour les minima et 0,5 dB pour les maxima. D'après les courbes de tendance des deux résultats, nous pouvons constater en moyenne 1,5 dB d'écart entre les deux courbes. De plus, nous constatons aussi un léger décalage en fréquence à partir de 11MHz. Cette différence est due aux hypothèses faites dans la modélisation SPICE qui consiste à supposer que les paramètres primaires R , L , C et G constants en fonction de la fréquence.

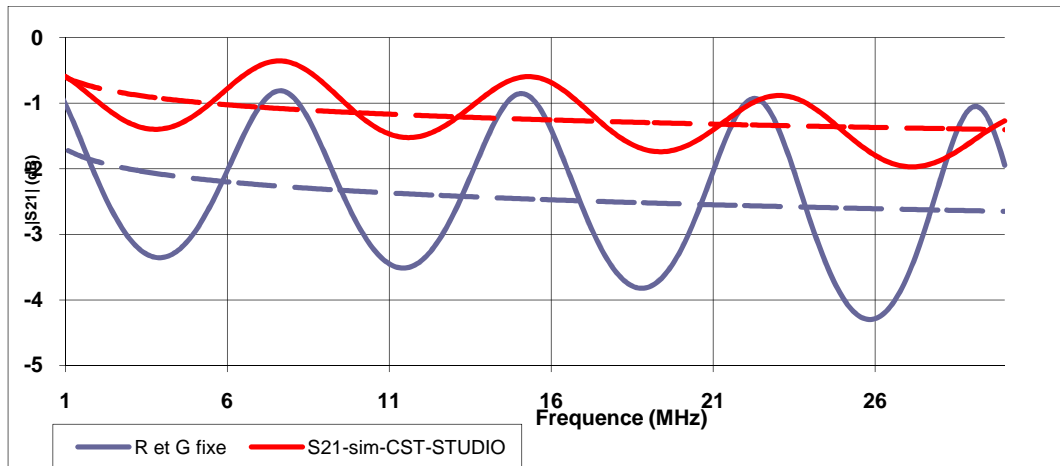


Figure 40. Validation du modèle SPICE R, L, C et G-fixes

Le modèle circuit en gamma avec R, L, C et G constants ne reproduit pas exactement le comportement fréquentiel d'une simple longueur de câble électrique. L'amélioration de ce modèle nécessite la prise en compte de la dépendance fréquentielle de R et de G. Ce modèle fera objet de la partie suivante de notre étude.

4.3.3 Modèle circuit à l'aide d'un quadripôle en Γ avec R et G variables

La résistance et la conductance d'un câble électrique variant en fonction de la fréquence, le modèle où R, L, C et G sont constants ne reflète pas le comportement réel du câble. R et G sont définis analytiquement pour chaque fréquence en utilisant respectivement l'Équation 15 et l'Équation 21. Pour améliorer notre modèle, les deux éléments linéiques sont introduits dans l'outil de simulation circuit sous forme d'impédances variables par un fichier où leurs expressions analytiques sont appliquées.

La Figure 41 présente la nouvelle réponse fréquentielle du câble de 12m simulé à l'aide du logiciel circuit SPICE. Nous pouvons comparer la réponse fréquentielle du modèle où R, L, C et G sont constants (noté modèle R, L, C et G) et celle du modèle R, L, C et G où R et G sont variables en fonction de la fréquence (noté modèle R(f), L, C et G(f)). Nous observons une légère différence de 0,3dB entre les deux courbes en terme d'atténuation entre 1MHz et 16MHz. Cette différence s'annule à partir de 14MHz. Cela est dû au fait que le modèle R(f), L, C, G(f) converge vers le modèle R, L, C, G en hautes fréquences car les valeurs de R et G pour le modèle à paramètres constants ont été calculées à 30MHz.

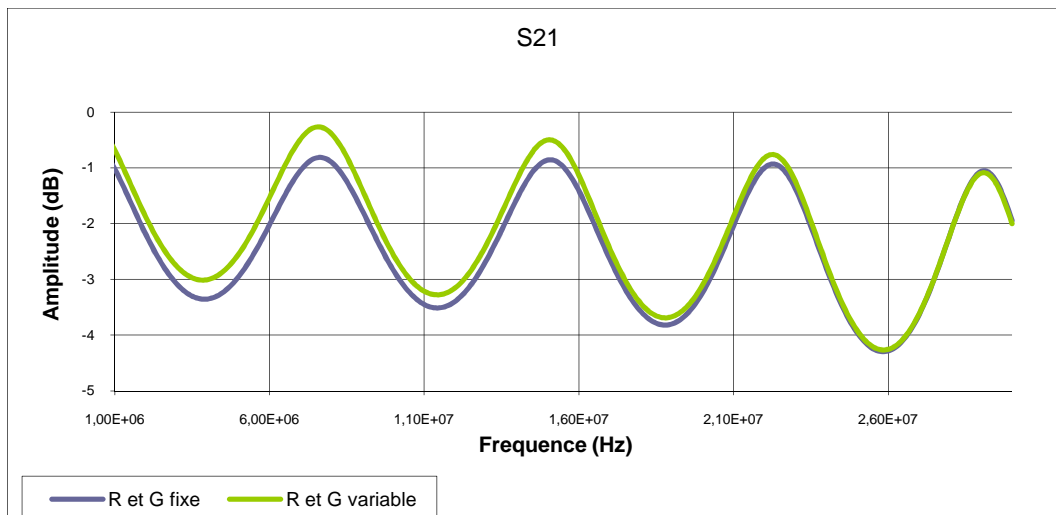


Figure 41. Modèle R, L, C et G (R & G variables)

Ce modèle reproduit approximativement le comportement fréquentiel du câble électrique. En revanche, il ne prend pas en compte les variations des paramètres primaires en fonction de la fréquence. La prise en compte de cet effet sur L et C permettra l'amélioration du modèle SPICE. L'évaluation expérimentale de la dépendance fréquentielle des paramètres primaires R, L, C et G fait l'objet de la suite de notre étude.

4.4 Approche circuit nécessitant l'extraction des paramètres

4.4.1 Introduction

Cette partie porte sur l'extraction des paramètres primaires d'un câble électrique en fonction de la fréquence à partir de mesures. Un modèle SPICE est ensuite réalisé en utilisant les résultats obtenus. Ce modèle est par la suite utilisé afin de simuler un réseau électrique. Nous présenterons dans ce paragraphe l'approche circuit présentée dans [42] et dans [43]. Par la suite dans le paragraphe 4.5, nous proposerons une approche SPICE nommée approche polynomiale

Plusieurs études ont été menées sur la prise en compte de la variation fréquentielle des paramètres primaires et leur modélisation électrique. Une approche circuit basée sur la théorie des lignes de transmission a été présentée dans [44][45][46], modélise la variation de la résistance linéique en fonction de la fréquence par un circuit électrique composé d'inductances et de résistances dont les valeurs sont déterminées par une expression analytique. Une approche circuit complète a été présentée dans [42][43]. Elle consiste à extraire chaque paramètre à partir de mesures effectuées sur le câble à modéliser. Ainsi un modèle électrique est attribué à chaque élément R, L, C et G (voir Figure 42). Cette approche permet la

simulation temporelle et fréquentielle. En revanche, la précision du modèle dépend du nombre d'éléments électriques pris en considération et nécessite l'utilisation d'un logiciel (type APLAC) afin d'optimiser les valeurs de chaque composant.

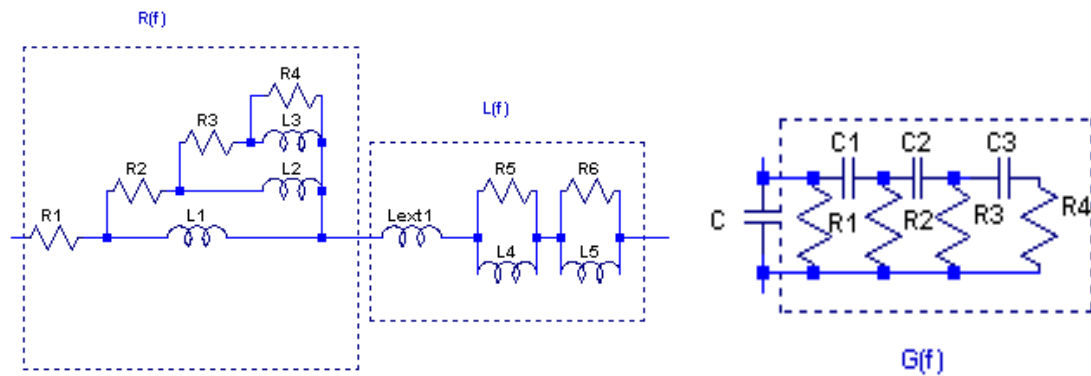


Figure 42. Modèle circuit de R, de L, de C et de G

4.4.2 Extraction des paramètres primaires à partir de la mesure

Il existe deux méthodes d'extraction des paramètres primaires en fonction de la fréquence à partir des mesures. La première est proposée dans [47] et elle consiste à mesurer la matrice S d'une longueur élémentaire du câble électrique à modéliser. La deuxième est présentée dans [48] et est basée sur la mesure de l'impédance du câble électrique en court-circuit et en circuit-ouvert.

4.4.2.1 Extraction à l'aide des paramètres S

Le câble électrique à deux conducteurs est vu comme un quadripôle et caractérisé par sa matrice S de dimension 2×2 (voir Figure 43). Cette matrice S est mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau avec une impédance de référence égale à 50Ω . Une étape de calibration du banc de test de type « Two-Path-to-Port » est nécessaire afin de compenser les erreurs systématiques engendrées par l'analyseur et les différentes connectiques utilisées.

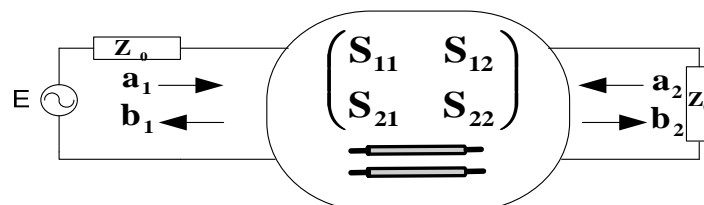


Figure 43. Modèle quadripôle

La matrice S, d'une longueur d'un câble électrique est exprimée en fonction de ces caractéristiques en utilisant la théorie des lignes de transmission [47] (voir l'Équation 42).

$$[\bar{S}] = \frac{1}{D_s} \begin{pmatrix} (Z_c^2 - Z_0^2) \sinh(\bar{\gamma} \cdot \ell) & 2\bar{Z}_c \bar{Z}_0 \\ 2\bar{Z}_c \bar{Z}_0 & (\bar{Z}_c^2 - \bar{Z}_0^2) \sinh(\bar{\gamma} \cdot \ell) \end{pmatrix} \quad \text{Équation 42}$$

Où $\bar{D}_s = 2\bar{Z}_c Z_0 \cosh(\bar{\gamma} \cdot \ell) + (\bar{Z}_c^2 + Z_0^2) \sinh(\bar{\gamma} \cdot \ell)$, et Z_c , γ , l sont respectivement l'impédance caractéristique, le coefficient de propagation et la longueur du câble mesuré.

L'impédance caractéristique et le coefficient de propagation sont exprimés en fonction des paramètres S (Équation 43 et Équation 44).

$$\bar{\gamma}(\omega) = \frac{1}{l} \cosh^{-1} \left(\frac{1 - \bar{S}_{11}^2 + \bar{S}_{21}^2}{2\bar{S}_{21}} \right) \quad \text{Équation 43}$$

$$\bar{Z}_c(\omega) = Z_0 \sqrt{\frac{(1 + \bar{S}_{11})^2 - \bar{S}_{21}^2}{(1 - \bar{S}_{11})^2 - \bar{S}_{21}^2}} \quad \text{Équation 44}$$

Une fois \bar{Z}_c et $\bar{\gamma}$ obtenus, les paramètres R, L, C et G sont déduits en utilisant les équations suivantes :

$$R(\omega) = \text{Réel}\{\bar{Z}_c(\omega) \cdot \bar{\gamma}(\omega)\} = \text{Réel}(R + jL\omega) \quad \text{Équation 45}$$

$$L(\omega) = \frac{\text{Im ag}\{\bar{Z}_c(\omega) \cdot \bar{\gamma}(\omega)\}}{\omega} = \frac{\text{Im ag}(R + jL\omega)}{\omega} \quad \text{Équation 46}$$

$$G(\omega) = \text{Réel}\left\{\frac{\bar{\gamma}(\omega)}{\bar{Z}_c(\omega)}\right\} = \text{Réel}(G + jC\omega) \quad \text{Équation 47}$$

$$C(\omega) = \text{Im ag}\left\{\frac{\bar{\gamma}(\omega)}{\omega \cdot \bar{Z}_c(\omega)}\right\} = \frac{\text{Im ag}(G + jC\omega)}{\omega} \quad \text{Équation 48}$$

Les paramètres R, L, C et G obtenus modélisent un mètre de câble électrique selon le schéma quadripôle non symétrique représenté sur la Figure 30. La mesure des paramètres S est réalisée sur 1m de câble dans la bande 1MHz-50MHz en se basant sur la bande passante du modèle SPICE R, L, C et G précédemment présenté. Cette approche est très sensible aux changements de phase des paramètres S utilisés dans les calculs (voir Figure 44). Pour éviter les changements de phase il faudra choisir une longueur plus courte qu'un mètre.

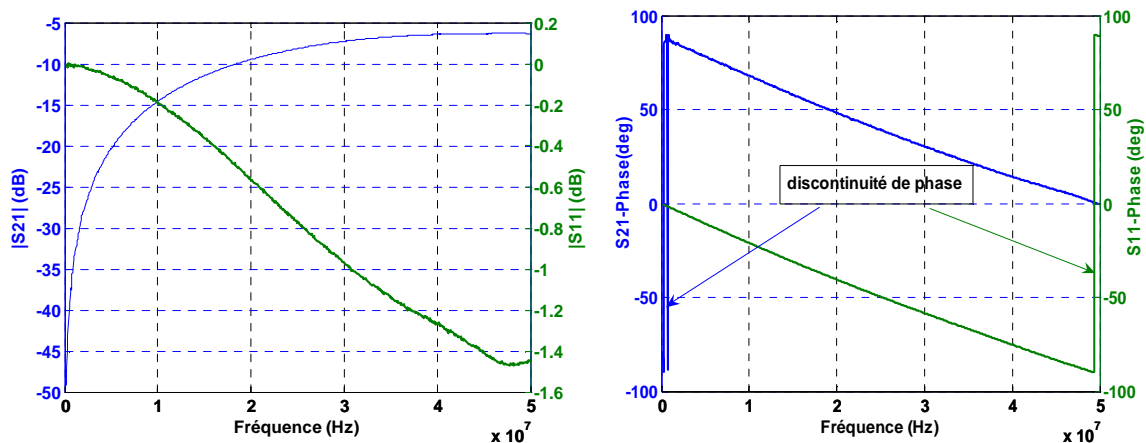


Figure 44. Paramètres S d'un câble de 1m

4.4.2.2 Extraction à l'aide des mesures d'impédance en circuit-ouvert et en court-circuit

Cette autre approche permet d'extraire les paramètres R, L, C et G en fonction de la fréquence d'un câble à partir de deux mesures d'impédance. Le tronçon de câble électrique est considéré en court-circuit puis en circuit-ouvert. L'essai en court-circuit permet de déterminer l'évolution de R et de L (selon le modèle gamma, la capacité et la conductance sont court-circuitées). L'essai en circuit-ouvert permet de déterminer l'évolution de C et de G (en circuit-ouvert, il n'y a pas de circulation de courant). La Figure 45 montre l'impédance mesurée en court-circuit sur un tronçon de 9,5m de câble électrique dans la bande 1MHz-60MHz. Nous constatons que la première fréquence de résonance est égale à 5,56MHz. Cette valeur augmente lorsque la longueur du câble diminue. D'après la courbe de phase, l'impédance présente un comportement capacitif avant la résonance et inductif après la résonance. Pour 0,25m de câble la première fréquence de résonance est en dehors de la bande étudiée.

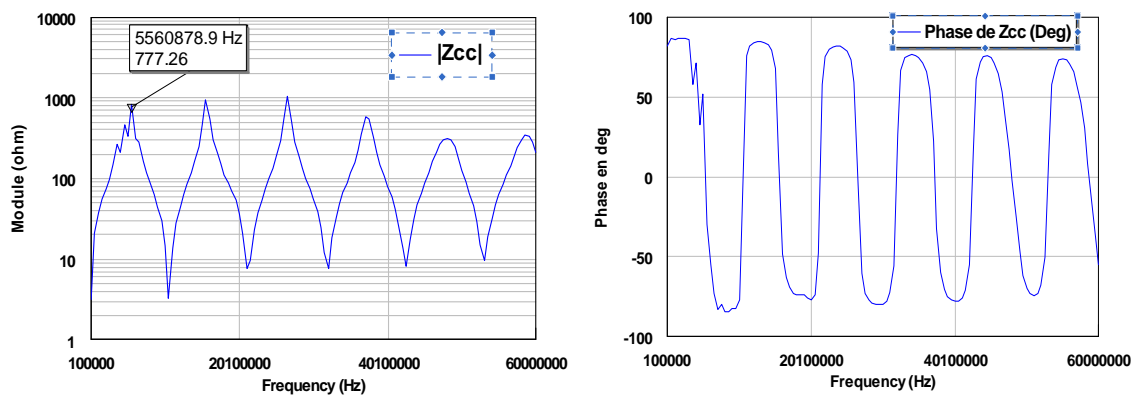


Figure 45. Impédance en court-circuit pour 9,5m de câble électrique

L'impédance caractéristique et le coefficient de propagation sont calculés à partir des expressions de l'impédance d'entrée d'une ligne bifilaire terminée soit par un court-circuit (voir l'Équation 49), soit par un circuit-ouvert (voir l'Équation 50)

$$\bar{Z}_{cc} = \lim_{Z_t \rightarrow 0} \left(Z_c \frac{\bar{Z}_t + \bar{Z}_c \tanh(\bar{\gamma} \cdot l)}{\bar{Z}_c + \bar{Z}_t \tanh(\bar{\gamma} \cdot l)} \right) = Z_c \tanh(\bar{\gamma} \cdot l) \quad \text{Équation 49}$$

$$\bar{Z}_{co} = \lim_{Z_t \rightarrow \infty} \left(\bar{Z}_c \frac{\bar{Z}_t + \bar{Z}_c \tanh(\bar{\gamma} \cdot l)}{\bar{Z}_c + \bar{Z}_t \tanh(\bar{\gamma} \cdot l)} \right) = \frac{\bar{Z}_c}{\tanh(\bar{\gamma} \cdot l)} \quad \text{Équation 50}$$

L'impédance caractéristique et le coefficient de propagation se déduisent de ces deux impédances Z_{cc} et Z_{co} par :

$$\bar{Z}_c = \sqrt{\bar{Z}_{cc} \cdot \bar{Z}_{co}} \quad \text{Équation 51}$$

$$\bar{\gamma} = \frac{a \tanh \left(\sqrt{\frac{\bar{Z}_{cc}}{\bar{Z}_{co}}} \right)}{l} \quad \text{Équation 52}$$

Les paramètres $R(f)$, $L(f)$, $C(f)$ et $G(f)$ sont déterminés à partir des mêmes équations que l'approche paramètres [S] (Équation 45, Équation 46, Équation 47 et Équation 48)

Les résultats obtenus sont représentés sur la Figure 47. La courbe de $R(f)$ et de $L(f)$ représentent respectivement l'évolution de la résistance linéique et l'inductance linéique en fonction de la fréquence pour deux fils du câble électrique caractérisé, en l'occurrence un câble de type 3G-2,5mm². Pour obtenir la courbe de $R(f)$ et la courbe de $L(f)$ pour chaque brin, il faut diviser les valeurs obtenues par deux. Par ailleurs nous constatons d'après la figure que les courbes sont bruitées et particulièrement en bas de la bande fréquentielle étudiée dans le cas de $L(f)$ et de $C(f)$. Ce phénomène est dû à l'imperfection de la calibration de l'analyseur d'impédance et aux erreurs non compensées, engendrées par le connecteur BNC soudé aux deux fils du câble (voir Figure 46).



Figure 46. Câble soudé au connecteur BNC

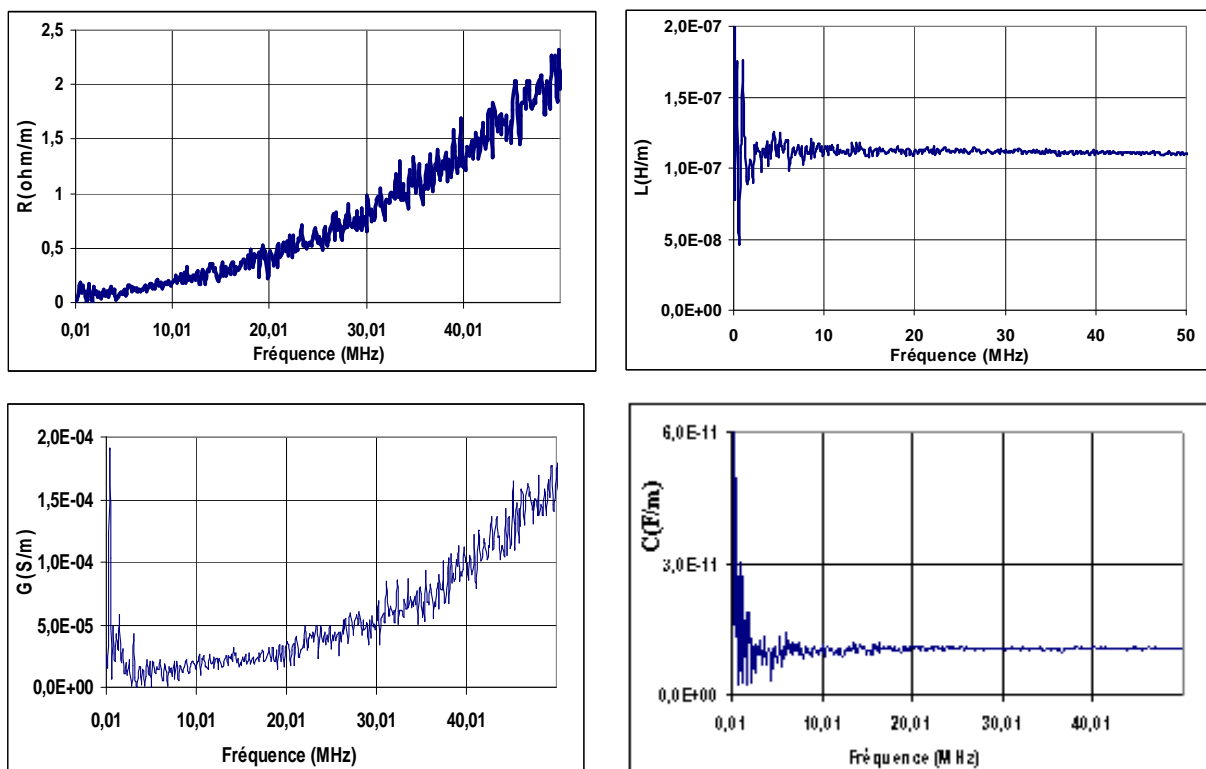


Figure 47. L'évolution des paramètres $R(f)$, $L(f)$, $C(f)$ et $G(f)$

4.4.3 Modélisation des paramètres extraits par un circuit

Les éléments $R(f)$, $L(f)$, $C(f)$ et $G(f)$ sont ensuite modélisés par les circuits équivalents représentés dans la Figure 49. La résistance et l'inductance sont modélisées par des associations de circuits RL, la capacité et la conductance sont modélisées par des réseaux RC. Les valeurs des éléments de chaque circuit sont obtenues en utilisant le logiciel APLAC ou

CST-Design en utilisant une méthode d'optimisation manuelle ou les algorithmes génétiques intégrés aux deux logiciels. La première méthode est la plus simple et la plus rapide.

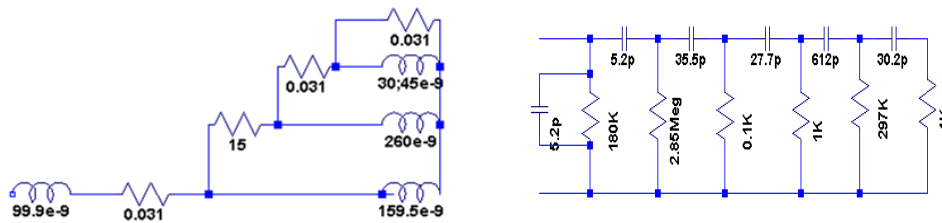


Figure 48. Modèle RL et RC

La Figure 49 et la Figure 50 représentent respectivement la comparaison entre la mesure et la simulation de la résistance et l'inductance linéiques dans la bande 10kHz-50MHz. La Figure 51 et la Figure 52 représentent respectivement la comparaison entre la mesure et la simulation de la capacité et la conductance dans la bande 10kHz-50MHz. Cette comparaison valide le modèle circuit des paramètres $R(f)$, $L(f)$, $C(f)$ et $G(f)$.

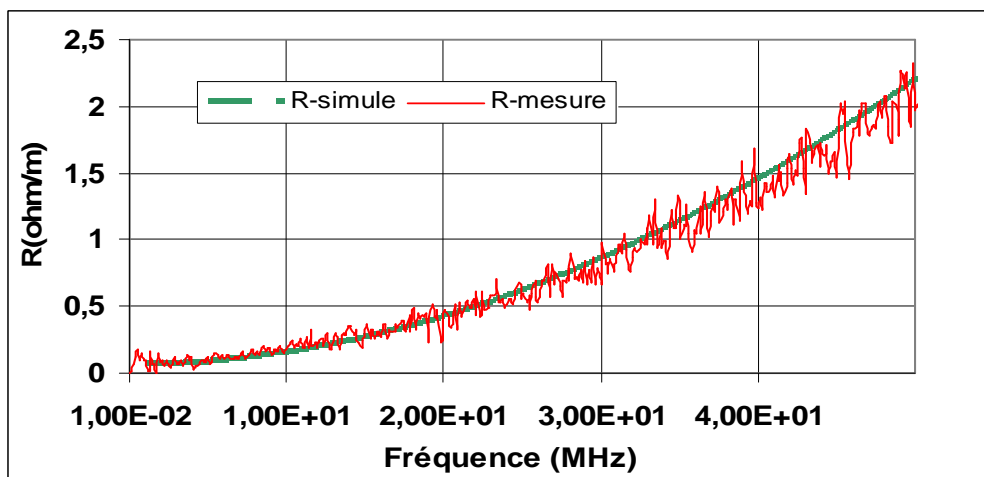


Figure 49. Comparaison entre R mesurée et simulée

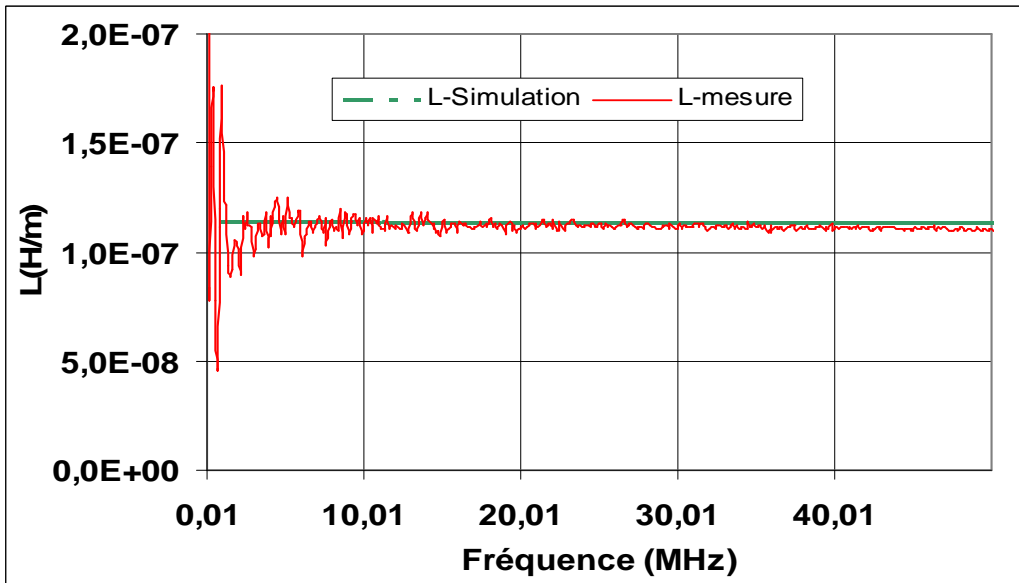


Figure 50. Comparaison entre L mesurée et simulée

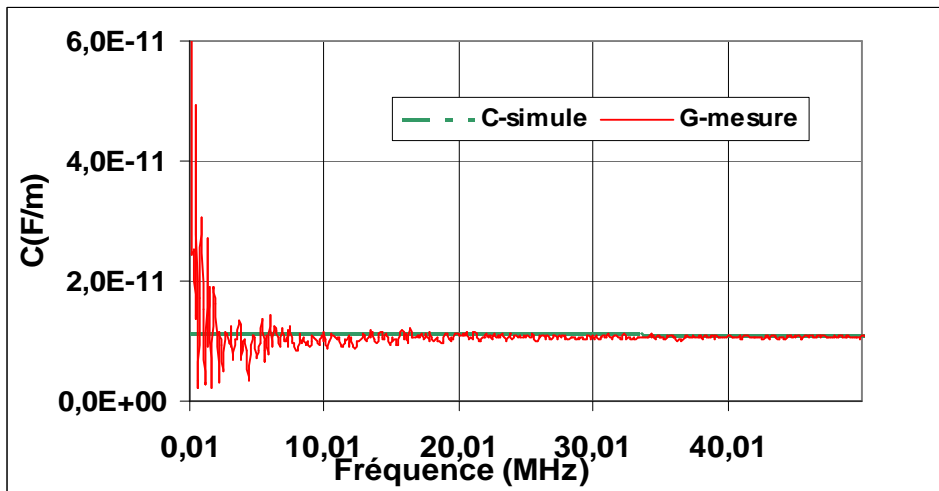


Figure 51. Comparaison entre C mesurée et simulée

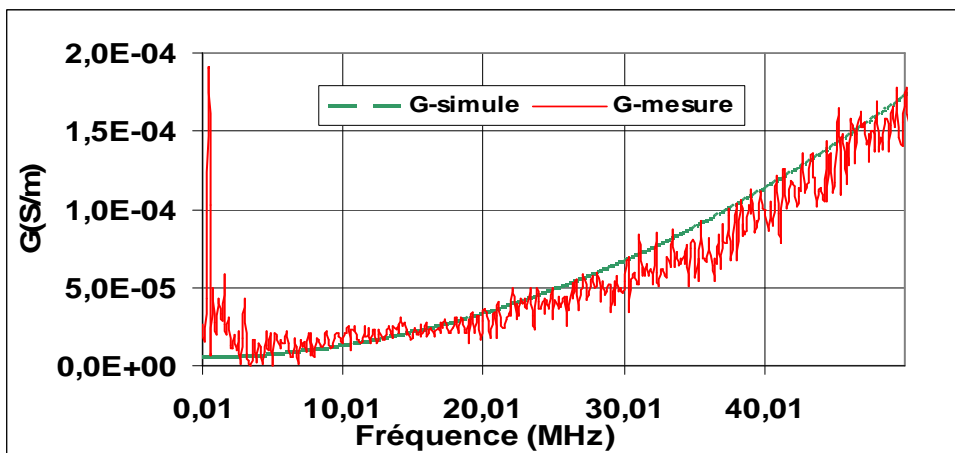


Figure 52. Comparaison entre G mesurée et simulée

La cellule élémentaire du câble électrique est représentée sur la Figure 53. Ce modèle est valable pour une longueur de 25cm dans la bande 10kHz-50MHz.

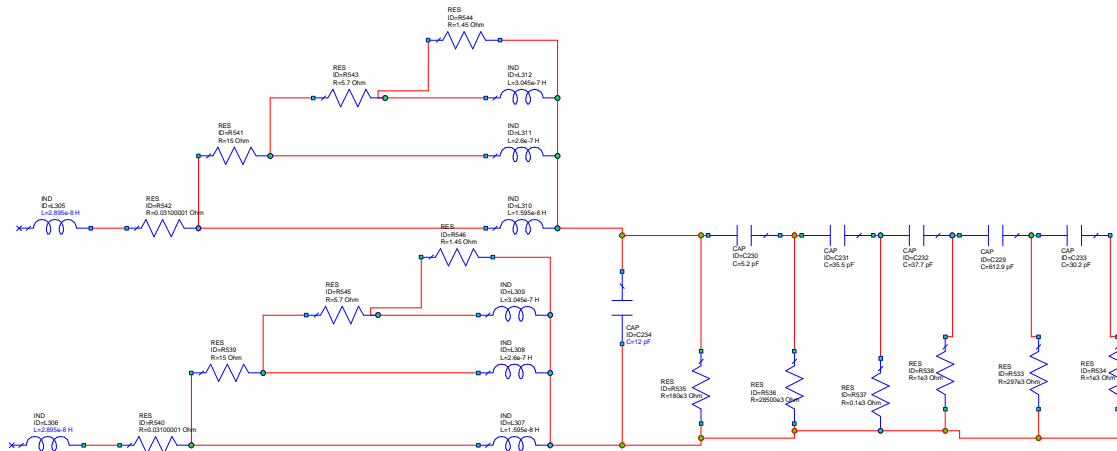


Figure 53. Modèle d'une cellule élémentaire de 25cm de câble bifilaire

4.4.4 Validation de l'approche circuit

Dans le but de valider le modèle dans le domaine fréquentiel, nous avons mesuré et simulé l'impédance vue entre la phase et le neutre en circuit-ouvert. Les résultats obtenus sont représentés sur la Figure 54. Le faible écart entre la mesure et la simulation valide le modèle circuit dans la bande 10kHz-50MHz.

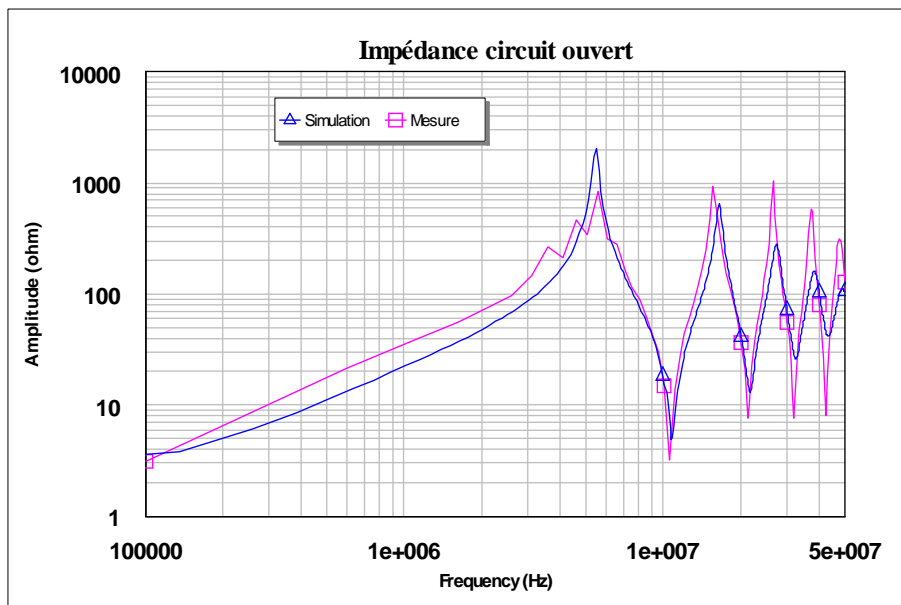


Figure 54. Validation de l'approche circuit

Nous avons utilisé l'approche circuit afin de modéliser un câble électrique comme une ligne bifilaire. L'effet du fil de terre a été ignoré. Toutefois, cette méthode a été présentée et utilisée dans [43] pour un modèle de câble multiconducteur.

L'avantage de cette approche circuit réside dans la possibilité de la modélisation du câble électrique dans le domaine temporel et fréquentiel. En revanche, la précision du modèle dépend du nombre d'éléments électriques pris en considération et nécessite l'utilisation du logiciel APLAC afin d'optimiser les valeurs de chaque composant. Par ailleurs le nombre de composants nécessaires augmente d'une manière exponentielle en fonction de la longueur du câble à modéliser. Pour un réseau électrique cette approche sera difficilement applicable.

Nous allons proposer un modèle SPICE qui se révélera plus simple sur des réseaux complexes. Il est basé sur un modèle polynomial permettant de prendre en considération la variation des paramètres linéiques du câble en fonction de la fréquence.

4.5 Modélisation de type circuit, avec quadripôle en T et par interpolation polynomiale des paramètres $R(f)$, $L(f)$, $C(f)$ et $G(f)$

4.5.1 Principe de la méthode

L'objectif de cette approche est de pouvoir reproduire le comportement fréquentiel d'un câble électrique en utilisant un simulateur circuit de type SPICE. L'idée est de remplacer les nombreux composants permettant de modéliser le comportement en fréquence du câble par 4 éléments dont la caractéristique varie en fonction de la fréquence. A partir d'une mesure des paramètres S ou des impédances en circuit-ouvert et court-circuit réalisées sur une longueur élémentaire de câble et selon une structure de quadripôle choisie (en T à partir des paramètres S , en Γ à partir de Z_{cc} et Z_{co}), les paramètres R , L , C et G sont extraits fréquence par fréquence. Une forme polynomiale de chaque paramètre est obtenue par la méthode des moindres carrés. Chaque polynôme est par la suite intégré au simulateur de circuit en utilisant des scripts décrivant les sources de tension contrôlées.

Nous avons choisi le quadripôle en T représenté sur la Figure 55 pour sa structure symétrique. En revanche, l'extraction des éléments R , L , C et G à partir de des impédances en court-circuit et circuit-ouvert n'est pas facilement applicable à cause de la symétrie de la structure. Nous proposons une méthode d'extraction basée sur la mesure des paramètres S [49].

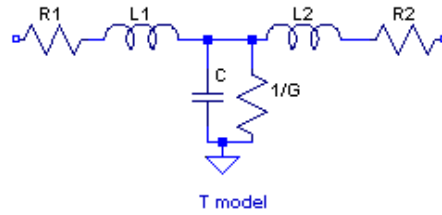


Figure 55. Modèle quadripôle en T

Cette approche est réalisée en trois étapes. La première consiste à mesurer la matrice S d'une longueur élémentaire du câble électrique. La deuxième repose sur l'extraction des éléments du modèle du quadripôle T et l'interpolation polynomiale de chacun en fonction de la fréquence. Enfin le modèle polynomial est intégré au simulateur circuit. Il est important de noter que dans le cas du modèle en T, les relations entre les paramètres linéiques et ceux du quadripôle sont : $R1=R2=R/2$ et $L1=L2=L/2$.

4.5.2 Mesure des paramètres S

La mesure de la matrice S est réalisée à l'aide d'un analyseur de réseau Rhode & Schwartz ZVL30 sur une longueur de 25cm du câble électrique à modéliser dans la bande [100kHz-50MHz]. La Figure 56 représente les paramètres S obtenus. Nous observons des erreurs de mesure au début de la bande de fréquence dues à l'imperfection de la calibration du banc de mesure. Par conséquent, les courbes seront lissées avant exploitation des résultats. Par ailleurs, nous pouvons constater que la matrice S est symétrique ($S_{21}=S_{12}$) et ($S_{11}=S_{22}$), ce qui est tout à fait réaliste car le câble n'a pas de sens de fonctionnement privilégié.

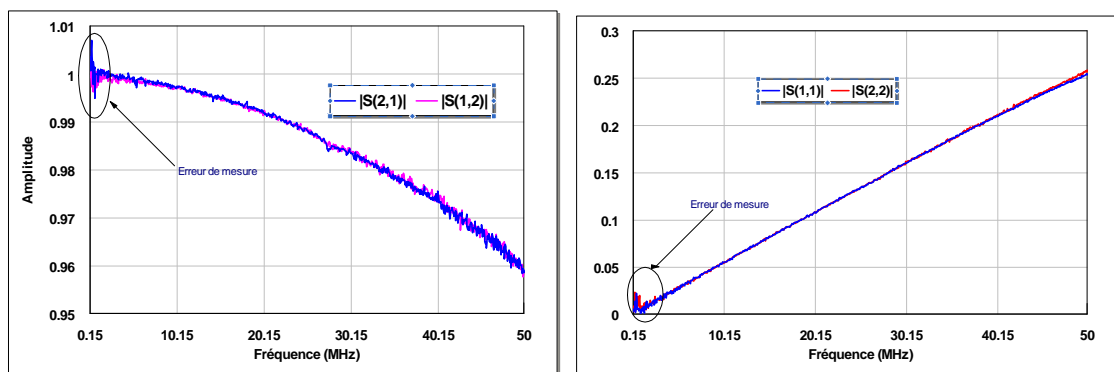


Figure 56. Paramètres S d'une longueur de 25cm

4.5.3 Détermination des paramètres R(f), L(f), C(f) et G(f)

Afin d'extraire les éléments R, L, C et G, la matrice S obtenue par la mesure est convertie en la matrice impédance Z correspondante en utilisant l'Équation 49.

$$\bar{Z} = \begin{pmatrix} 50 \frac{(1 + \bar{S}_{11}) \cdot (1 - \bar{S}_{22}) + \bar{S}_{12} \bar{S}_{21}}{(1 - \bar{S}_{11})(1 - \bar{S}_{22}) - \bar{S}_{12} \bar{S}_{21}} & \frac{2 \cdot 50 \cdot \bar{S}_{12}}{(1 - \bar{S}_{11})(1 - \bar{S}_{22}) - \bar{S}_{12} \bar{S}_{21}} \\ \frac{2 \cdot 50 \cdot \bar{S}_{21}}{(1 - \bar{S}_{11})(1 - \bar{S}_{22}) - \bar{S}_{12} \bar{S}_{21}} & 50 \frac{(1 + \bar{S}_{11}) \cdot (1 - \bar{S}_{22}) + \bar{S}_{12} \bar{S}_{21}}{(1 - \bar{S}_{11})(1 - \bar{S}_{22}) - \bar{S}_{12} \bar{S}_{21}} \end{pmatrix} \quad \text{Équation 53}$$

La matrice Z du quadripôle en T représenté sur la Figure 55 s'exprime analytiquement en fonction des éléments R, L, C et G par :

$$[Z] = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + jL_1\omega + \frac{1}{G + jC\omega} & \frac{-1}{G + jC\omega} \\ \frac{-1}{G + jC\omega} & R_2 + jL_2\omega + \frac{1}{G + jC\omega} \end{pmatrix} \quad \text{Équation 54}$$

En considérant les éléments de la matrice impédance dans l'Équation 54, on remarque que :

$$\text{real}(\bar{Z}_{11} + \bar{Z}_{12}) = R_1 \quad \text{Équation 55}$$

$$\frac{\text{imag}(\bar{Z}_{11} + \bar{Z}_{12})}{\omega} = L_1 \quad \text{Équation 56}$$

$$\text{real}(\bar{Z}_{12}^{-1}) = G \quad \text{Équation 57}$$

$$\frac{-\text{imag}(\bar{Z}_{12}^{-1})}{\omega} = C \quad \text{Équation 58}$$

Le quadripôle étant symétrique, nous avons $R_1=R_2$ et $L_1=L_2$. Les variations de R, L, G et C en fonction de la fréquence sont représentées sur la Figure 57. Nous constatons la présence d'oscillations importantes sur la courbe de L(f) et de C(f) au début de la bande. Elles sont engendrées par les erreurs de mesure en basses fréquences. Il est difficile de déterminer avec précision la cause de ces oscillations. Nous supposons qu'elles sont engendrées par l'imprécision de la calibration de l'analyseur de réseau. La mesure des paramètres S doit être réalisée à l'aide d'un deuxième analyseur de réseau afin de vérifier la validité de cette hypothèse.

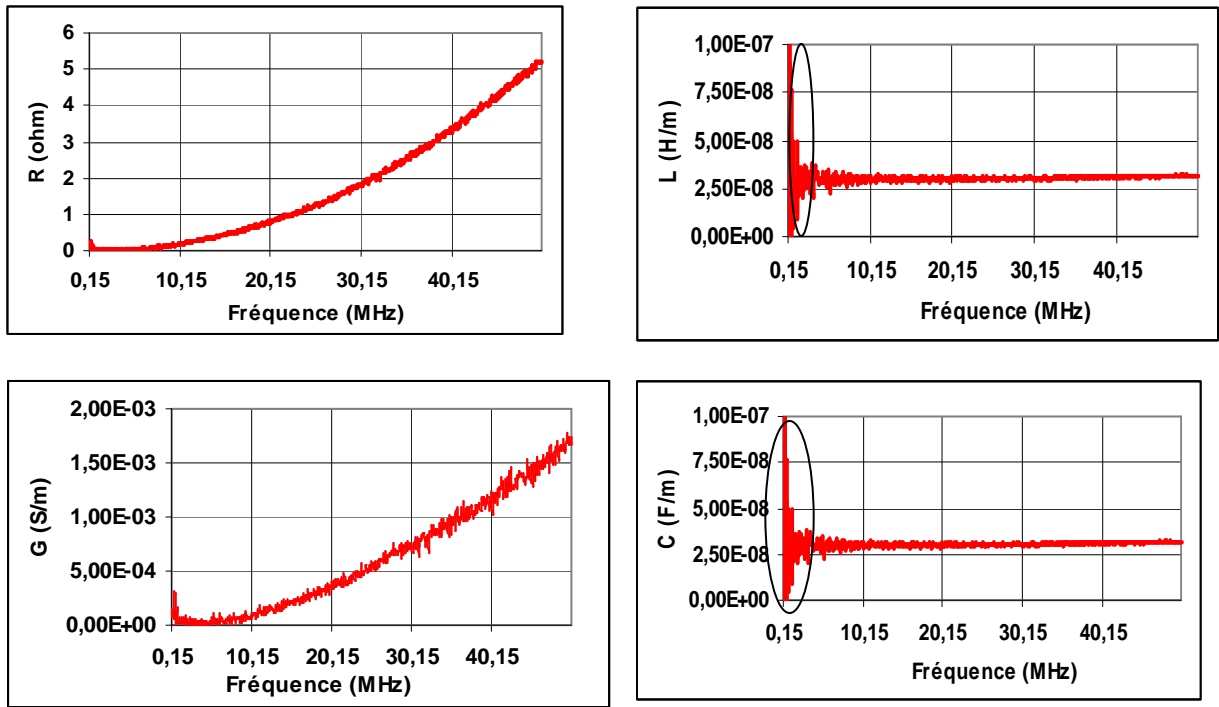


Figure 57. Variation des paramètres R(f), L(f), C(f) et G(f) extraits des paramètres S

4.5.4 Interpolation polynomiale

Cette étape consiste à attribuer à chaque paramètre primaire un polynôme décrivant son évolution en fonction de la fréquence. L'interpolation implémentée utilise la méthode des moindres carrés à l'aide du logiciel Matlab. L'évolution de la résistance et de la conductance sont exprimées par des polynômes du second degré (voir l'Équation 59 et l'Équation 62). Celle de l'inductance et de la capacité sont exprimées par un polynôme du premier degré (voir l'Équation 60 et Équation 61), décroissant pour C et croissant pour L en fonction de la fréquence.

$$R(f) = 2.10^{-15} \cdot f^2 - 8.10^{-9} \cdot f + 3,3.10^{-2} \quad \text{Équation 59}$$

$$L(f) = 4.10^{-17} \cdot f + 3.10^{-8} \quad \text{Équation 60}$$

$$C(f) = -8.10^{-20} \cdot f + 1.10^{-11} \quad \text{Équation 61}$$

$$G(f) = 5.10^{-19} \cdot f^2 - 8.10^{-12} \cdot f + 2.10^{-5} \quad \text{Équation 62}$$

La comparaison de l'évolution des éléments modélisés et de la mesure est présentée sur la Figure 58. Elle permet la validation de l'ensemble des polynômes obtenus.

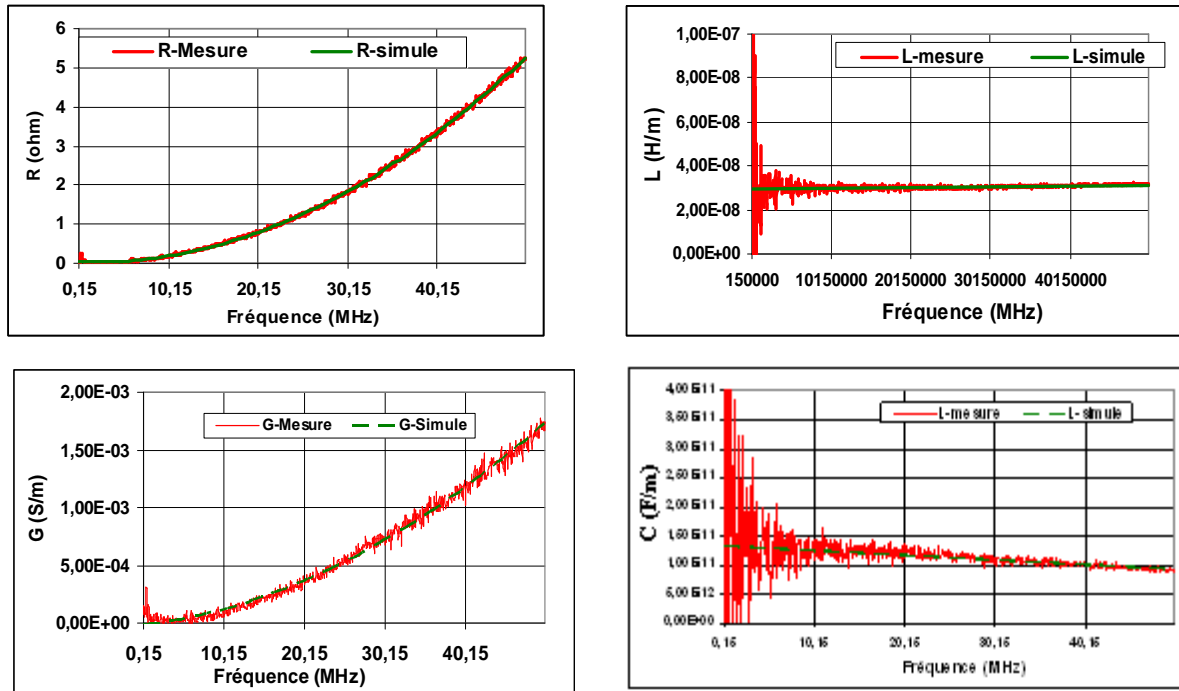


Figure 58. Modélisation polynomiale

4.5.5 Modèle polynomiale sous SPICE

Le modèle polynomial est intégré dans une librairie SPICE sous forme de scripts contenant les polynômes obtenus et décrivant le modèle électrique. Cette librairie est divisée en trois parties. La première partie décrit le circuit du quadripôle élémentaire en fonction des éléments électriques R, L, C et G. La deuxième contient le polynôme modèle de chaque paramètre primaire. La troisième partie contient la description de différentes longueurs de ligne.

La description du quadripôle en T sous forme de script est représentée sur la Figure 60. Le script peut être interprété comme suit :

- R1 est branchée entre le point 'In' et le point 1,
- L1 est branchée entre le point 1 et le point 2,
- C est branchée entre le point 2 et la masse,
- G est branchée entre le point 2 et la masse,
- L2 est branchée entre le point 2 et le point 3,
- R2 est branchée entre le point 3 et le point Out.

Les points In, 1, 2, 3, Out et GND sont représentés sur la Figure 59.

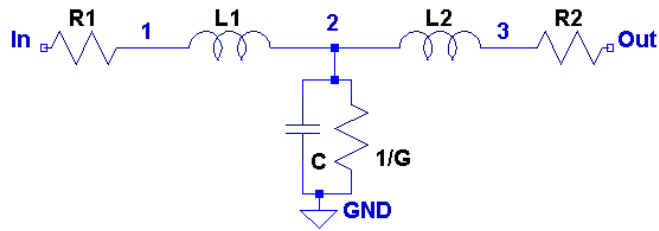


Figure 59. Points de liaison du quadripôle

Chaque paramètre de ce quadripôle pointe vers un autre script décrivant le polynôme correspondant. A titre d'exemple la résistance linéique R1 décrite par l'Équation 59 pointe vers le script appelé «RR freq_poly_T » (voir Figure 60).

```

*****Cellule élémentaire*****
.Subckt ligne_RLCG_polynomiale_longueur_unit_T In Out Gnd
XR1 In 1 RR_freq_poly_T params: R1={R1} R2={R2} R3={R3} R4={R4}
XL1 1 2 L_freq_poly_T params: L1={L1} L2={L2} L3={L3} L4={L4}
XC 2 Gnd C_freq_poly_T params: C1={C1} C2={C2} C3={C3} C4={C4}
XRG 2 Gnd RG_poly_T params: C1={C1} C2={C2} C3={C3} C4={C4} delta={delta}
XR2 3 Out RR_freq_poly_T params: R1={R1} R2={R2} R3={R3} R4={R4}
XL2 2 3 L_freq_poly_T params: L1={L1} L2={L2} L3={L3} L4={L4}
.Ends ligne_RLCG_polynomiale_longueur_unit_T

```

Figure 60. Description du quadripôle

La Figure 61 représente le script contenant le polynôme de l'équation 59. Ce script peut être remplacé par le schéma représenté sur la Figure 62. Ce dernier est composé d'une résistance en série avec deux sources de tension. Le polynôme est interprété dans le script sous la forme d'une fonction de Laplace liée à une source de tension arbitraire B1. La source V1 sert à fournir une valeur de courant dans la branche, courant nécessaire à la source B1. V1 est mis à zéro pour ne pas influencer le circuit. Ainsi on reproduit la dépendance fréquentielle de la résistance linéique.

```

.subckt RR_freq_poly_T 1 2 params: R1=2e-23 R2=-7e-16 R3=2e-8 R4=-0.0014
R1 1 10 1u
V1 10 11 0
B1 11 2 V=I(V1) laplace=((R1*(s/(2*pi*sqrt(-1))))**3+R2*(s/(2*pi*sqrt(-1))))**2+
R3*(s/(2*pi*sqrt(-1)))+R4))
.ends RR_freq_poly

```

Figure 61. Script contenant le polynôme de la résistance

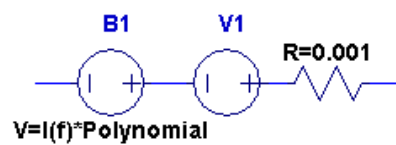


Figure 62. Source contrôlée associée à chaque polynôme

La troisième partie du script est constituée de plusieurs cellules élémentaires décrites par les deux scripts précédemment présentés. Cette étape consiste à mettre en cascade plusieurs cellules pour former une longueur donnée. Deux cellules de 0,25m pour une longueur de 0,5m et deux de 0,5m pour 1m (voir Figure 63).

```

.Subckt ligne_1/4_m In Out Gnd params: R1=-2e-25 R2=9e-17 R3=4e-9 R4=-0.003 L1=-
3e-32 L2=3e-24 L3=-1e-16 L4=6e-8 C1=-1e-35 C2=1e-27 C3=-4e-20 C4=1e-11
delta=0.001
X1 In out Gnd ligne_RLCG_polynomiale_longueur params: R1={R1} R2={R2} R3={R3}
R4={R4} L1={L1} L2={L2} L3={L3} L4={L4} C1={C1} C2={C2} C3={C3} C4={C4}
delta={delta}
.Ends ligne_len025m_RLCpoly_Gfct2C_T

.Subckt ligne_1/2_m In Out Gnd params: R1=-2e-25 R2=9e-17 R3=4e-9 R4=-0.003 L1=-
3e-32 L2=3e-24 L3=-1e-16 L4=6e-8 C1=-1e-35 C2=1e-27 C3=-4e-20 C4=1e-11
delta=0.001
X1 In mid1 Gnd ligne_1/4m params: R1={R1} R2={R2} R3={R3} R4={R4} L1={L1}
L2={L2} L3={L3} L4={L4} C1={C1} C2={C2} C3={C3} C4={C4} delta={delta}
X2 mid1 out Gnd ligne_1/4m params: R1={R1} R2={R2} R3={R3} R4={R4} L1={L1}
L2={L2} L3={L3} L4={L4} C1={C1} C2={C2} C3={C3} C4={C4} delta={delta}
.Ends ligne_1/2_m

.Subckt ligne_1_m In Out Gnd params: R1=2e-23 R2=-7e-16 R3=2e-8 R4=-0.0014 L1=-
4e-32 L2=3e-23 L3=-6e-16 L4=230.47e-9 C1=-6e-36 C2=-7e-27 C3=-3e-20
C4=56.621e-12 delta=0.001
X1 In Out Gnd ligne_1/2_m params: R1={R1} R2={R2} R3={R3} R4={R4} L1={L1}
L2={L2} L3={L3} L4={L4} C1={C1} C2={C2} C3={C3} C4={C4} delta={delta}
X1 In Out Gnd ligne_1/2_m params: R1={R1} R2={R2} R3={R3} R4={R4} L1={L1}
L2={L2} L3={L3} L4={L4} C1={C1} C2={C2} C3={C3} C4={C4} delta={delta}
.Ends ligne_1_m

```

Figure 63. Mise en cascade des cellules élémentaires.

4.5.6 Validation expérimentale du modèle quadripôle en T

a) Validation sur une longueur de 1m

Le modèle quadripôle en T a été validé dans un premier temps sur une longueur d' 1m de câble électrique. La Figure 64 représente la comparaison des pertes d'insertion mesurées et simulées à partir de la mise en cascade de quatre cellules de 25cm. Nous constatons que le

modèle est valide dans la bande de fréquences 150kHz-50MHz avec une légère différence dans la bande de fréquences 45MHz-50MHz.

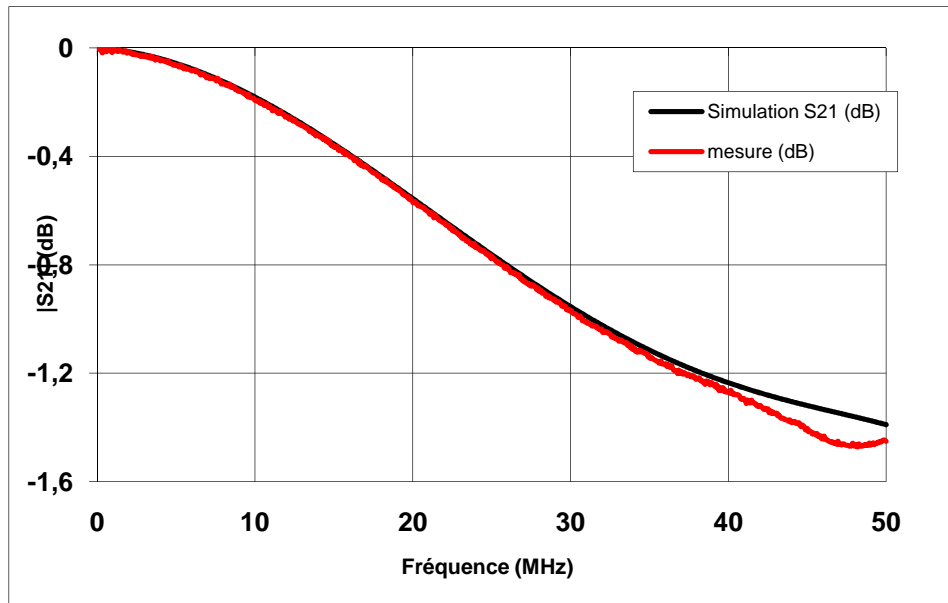


Figure 64. Pertes d'insertion simulées et mesurées sur 1m de câble électrique

b) Validation sur un réseau électrique

Dans un second temps, nous avons simulé et mesuré la réponse fréquentielle d'un réseau électrique simple avec une seule dérivation (voir Figure 65). L'émetteur et le récepteur sont situés respectivement aux points A et B. La dérivation est terminée au point D par un circuit-ouvert. Le réseau électrique a été caractérisé hors tension et est réalisé en utilisant un câble de type 3G 2,5mm². La mesure a été réalisée à l'aide d'un analyseur de réseau et deux coupleurs CPL entre le point B et le point A. L'utilisation de ces coupleurs permet de réaliser la mesure en mode différentiel. La comparaison entre la mesure et la simulation est représentée sur la Figure 66. Nous pouvons remarquer trois évanouissements spectraux, le premier à 9,25MHz, le deuxième à 28,1MHz et le troisième à 45MHz. Ce phénomène est principalement induit par une forte désadaptation d'impédance au point D (impédance infinie). Par ailleurs, le modèle polynomial reproduit assez bien le comportement fréquentiel du réseau électrique simple dans la bande 150kHz-43MHz avec un léger décalage fréquentiel. Cependant nous constatons un écart entre la mesure et la simulation dans la bande 44MHz-50MHz sur la fréquence d'évanouissement. Cette comparaison permet néanmoins de valider le modèle SPICE polynomial dans la bande 150kHz-43MHz.

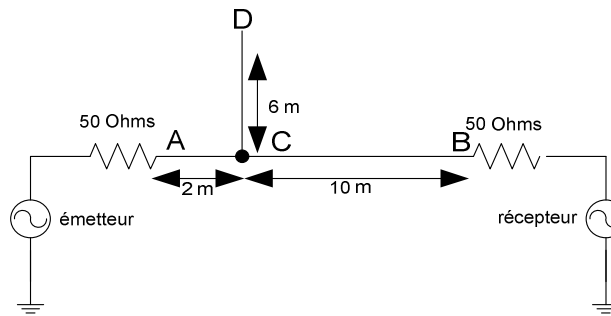


Figure 65. Réseau électrique simple-hors tension

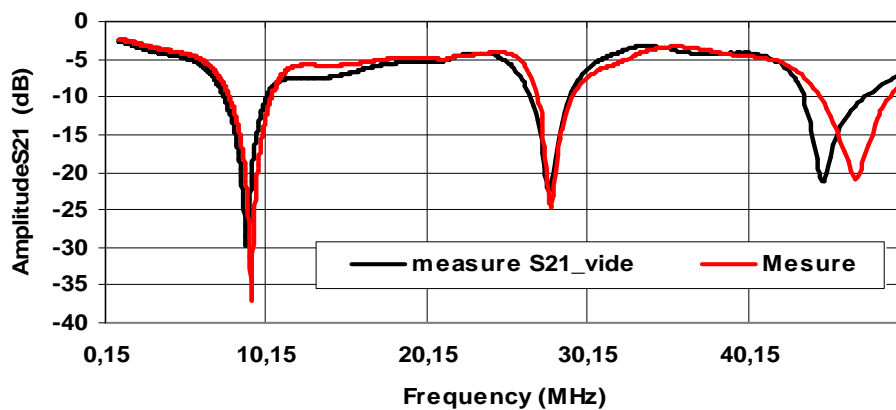


Figure 66. Comparaison du coefficient S_{21} simulateur-mesure

4.5.7 Les limites du modèle proposé

Le câble est modélisé par une mise en cascade de quadripôles en T qui peuvent interagir les uns avec les autres. Pour connaître les limites de notre modèle nous avons simulé 3m de câble électrique à l'aide de trois cellules élémentaires de 1m puis de 12 cellules de 0,25m. Les résultats sont présentés sur la Figure 67. Nous pouvons constater que toutes les courbes obtenues présentent une ondulation dans la bande 1MHz-80MHz puis décroissent plus ou moins rapidement en fonction de la fréquence. La pente de décroissance dépend du nombre de cellules élémentaires utilisées pour modéliser la même longueur de câble. Le modèle se comporte comme un filtre passe bas. Cet effet est engendré par les valeurs des paramètres linéiques $R(f)$, $L(f)$, $C(f)$ et $G(f)$.

La diminution de la longueur de la cellule élémentaire permettra l'extension de la bande passante du modèle. En revanche, cela augmentera considérablement le nombre de cellules nécessaires pour modéliser une longueur de câble donnée. Nous pouvons en déduire que le modèle quadripôle en T est valide dans la bande 1MHz-60MHz quelle que soit la cellule élémentaire inférieure ou égale à 1m.

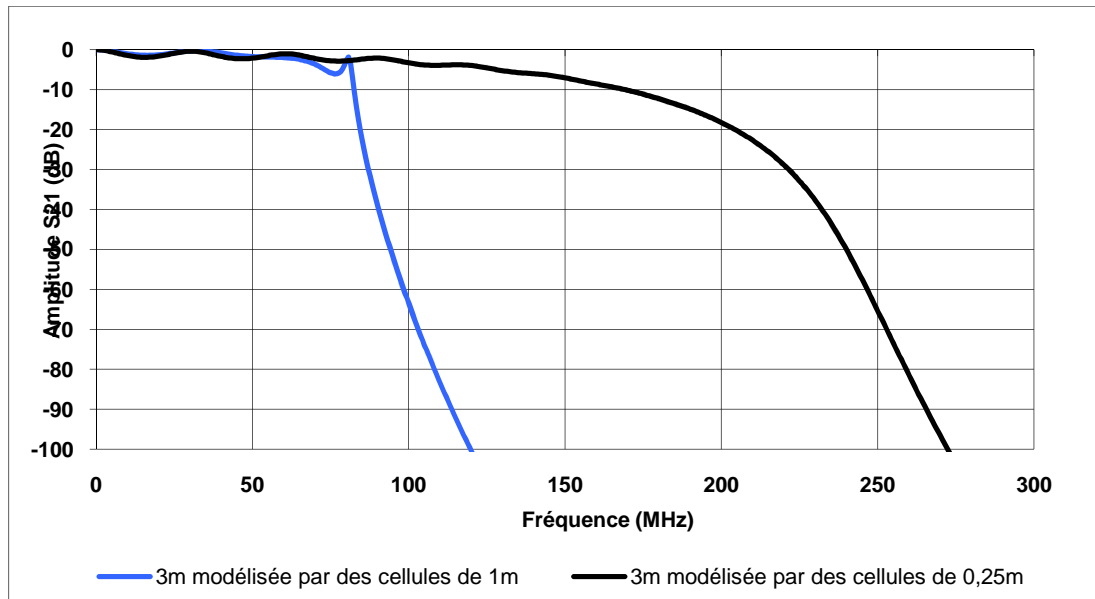


Figure 67. Limites du modèle

5 Modélisation du réseau électrique domestique

5.1 Caractérisation expérimentale des appareils domestiques sous tension

5.1.1 Introduction

La modélisation du réseau électrique doit aussi prendre en compte l'impédance des appareils qui y sont connectés. Ces derniers sont des appareils électroménagers intégrant des alimentations à découpage. L'impédance d'entrée des convertisseurs de puissance est difficilement calculable mais plus facilement mesurable. Leur impédance dépend cependant de leur état de fonctionnement (marche, arrêt ou veille). Ils ne peuvent donc pas être mesurés hors fonctionnement (hors tension). Pour pouvoir étudier l'impact des appareils domestiques sur la réponse fréquentielle du réseau électrique entre deux points d'accès, nous avons défini un protocole et un banc de mesure afin de déterminer l'impédance d'un appareil domestique sous tension [50]. La Figure 68 représente le banc de test. Il est constitué d'un coupleur CPL, d'un analyseur d'impédance piloté par un ordinateur à l'aide d'une liaison GPIB, d'un transformateur d'isolement et d'un réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL).

Le coupleur a été réalisé durant la thèse. Il permet à la fois le filtrage du signal 50Hz et l'isolation galvanique entre l'équipement de mesure et le reste du banc de test, sa bande passante à -3dB est égale à 50MHz. Il permet la réalisation des mesures uniquement en mode différentiel. Le coupleur est doté de deux points d'accès, une connexion de type coaxial pour brancher les équipements de mesure et une connexion électrique pour se raccorder au réseau

électrique. Son impédance est égale à 50Ω . Il est branché entre le RSIL et l'équipement sous test d'un côté et connecté à l'analyseur d'impédance via un câble coaxial RG58 de l'autre côté.

L'analyseur d'impédance est de type HP4395A et commandé via une liaison GPIB en utilisant l'application Agilent nommée « Intuilink ». Elle permet le téléchargement des résultats de mesure via le port GPIB.

Le RSIL stabilise l'impédance du réseau électrique d'alimentation et permet la reproductibilité des mesures dans le temps. Il est précédé par un transformateur d'isolement pour éviter l'enclenchement du différentiel par les courants de fuite filtrés par le RSIL et renvoyés vers le réseau électrique. Le RSIL alimente directement l'équipement sous test.

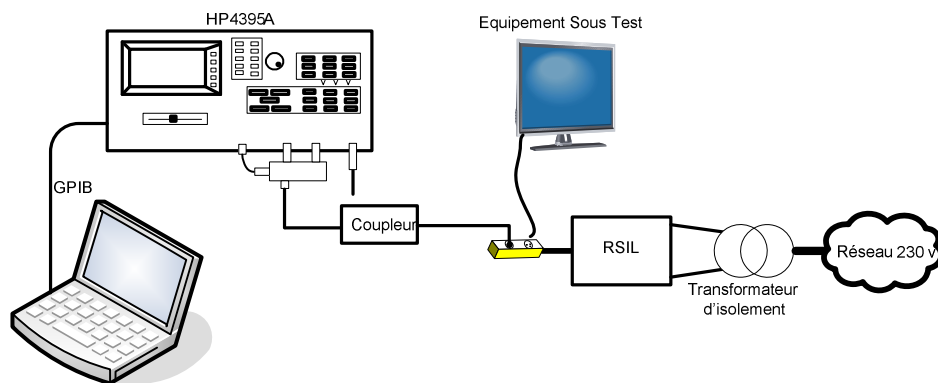


Figure 68. Banc de mesure de l'impédance des appareils domestiques

5.1.2 Protocole de calibration et de mesure

Comme pour une mesure d'impédance avec un analyseur de réseau vectoriel, la première étape est une étape de calibration. Elle va permettre de compenser les erreurs systématiques engendrées par la boucle de mesure, en l'occurrence le coupleur et le câble coaxial. La calibration est effectuée à l'aide d'un kit constitué d'un court-circuit et d'une résistance de précision de 50Ω qui seront placés au niveau du coupleur côté EST (Équipement Sous Test). Avant de connecter le dispositif à tester (EST), nous mesurons l'impédance de l'ensemble RSIL, transformateur et réseau électrique. Cette mesure constitue l'impédance de référence nommée Z_R . Ensuite nous connectons l'EST et mesurons l'impédance de l'ensemble nommée Z_T . Sachant que Z_T représente l'impédance de référence Z_R en parallèle avec l'impédance de l'appareil sous test Z_{EST} , nous en déduisons l'impédance de l'appareil sous test à partir de l'Équation 63.

$$\bar{Z}_{EST} = \frac{\bar{Z}_T \times \bar{Z}_R}{\bar{Z}_R - \bar{Z}_T}$$

Équation 63

5.1.3 Les résultats de mesure

La Figure 69 présente quelques résultats de mesure d'impédance d'appareils domestiques. Nous constatons que le module de l'impédance de la « live radio » et de la lampe basse consommation présentent des variations très rapides. Leur impédance dépend du temps et de la fréquence. Ces variations sont dues à la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur de l'alimentation à découpage. Cet effet est moins visible dans le cas du PC portable et du modem CPL-USB.

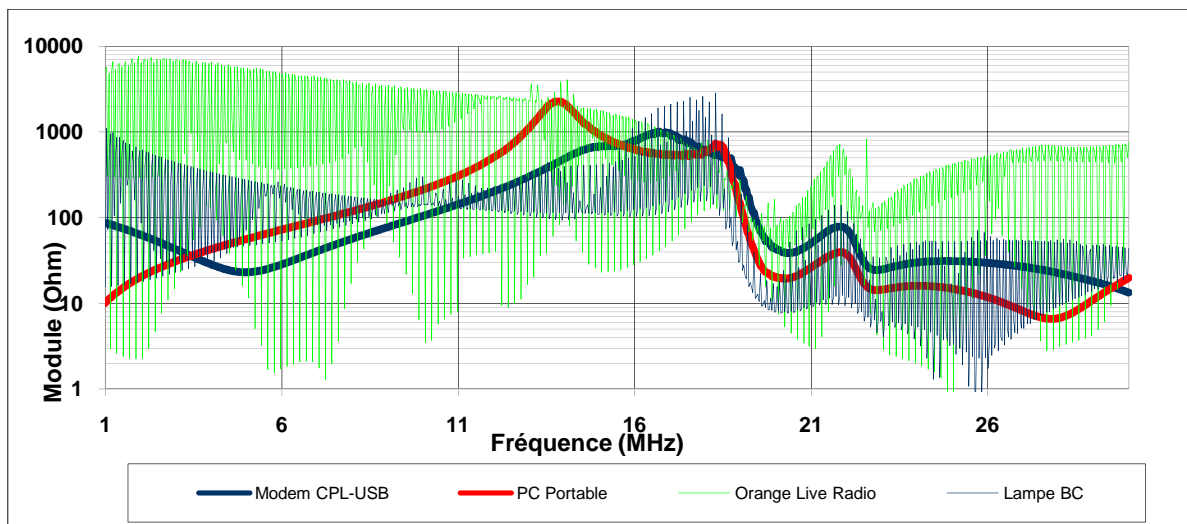


Figure 69. Impédance des appareils domestiques

Les résultats de mesure sont par la suite intégrés au simulateur SPICE afin de pouvoir étudier l'impact des appareils électroménagers sur la réponse fréquentielle du réseau électrique simple considéré. La méthode d'intégration est décrite par la suite.

5.1.4 Intégration des résultats de mesure à la simulation SPICE

Pour la simulation fréquentielle du circuit sous SPICE, le résultat de la mesure de chaque impédance est utilisé directement dans la simulation. La Figure 70 présente le circuit équivalent permettant de reproduire sous SPICE l'impédance d'un composant en fonction de la fréquence. Le fichier de mesure est associé à une source de tension arbitraire B1. La source V1 sert à fournir une valeur de courant dans la branche, courant nécessaire à la source B1. V1 est mis à zéro pour ne pas influencer le circuit.

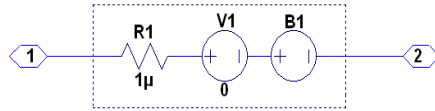


Figure 70. Modèle fréquentiel d'une impédance associée à un fichier de mesure

Ce schéma peut être remplacé par une librairie composée du code présenté sur la Figure 71. Pour l'utiliser, il faut alors associer à cette librairie un symbole qui sera utilisé dans le schéma. La première ligne du code représente le nom du composant créé et le nom de ses pattes. Les lignes suivantes décrivent le schéma représenté sur Figure 70. On y retrouve donc la résistance et les différentes sources de tension. La tension fournie par la source B1 est le produit du courant dans la branche I(V1) et des valeurs contenues dans le fichier nommé dans l'exemple « lecteurDVD.txt ».

```
.subckt ZL2 1 2
R1 1 10 1e-6
VI 10 11 0
      B1 11 2 V=I(V1) MAG FREQ=
.include lecteurDVD.txt
.ends
```

Figure 71. Code SPICE d'une impédance associée à un fichier de mesure

5.2 Simulation d'un réseau électrique complet

L'approche polynômiale proposée permet la reproduction du comportement fréquentiel du câble électrique. Le protocole de mesure d'impédance des appareils électroménagers nous a permis de mesurer leur impédance en état de marche. Ainsi nous pouvons simuler un réseau électrique plus ou moins complexe en tenant compte des appareils domestiques connectés. Nous allons commencer par modéliser une structure de réseau électrique simple avec une seule dérivation à l'extrémité de laquelle est connecté un lecteur DVD. Le réseau est décrit par la Figure 72. L'impédance du lecteur DVD mesurée est représentée sur la Figure 73. La mesure et la simulation ont été réalisées dans la bande [150kHz, 50MHz]. Leur comparaison permet de valider le modèle dans la bande 150kHz-43MHz (voir Figure 74).

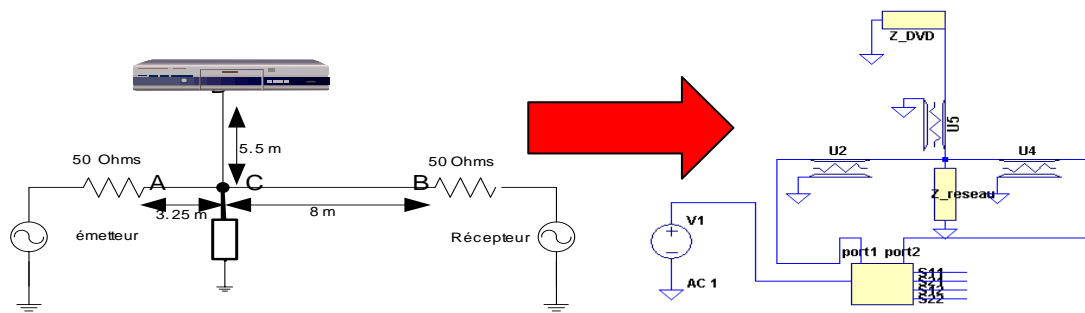


Figure 72. Réseau simple avec une seule dérivation et un lecteur DVD, et son modèle SPICE

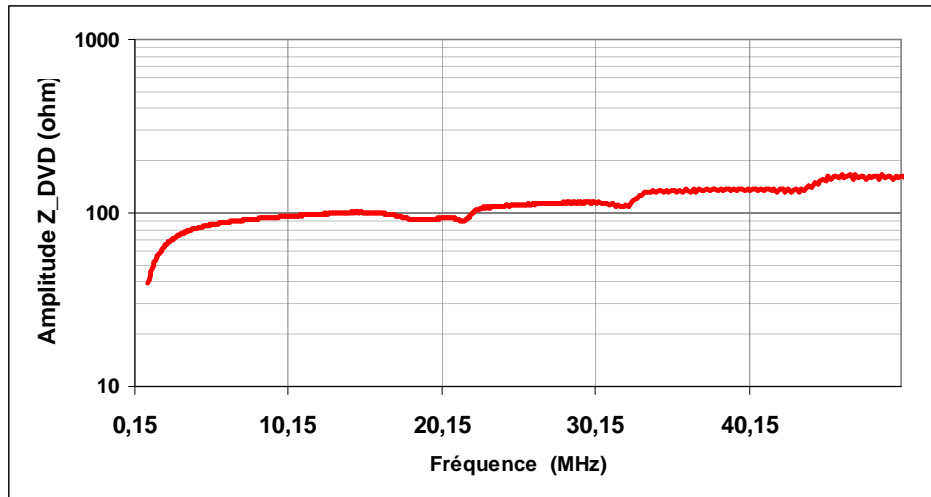


Figure 73. Impédance mesurée du lecteur DVD

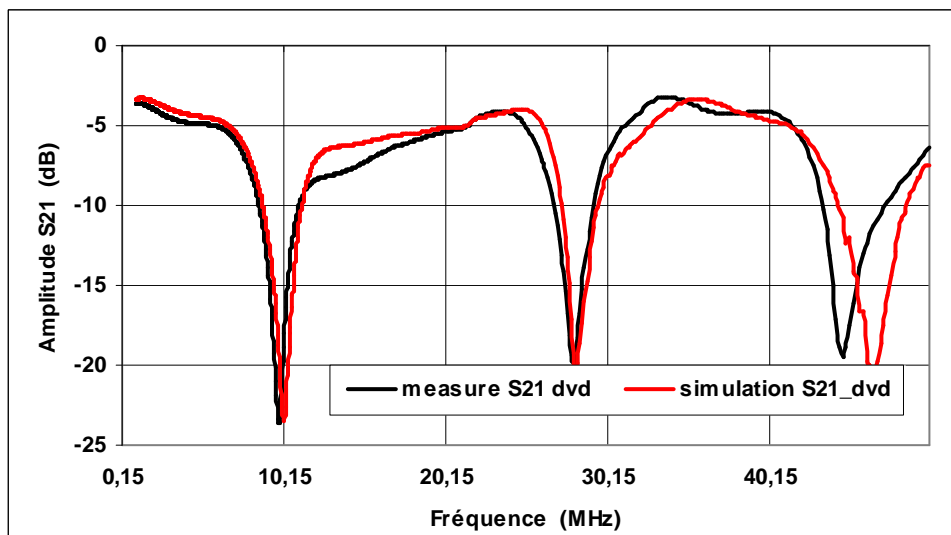


Figure 74. Perte d'insertion du réseau électrique avec une seule dérivation et prise en compte de l'impédance du lecteur DVD.

6 Impact des appareils électriques domestiques sur les canaux de propagation CPL

Dans l'objectif d'illustrer l'impact des appareils domestiques sur la réponse fréquentielle du réseau électrique nous avons simulé notre réseau électrique simple (voir Figure 75) en considérant cette fois-ci un écran de télévision LCD dont l'impédance mesurée est représentée sur la Figure 76. L'appareil est branché à l'extrémité de la dérivation, au point D via son cordon de 1,5m de type 3G 2,5 mm² souple. Le réseau électrique est alimenté via un RSIL afin d'assurer la reproductibilité des mesures. Le résultat de simulation est comparé au résultat de simulation du réseau seul (sans l'écran de TV-LCD branché) (voir Figure 76). Nous constatons dans ce cas que le branchement de l'écran TV-LCD au point D et du RSIL au point C améliorent la réponse fréquentielle du réseau autour de 10MHz et autour de 23MHz. En revanche nous constatons l'apparition d'évanouissements spectraux à 13MHz, à 23,7MHz et à 36MHz.

La Figure 77 représente la réponse fréquentielle du réseau électrique, avec et sans charge connectée au point D. Nous remarquons une nette amélioration de la réponse fréquentielle notamment à 9,28MHz, à 27,4MHz et à 45,6 MHz et l'apparition de nouveaux évanouissements spectraux dans la bande 100kHz-50MHz (par exemple à 11,19MHz, 23,6 MHz et 36 MHz). La même simulation a été réalisée en remplaçant la TV-LCD par un lecteur DVD. Les résultats de simulation sont présentés sur la Figure 78. Nous constatons que le branchement du lecteur DVD provoque un décalage du premier évanouissement spectral est diminue son amplitude. L'effet de désadaptation d'impédance est accentué à cette fréquence de 9MHz.

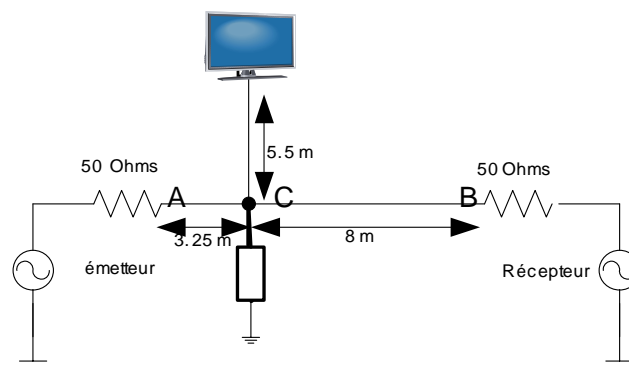


Figure 75. Réseau électrique simple avec une TV alimentée par une dérivation

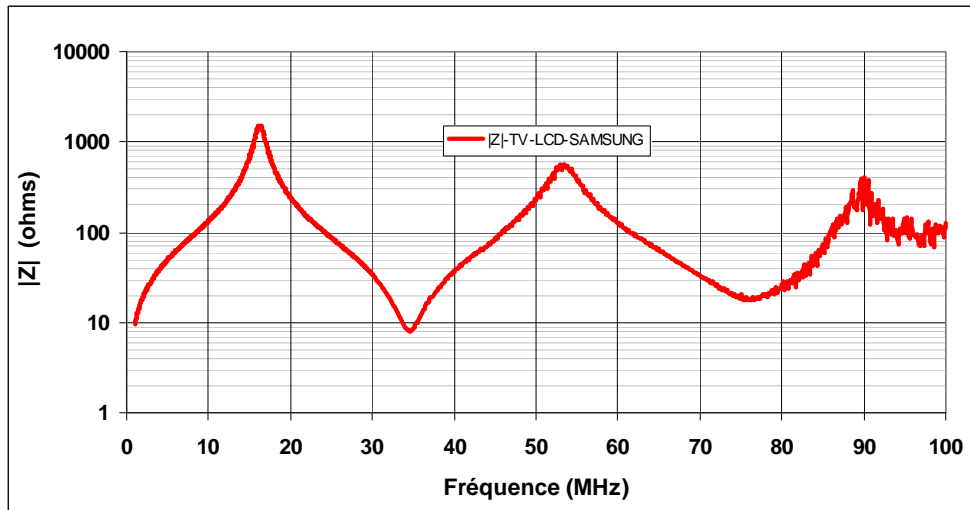


Figure 76. Impédance de l'écran TV-LCD-Samsung en marche

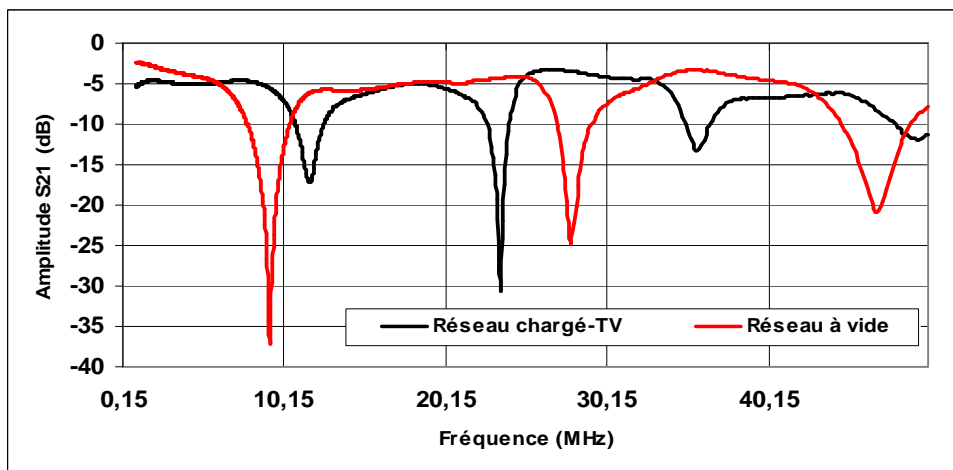


Figure 77. Impact de l'impédance d'un écran TV-LCD sur la réponse fréquentielle du réseau électrique

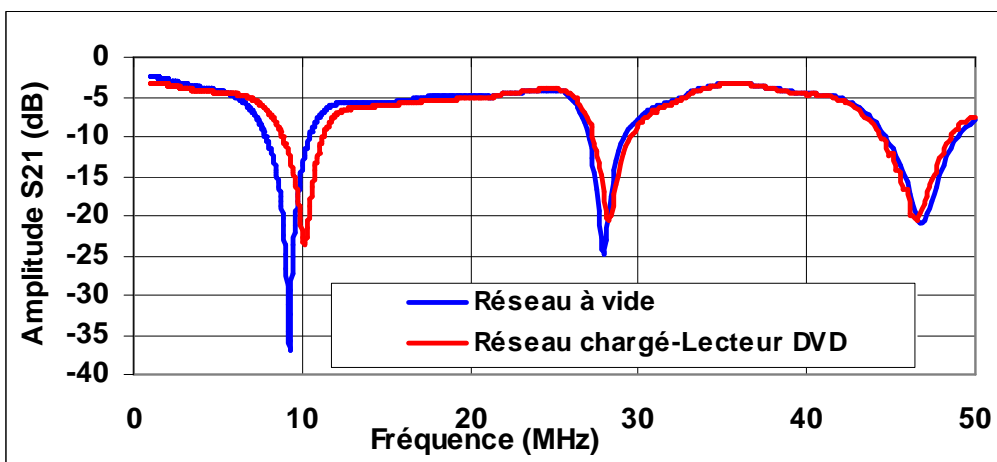


Figure 78. Impact de l'impédance du lecteur DVD sur la réponse fréquentielle du réseau électrique

7 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre trois types de méthodes de modélisation du réseau électrique domestique. La première est dite rigoureuse et permet de prendre en compte tous les phénomènes électromagnétiques issus de la propagation d'une onde sur le câble électrique. Cette méthode nous a permis de déterminer les paramètres technologiques d'un câble électrique (3,15 pour la permittivité électrique et 0,02 pour l'angle de perte). Ces valeurs sont utilisées dans l'estimation des paramètres primaires du câble électrique considéré comme une ligne de transmission bifilaire. En se basant sur la théorie des lignes de transmission, nous avons modélisé un réseau électrique simple. Cette approche a été validée par la mesure. Les résultats de simulation obtenus sont très proches de la mesure. Néanmoins, l'application de cette méthode reste une tâche difficile dans le cas d'un réseau électrique complexe.

Nous nous sommes intéressés ensuite à une modélisation circuit du câble électrique en utilisant le modèle des lignes de transmission. Les paramètres primaires de la ligne sont d'abord considérés constants en fonction de la fréquence. Ce modèle a été légèrement amélioré par la prise en compte de la variation de la résistance et la conductance en fonction de la fréquence.

L'approche circuit présentée dans différents travaux [42] et [43] prend en considération la dépendance fréquentielle des paramètres primaires et reproduit le comportement fréquentielle du câble électrique. Elle nécessite l'utilisation d'un logiciel de type APLAC afin de modéliser chaque paramètre primaire en fonction de la fréquence. Son utilisation dans le cadre d'un réseau électrique domestique nécessite un nombre très important de composants électriques ce qui rallonge considérablement le temps de simulation. En revanche, elle permet la simulation temporelle et fréquentielle du réseau électrique.

L'approche polynomiale proposée permet la modélisation fréquentielle du comportement du câble électrique dans la bande 150kHz-50MHz. Elle est basée sur un modèle quadripôle en T composé de deux résistances linéiques, de deux inductances linéiques, d'une capacité linéique et d'une inductance linéique. Ces paramètres primaires sont extraits de la mesure des paramètres S afin de prendre en considération leur dépendance fréquentielle. Leur évolution en fonction de la fréquence est mise sous forme d'un polynôme. Le polynôme de chaque paramètre est intégré au simulateur de type SPICE en utilisant des scripts. Cette méthode est validée par la mesure.

Le modèle de câble réalisé a été utilisé pour simuler un réseau électrique simple. Nous avons mesuré l'impédance de quelques appareils électriques domestiques. Les résultats obtenus ont été intégrés au simulateur SPICE en utilisant des scripts et ont été pris en compte dans la simulation du réseau électrique. Les résultats de simulation ont montré que l'impédance des appareils domestique peut améliorer la réponse fréquentielle du réseau électrique autour de certaines fréquences dans la bande 150kHz-50MHz. En revanche, ils font apparaître plusieurs évanouissements spectraux sur le reste de la bande.

Le modèle circuit proposé ne prend pas en compte l'effet de la terre. Les résultats obtenus concernent uniquement l'atténuation subie par un signal différentiel durant sa propagation sur le réseau électrique. L'approche polynomiale donne des résultats très proches de la mesure dans la bande 150kHz-50MHz en terme de pertes d'insertion. Cependant, elle ne permet pas la simulation du réseau électrique domestique dans le domaine temporel.

Chapitre 3

Caractérisation expérimentale d'un réseau électrique domestique

