

# Modélisation et simulation par les éléments finies d'un câble électrique à 4 conducteurs soumis aux contraintes générés par les convertisseurs d'électronique de puissance

Abderrazak Lakrim \* et Driss Tahri

Laboratoire Signaux, Système et Composants, LSSC  
Faculté des Sciences et Techniques de Fes  
B.P. 2202, Route Imouzzer, Fes, Maroc

(reçu le 24 Décembre 2014 – accepté le 28 Juin 2015)

**Résumé** – *La compatibilité électromagnétique (CEM) apparaît aujourd'hui comme l'une des contraintes majeures de la conception des structures de l'électronique de puissance et plus précisément sur les convertisseurs et ses associations réseaux et charge. Les câbles de liaison avec le réseau, et avec la charge (Moteur), sont les principaux transmetteurs des perturbations électromagnétiques très contraignantes, générées par les semi-conducteurs utilisés (convertisseur), fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées, nous intéressons particulièrement aux perturbations conduites de mode commun (MC) qui est le mode le plus pénalisant dans ce genre de système.*

**Abstract** – *The electromagnetic compatibility (EMC) seems to be nowadays one of the most important constraint in designing power electronic structure, more particularly converters and their applications in network and load. Linking cables with the network, and with the load (Engine), are the principle transmitters of the very binding electromagnetic disturbances, generated by the used semi-conductors (converter), operating in an increasing frequencies, we are concerned in particular with led disturbances of common mode (CM) which is the most penalizing mode in this kind of system.*

**Mots-clés:** CEM - Modélisation HF - Electronique de Puissance - Câbles d'énergie - Convertisseur Statique - Mode Commun (MC) – Optimisation - Simulation.

## 1. INTRODUCTION

Les Interférences Electromagnétiques (IEM) conduites sont générées lors de la commutation, qui crée des variations rapides de tension ( $dv/dt$ ) entraînant la circulation de courants de haute fréquence qui se propagent dans le système à travers des liaisons filaires en deux modes : mode commun et mode différentiel, entre la source et la victime (charge ou réseaux).

Afin d'identifier les chemins de propagations de ces courants HF dans un système complet de type variateur de vitesse, et de proposer des solutions permettant de réduire les surtensions aux bornes de la charge, il est nécessaire d'utiliser des modèles précis de chaque élément du dispositif. Il paraît alors important de modéliser finement les câbles d'énergie. Ceci permettra également d'étudier l'influence des caractéristiques du câble dans la propagation de ces perturbations.

## 2. CABLE DISSYMETRIQUE BLINDE DE 4 CONDUCTEURS

Les câbles d'énergie utilisés pour relier les différents éléments d'un variateur de vitesse font partie d'une autre catégorie de câbles:

---

\* Abderrazak.lakrim@usmba.ac.ma

- Par rapport aux câbles de transmission HF [1], les courants et tensions ont des amplitudes plus élevées: les matériaux utilisés sont donc différents et les paramètres linéiques varient avec la fréquence.
- Par rapport aux câbles de transport et de distribution, les distances entre chaque conducteur sont plus faibles et les gradients de tension et de courant auxquels ils sont soumis sont beaucoup plus élevés.

Pour modéliser ces câbles d'énergie tenant compte de la variation des paramètres linéiques avec la fréquence et de la distance réduite entre conducteurs, il est nécessaire de développer des méthodes spécifiques d'identification des paramètres. On utilise alors trois méthodes [1],

- Formulations analytiques prenant en compte les caractéristiques physiques et géométriques des composants du câble [2].
- Simulations réalisées à l'aide de modèles des éléments finis à base du logiciel FEMM (Finite Element Magnetic Methode) [3].
- Essais et mesures dans les domaines fréquentiel et/ou temporel. [4, 5].

Ces paramètres sont obtenus comme suit: la résistance à partir de la résistivité du matériau, l'inductance est déterminée à partir du calcul du champ magnétique, la capacité à partir du champ électrique, et la conductance à partir de l'énergie dissipée dans l'isolant [6].

Notre câble d'étude (Fig. 1) est un câble blindé composé de 04 conducteurs.

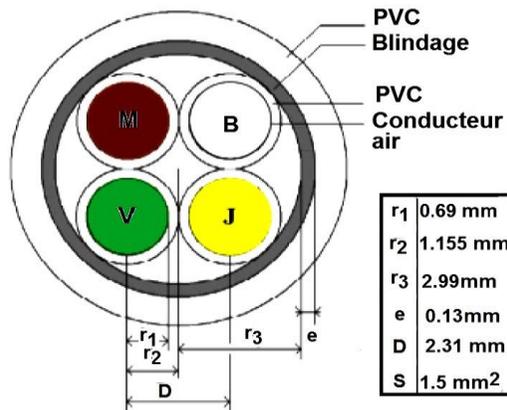


Fig. 1: Câble dissymétrique blindé composé de 04 conducteurs

La première partie de cette étude consiste à déterminer les paramètres linéiques du câble pour la fréquence de 500 kHz à partir d'une simulation par FEMM. L'évolution de ces paramètres en fonction de la fréquence sera modélisée à partir de réseaux RL ou RC en échelle [7]. Cette modélisation de type circuit sera ensuite implantée dans le logiciel de simulation SPICE. Le modèle du câble blindé de 04 conducteurs sera enfin validé dans le domaine fréquentiel et temporel pour des longueurs de 5 et 40 mètres. Les résultats de simulation seront comparés aux résultats expérimentaux.

### 3. DETERMINATION DES PARAMETRES LINEIQUES

Le schéma de la cellule élémentaire du câble blindé de 4 conducteurs dissymétrique qui sera utilisée est donné à la figure 2 avec  $R$  et  $L$ , la résistance et l'inductance linéique des conducteurs, les couplages capacitifs et les pertes diélectriques entre

conducteurs adjacents et croisés notés respectivement  $C_A, G_A$  et  $C_C, G_C$  et entre chaque conducteur et le blindage notés  $C_B, G_B$ . On définit alors  $K_A$  et  $K_C$  les coefficients de couplage magnétique. Ce modèle tient compte de la dissymétrie en distinguant les effets entre conducteurs adjacents et conducteurs croisés. Le blindage est considéré parfait et il est donc représenté par un conducteur parfait.

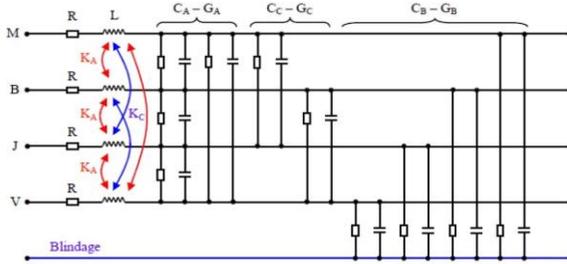


Fig. 2: Schéma de la cellule élémentaire du câble d'étude

Notre but est de déterminer les paramètres linéiques du câble, pour la fréquence de 500 kHz. Pour cela, utilisant le logiciel FEMM de simulation basé sur la méthode des éléments finis, on effectue les différents essais sur un câble de cinq mètres. On procède à deux types d'essais, en court-circuit (CC) pour déterminer les paramètres longitudinaux ( $R$  et  $L, K_A, K_C$ ) et en circuit ouvert (CO) pour déterminer les paramètres transversaux ( $C_A, C_C, C_B$ , et  $G_A, G_C, G_B$ ).

Les trois configurations de mode commun sont les suivantes:

- Deux conducteurs retour blindage en court-circuit et en circuit ouvert ( $MC_2BCC$  et  $MC_2BCO$ ).
- Trois conducteurs retour blindage en court-circuit et en circuit ouvert ( $MC_3BCC$  et  $MC_3BCO$ ).
- Quatre conducteurs retour blindage en court-circuit et en circuit ouvert ( $MC_4BCC$  et  $MC_4BCO$ ).

### 3.1 Essais en mode commun

#### 3.1.1 Deux conducteurs retour blindage en court-circuit $MC_2BCC$

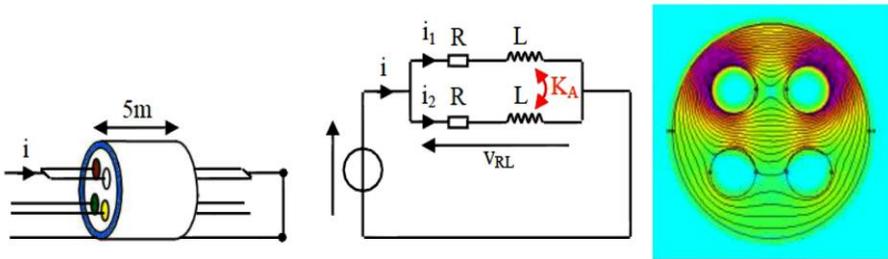


Fig. 3: Essai  $MC_2BCC$ , Schéma de simulation et la répartition du champ magnétique dans le câble

On obtient de cet essai les trois équations fréquentielles suivantes (1):

$$\begin{cases} V_{RL} = (L_p + R)I_1 + K_A \cdot L_p \cdot I_2 \\ V_{RL} = K_A \cdot L_p \cdot I_1 + (L_p + R)I_2 \\ I = I_1 + I_2 \quad \text{avec} \quad I_1 = I_2 \end{cases} \quad (1)$$

La résolution de ce système nous donne la relation (2)

$$I_1 = I_2 = \frac{V_{RL}}{L_p(1+K_A) + R} \tag{2}$$

$$V_{RL} = R_2 I + L_{2p} I \tag{3}$$

Par identification avec l'Eq. (3) de l'essai, l'inductance et la résistance équivalente s'expriment par les relations (4)

$$L_2 = \frac{L \cdot (1 + K_A)}{2} \qquad R_2 = \frac{R}{2} \tag{4}$$

### 3.1.2 Deux conducteurs retour blindage en circuit ouvert MC<sub>2</sub>BCC

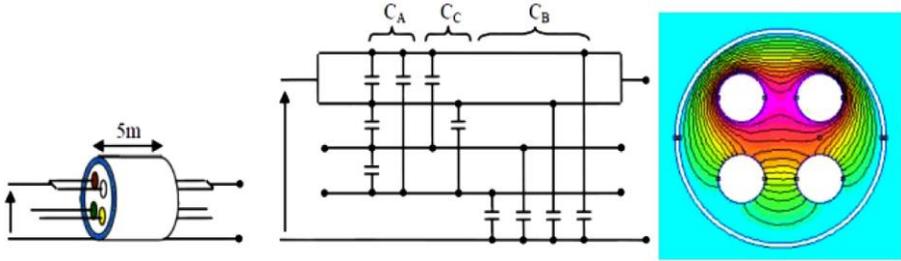


Fig. 4: Essai MC<sub>2</sub>BCC, Schéma de simulation et la répartition du champ électrique dans le câble

$$C_2 = \frac{2(C_A + C_C) \cdot C_B}{C_A + C_C + C_B} + 2 C_B \tag{5}$$

$$G_2 = \frac{2(G_A + G_C) \cdot G_B}{G_A + G_C + G_B} + 2 G_B \tag{6}$$

### 3.1.3 Trois conducteurs retour blindage en court-circuit M<sub>3</sub>BCC

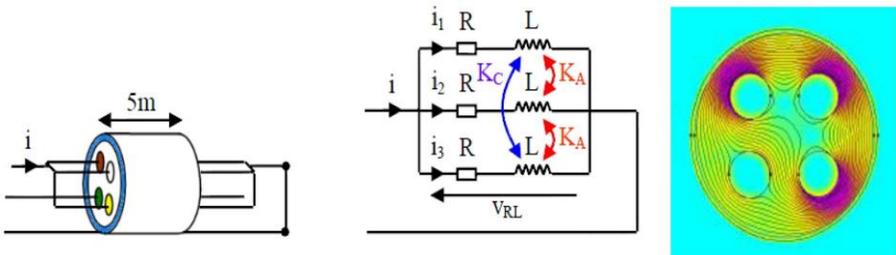


Fig. 5: Essai MC<sub>3</sub>BCC, Schéma de simulation et la répartition du champ magnétique dans le câble

On obtient de cet essai les quatre équations de la relation (7) exprimées directement dans le domaine de Laplace.

La résolution de ce système et par identification avec l'équation (8), et tenant compte de la dissymétrie de cette structure MC<sub>3</sub>BCC (  $I_1 = I_2 \neq I_3$  ).

$$\begin{cases} V_{RL} = (L_p + R)I_1 + K_A \cdot L_p \cdot I_2 + K_C \cdot L_p \cdot I_3 \\ V_{RL} = K_A \cdot L_p \cdot I_1 + (L_p + R)I_2 + K_A \cdot L_p \cdot I_3 \\ V_{RL} = K_A \cdot L_p \cdot I_1 + K_A \cdot L_p \cdot I_2 + (L_p + R)I_3 \\ I = I_1 + I_2 + I_3 \end{cases} \quad (7)$$

$$V_{RL} = R_3 \cdot I + L_{3p} \cdot I \quad (8)$$

$$L_3 = \frac{2 K_A^2 - K_C - 1}{4 K_A - K_C - 3} \cdot L \quad R_3 = \frac{R}{3} \quad (9)$$

### 3.1.4 Trois conducteurs retour blindage en circuit ouvert M<sub>3</sub>BCO

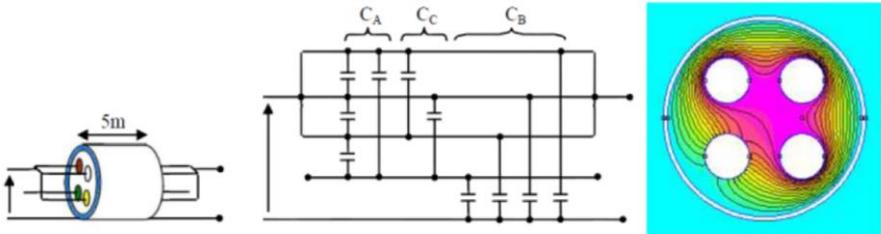


Fig. 6: Essai MC<sub>3</sub>BCC, Schéma de simulation et la répartition du champ électrique dans le câble

Les grandeurs équivalentes du câble C<sub>3</sub> et G<sub>3</sub> dans cet essai s'expriment par les relations (10) et (11).

$$C_3 = \frac{(2C_A + C_C) \cdot C_B}{2C_A + C_C + C_B} + 3 C_B \quad (10)$$

$$G_3 = \frac{(2G_A + G_C) \cdot G_B}{2 G_A + G_C + G_B} + 3 G_B \quad (11)$$

### 3.1.5 Quatre conducteurs retour blindage en court-circuit M<sub>4</sub>BCC

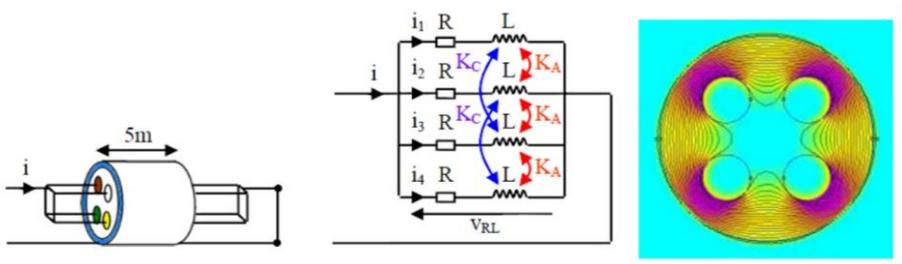


Fig. 7: Essai MC<sub>4</sub>BCC, Schéma de simulation et la répartition du champ magnétique dans le câble

On obtient de cet essai les cinq équations de la relation (12) exprimées directement dans le domaine de Laplace.

$$\begin{cases} V_{RL} = (L_p + R)I_1 + K_A \cdot L_p \cdot I_2 + K_C \cdot L_p \cdot I_3 + K_A \cdot L_p \cdot I_4 \\ V_{RL} = K_A \cdot L_p \cdot I_1 + (L_p + R)I_2 + K_A \cdot L_p \cdot I_3 + K_C \cdot L_p \cdot I_4 \\ V_{RL} = K_A \cdot L_p \cdot I_1 + K_A \cdot L_p \cdot I_2 + (L_p + R)I_3 + K_A \cdot L_p \cdot I_4 \\ V_{RL} = K_A \cdot L_p \cdot I_1 + K_C \cdot L_p \cdot I_2 + K_A \cdot L_p \cdot I_3 + (L_p + R)I_4 \\ I = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 \quad \text{avec } I_1 = I_2 = I_3 = I_4 \end{cases} \quad (12)$$

$$V_{RL} = R_4 \cdot I + L_{4p} \cdot I \quad (13)$$

La résolution de ce système et par identification avec l'équation (13)

$$L_4 = \frac{L}{4}(2K_A + K_C + 1) \quad R_4 = \frac{R}{4} \quad (14)$$

### 3.1.6 Quatre conducteurs retour blindage en court ouvert M4BCO

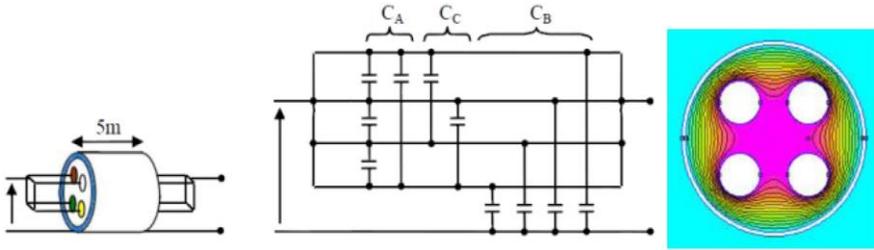


Fig. 8: Essai MC<sub>4</sub>BCO, Schéma de simulation et la répartition du champ magnétique dans le câble

$$C_3 = 4 C_B \quad (15)$$

$$G_4 = 4 G_B \quad (16)$$

## 3.2 Détermination des paramètres linéiques

### 3.2.1 Détermination des paramètres L, K<sub>A</sub> et K<sub>C</sub>

Le système à résoudre est donné par la relation (17)

$$\begin{cases} L_2 = \frac{L \cdot (1 + K_A)}{2} \\ L_3 = \frac{2K_A^2 - K_C - 1}{4K_A - K_C - 3} \cdot L \\ L_4 = \frac{L}{4}(2K_A + K_C + 1) \end{cases} \quad (17)$$

La résolution de ce système donne pour les valeurs simulées de L<sub>2</sub>, L<sub>3</sub> et L<sub>4</sub> à 500 kHz pour un câble de 5 mètres:

$$\begin{cases} L_2 = 656.28 \text{ nH} \\ L_3 = 485.78 \text{ nH} \\ L_4 = 411.66 \text{ nH} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} L = 217.8 \text{ nH/m} \\ K_A = 0.205 \\ K_C = 0.101 \end{cases} \quad (18)$$

### 3.2.2 Détermination du paramètre R

Les trois équations dont on dispose devraient permettre de vérifier la valeur de R dans les différentes configurations (MC<sub>2</sub>BCC, MC<sub>3</sub>BCC et MC<sub>4</sub>BCC).

$$\begin{cases} R_2 = R/2 = 338.82 \text{ m}\Omega \\ R_3 = R/3 = 290.12 \text{ m}\Omega \\ R_4 = R/4 = 246.36 \text{ m}\Omega \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R = 135.54 \text{ m}\Omega/\text{m} \\ R = 174.07 \text{ m}\Omega/\text{m} \\ R = 197.08 \text{ m}\Omega/\text{m} \end{cases} \quad (19)$$

Cette différence peut être due au phénomène de proximité, qu'on la remarque bien sur les figures.

Cependant, les conditions expérimentales dans lesquelles le câble sera utilisé se rapprochent plus de l'essai MC<sub>3</sub>B. En effet dans l'application de l'onduleur triphasé, trois conducteurs alimentent directement la machine, et le quatrième servant de conducteur de terre est relié au blindage.

Nous retiendrons donc la valeur de résistance correspondante à savoir

$$R = 170.07 \text{ m}\Omega/\text{m} \quad (20)$$

### 3.2.3 Détermination des paramètres $C_A$ , $C_C$ et $C_B$

Le système à résoudre est donné par la relation (21).

$$\begin{cases} C_2 = \frac{2(C_A + C_C) \cdot C_B}{C_A + C_B + C_C} + 2C_B \\ C_3 = \frac{(2 \cdot C_A + C_C) \cdot C_B}{2C_A + C_B + C_C} + 3C_B \\ C_4 = 4C_B \end{cases} \quad (21)$$

La résolution de ce système donne pour les valeurs simulées de  $C_2$ ,  $C_3$  et  $C_4$  à 500 kHz :

$$\begin{cases} C_2 = 1.83 \text{ nF} \\ C_3 = 2.22 \text{ nF} \\ C_4 = 2.56 \text{ nF} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} C_A = 16.5 \text{ pF/m} \\ C_C = 79.93 \text{ pF/m} \\ C_B = 128 \text{ pF/m} \end{cases} \quad (22)$$

### 3.2.4 Détermination des paramètres $G_A$ , $G_C$ et $G_B$

Le système à résoudre est donné par la relation (23).

$$\begin{cases} G_2 = \frac{2(G_A + G_C) \cdot G_B}{G_A + G_B + G_C} + 2G_B \\ G_3 = \frac{(2 \cdot G_A + G_C) \cdot G_B}{2G_A + G_B + G_C} + 3G_B \\ G_4 = 4G_B \end{cases} \quad (23)$$

La résolution de ce système donne pour les valeurs simulées de  $G_2$ ,  $G_3$  et  $G_4$  à 500 kHz:

$$\begin{cases} G_2 = 156.99 \text{ }\mu\text{S} \\ G_3 = 176.2 \text{ }\mu\text{S} \\ G_4 = 117.87 \text{ }\mu\text{S} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} G_A = 5.89 \text{ }\mu\text{S/m} \\ G_C = -72.07 \text{ }\mu\text{S/m} \\ G_B = 5.89 \text{ }\mu\text{S/m} \end{cases} \quad (24)$$

On constate ici la valeur négative prise par la conductance  $G_C$ , ce résultat n'a bien entendu aucune réalité physique, alors on applique la relation suivante (25) [8].

$$G = C \cdot \omega \cdot \tan \delta \quad \text{avec} \quad \tan \delta = 0.03 \quad \text{pour le PVC} \quad (25)$$

$$\begin{cases} G_A = C_A \cdot \omega \cdot \tan \delta \\ G_B = C_B \cdot \omega \cdot \tan \delta \\ G_C = C_C \cdot \omega \cdot \tan \delta \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} G_A = 1.55 \mu\text{S/m} \\ G_B = 12.1 \mu\text{S/m} \\ G_C = 7.23 \mu\text{S/m} \end{cases} \quad (26)$$

**3.3 Modélisation de l'évolution des paramètres linéiques avec la fréquence**

**3.3.1 Modélisation de l'évolution de la résistance R et de l'inductance L**

L'évolution de l'impédance longitudinale (R et L) d'un conducteur en fonction de la fréquence est modélisée à l'aide du réseau RL en échelle de la figure 9. Les valeurs de ce réseau ont été déterminées par le logiciel APLAC à partir des points de mesure de l'évolution de R et L en fonction de la fréquence pour un mètre de câble. Les comparaisons entre les grandeurs mesurées et modélisées sont données par les figures 10.

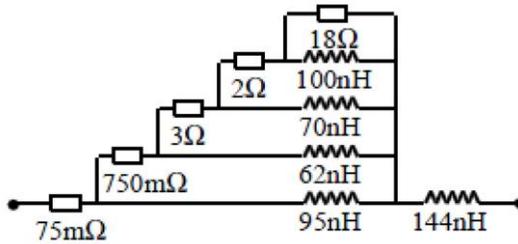


Fig. 9: Réseau RL en échelle

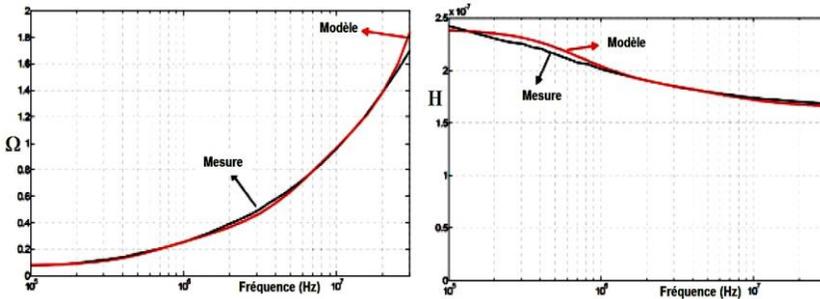


Fig. 10: Evolution de R et L en fonction de la fréquence

**3.3.1 Modélisation de l'évolution des capacités et des conductances**

Un réseau RC est utilisé pour la modélisation de chaque couple  $(C_A, G_A)$ ,  $(C_C, G_C)$  et  $(C_B, G_B)$ . Les valeurs numériques correspondant au réseau du couple  $(C_A, G_A)$  sont présentées en figure 11. Les comparaisons entre les grandeurs modélisées et mesurées du couple  $(C_A, G_A)$  sont données par les figures 12.

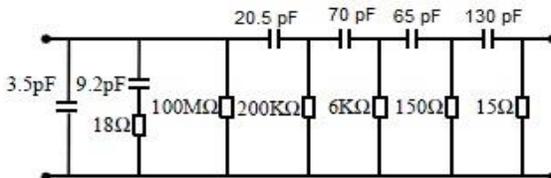


Fig. 11: Réseau RC en échelle pour la modélisation de CA et GA

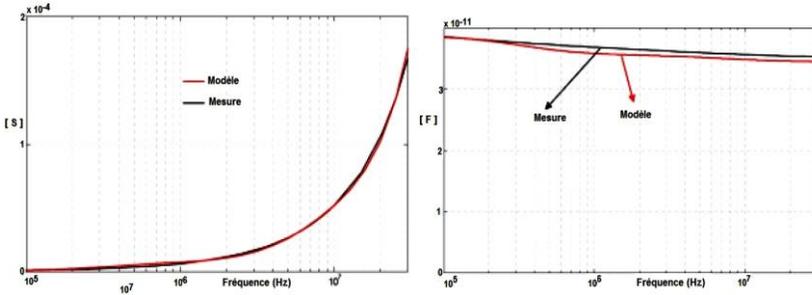


Fig. 12: Evolution de CA et GA en fonction de la fréquence

#### 4. CONCLUSION ET PERSPECTIVE

Après avoir déterminé le modèle par le réseau en échelle pour R, L, CA, CB, CC, GA, GB et CC, il nous reste qu'à le faire valider dans les domaines temporel et fréquentiel par une simulation par le logiciel OrCAD-Spice sur une commutation d'un bras d'onduleur et une commutation d'un hacheur afin d'étudier la contribution de ce câble pour la transmission des perturbations de MC et comment le faire exploiter pour le filtrage. Une autre étude similaire sur un autre câble blindé de 4 conducteurs mais symétrique sera notre objectif afin de comparer la contribution des deux câbles pour la transmission des perturbations de MC.

#### REFERENCES

- [1] G. Angénieux, '*Lignes de Transmission en Régime Harmonique et Transitoire*', <http://www.univ-savoie.fr/>
- [2] C.R. Paul, '*Analysis of Multiconductor Transmission Lines*', Wiley-Interscience Publication, Ed. John Wiley and Sons, 1994.
- [3] Logiciel FEMM, <http://www.femm.foster-miller.net>
- [4] Y. Weens, '*Modélisation des Câbles d'Énergie Soumis aux Contraintes Générées par les Convertisseurs Electroniques de Puissance*', Thèse de Doctorat, UST de Lille, 2006.
- [5] M. Moreau, A. Videt, N. Idir, J.J. Franchaud and P. Le Moigne, '*Equivalent Noise Source Modelling in Power Converters*', Power Electronics Intelligent Motion, Nuremberg, Germany, 2008.
- [6] R. Bonnefille, '*Réseaux Électriques Linéaires à Constantes Réparties*', Techniques de l'Ingénieur, Article D-69.
- [7] Y. Weens, N. Idir, J.J. Franchaud and R. Bausière, '*High Frequency Model of a Shielded 4-Wire Energy Cable*', European Power Electronics, Dresden, Germany, Sept. 7 – 9, 2005.
- [8] G. Metzger et J.P. Vabre, '*Électronique des Impulsions, Circuit à Constantes Réparties*', Edition Masson & Cie, 1966.