



**Université des Sciences et Technologies de Lille**

**École Doctorale des Sciences pour l'Ingénieur**

**Thèse**

**pour obtenir le grade de**

**Docteur de l'Université des Sciences et Technologies de Lille**

**GENIE ELECTRIQUE**

**WEENS Yannick**

**MODELISATION DES CABLES D'ENERGIE SOUMIS AUX  
CONTRAINTES GENEREES PAR LES CONVERTISSEURS  
ELECTRONIQUES DE PUISSANCE**

**Soutenue le 12 décembre 2006**

J-L. COCQUERELLE	Président
F. COSTA	Rapporteur
J-L. SCHANEN	Rapporteur
R. BAUSIERE	Directeur de thèse
N. IDIR	Codirecteur de thèse
P. LEMOIGNE	Examineur
A. SAUVAGE	Invité



A Sylvine



## Remerciements

Le travail exposé dans ce mémoire a été réalisé au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille.

Je remercie en premier lieu Monsieur R. BAUSIERE, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille pour avoir dirigé ce travail de thèse.

Je tiens à exprimer ma gratitude à mon encadrant, Monsieur N. IDIR, Maître de Conférences à l'IUT A de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, pour la confiance qu'il m'a témoignée durant ce travail de thèse.

Je remercie les membres de mon jury :

Monsieur J-L. COCQUERELLE, Professeur à l'Ecole Polytechnique Universitaire de Nantes (IREENA) pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Messieurs F. COSTA, Professeur à l'IUFM de Créteil (SATIE), et J-L. SCHANEN, Professeur à l'INP de Grenoble (LEG), pour m'avoir fait l'honneur d'être les rapporteurs de ce travail.

Monsieur A. SAUVAGE, Ingénieur chez AIRBUS France pour avoir accepté de faire partie du jury.

Monsieur P. LE MOIGNE, Professeur à l'Ecole Centrale de Lille pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe Electronique de Puissance du L2EP.

Je voudrais remercier particulièrement Monsieur J-J. FRANCHAUD, Ingénieur de Recherche à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, pour ses précieux conseils et avec qui j'ai beaucoup appris lors de nos nombreuses conversations.

Je souhaiterais adresser mes remerciements à tous mes collègues du L2EP plus particulièrement à Thomas, Abdelkader, Walter, Julien, « aux » Guillaume, Maxime.

Je dois sûrement oublier des personnes et je fais confiance à ceux qui ne sont pas mentionnés pour ne pas m'en tenir rigueur.

Enfin, je souhaite également remercier ma famille proche et ma belle famille qui ont toujours eu confiance en moi et m'ont soutenu pendant toutes ces années.

Ces dernière lignes sont affectueusement dédiées à Sylvine qui m'a supporté et soutenu pendant la thèse et plus particulièrement la rédaction.

## Résumé

Nous proposons une méthode de modélisation HF des câbles d'énergie, blindés ou non blindés, tenant compte de l'évolution des paramètres linéiques en fonction de la fréquence, et qui se décompose en 3 étapes :

- Détermination des paramètres linéiques à partir de mesures au pont d'impédance
- Modélisation des paramètres variant avec la fréquence par des réseaux R-L ou R-C
- Décomposition du modèle en cellules élémentaires

Pour la détermination des paramètres linéiques, nous avons comparé les résultats obtenus par 3 méthodes : formulations analytiques, calcul éléments finis et mesure au pont d'impédance. En effet, lorsque les problèmes posés par les dimensions du câble ou les connexions au pont rendent les mesures impossibles, seules les méthodes analytiques ou éléments finis permettent de calculer les paramètres.

Tous les modèles de câbles ont été validés de façon satisfaisante dans le domaine fréquentiel entre 100kHz et 40MHz.

Les validations dans le domaine temporel ont été effectuées dans un système variateur de vitesse, ce qui a nécessité la modélisation HF du moteur asynchrone et du convertisseur. Nous avons proposé deux méthodes de modélisation du moteur : asymptotique et analytique.

Les résultats montrent une bonne concordance entre mesure et simulation. Toutefois, pour le câble blindé de 4 conducteurs, l'écart entre les résultats de mesure et de simulation augmente en même temps que la longueur du câble ; ceci peut être attribué à l'hypothèse de symétrie du câble, alors que les distances entre les 4 conducteurs ne sont pas toutes identiques.

Les modèles obtenus permettent d'identifier les chemins de propagations des courants HF dans les variateurs de vitesse, et de proposer des solutions permettant de réduire les surtensions aux bornes du moteur.

Mots clés :

Modélisation haute fréquence, câbles d'énergie, convertisseurs statiques, moteur asynchrone, perturbations conduites, CEM, surtensions.



## Résumé en anglais

A high frequency modeling method of unshielded and shielded energy cables is proposed, which takes linear parameter evolutions with frequency into account. The method may be divided into 3 steps:

- Determination of the linear parameters from impedance bridge measurements
- Modeling of frequency dependent parameters by R-L or R-C networks
- Decomposition of the model in basic cells

For the determination of linear parameters, the results obtained by 3 methods have been compared: analytical formulations, finite elements calculation, and impedance bridge measurements. As a matter of fact, when problems such as cable dimensions or connections to the bridge make measurements no longer possible, only the analytical methods or finite elements calculation allow to calculate the parameters.

All cable models have been successfully validated in the frequency domain between 100kHz and 40MHz.

Validations in time domain were carried out in an adjustable speed drive (ASD) configuration, which required HF modeling of the asynchronous motor and of the converter. Two HF modeling methods of the motor have been proposed: asymptotic method and analytical method, respectively.

Measurement and simulation results show a good agreement. However, for the 4-wire shielded cable, the difference between the simulation and measurement results increases with the cable length: this can be attributed to the assumption of a symmetry of the cable, whereas distances between 4 wires are not all identical.

The obtained models can be used to identify propagation ways of the HF currents in the ASD, and to propose solutions to reduce over voltage at the motor terminals.

Keywords :

High frequency modelling, energy cables, static converter, asynchronous motor, conducted emissions, EMC, over voltage.

# Table des matières

<b>GLOSSAIRE.....</b>	<b>A</b>
<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET METHODES DE MODELISATION DES CABLES D'ENERGIE</b>	<b>5</b>
<b>1 PROBLEMATIQUE DE CEM DANS LES VARIATEURS DE VITESSE.....</b>	<b>8</b>
1.1 VARIATEUR DE VITESSE.....	10
1.2 INFLUENCE DES EFFETS CAPACITIFS.....	11
1.3 SURTENSION.....	12
<b>2 MODELES DE CABLE ET LEURS APPLICATIONS .....</b>	<b>14</b>
2.1 MODELE D'UNE LIGNE BIFILAIRE.....	14
2.2 APPLICATIONS DU MODELE DE LIGNE.....	15
2.2.1 <i>Ligne de transmission HF</i> .....	16
2.2.2 <i>Transport et distribution d'énergie</i> .....	20
2.2.3 <i>Câbles de connexion aux convertisseurs électroniques de puissance</i> .....	21
<b>3 IDENTIFICATION DES PARAMETRES DES CABLES D'ENERGIE .....</b>	<b>22</b>
3.1 METHODE ANALYTIQUE : CALCUL DES PARAMETRES LINEIQUES DE DIFFERENTS CABLES.....	22
3.1.1 <i>Câble non blindé de 2 conducteurs</i> .....	22
3.1.2 <i>Câbles de connexion aux convertisseurs statiques</i> .....	30
3.2 METHODE DES ELEMENTS FINIS.....	41
3.3 METHODES EXPERIMENTALES.....	43
3.3.1 <i>Mesure au pont d'impédance</i> .....	43
3.3.2 <i>Utilisation des paramètres en S</i> .....	46
<b>CHAPITRE II : MODELISATION DES CABLES D'ENERGIE NON BLINDES.....</b>	<b>50</b>
<b>1 CABLE BIFILAIRE NON BLINDE .....</b>	<b>53</b>
1.1 CARACTERISATION DU CABLE BIFILAIRE NON BLINDE.....	53
1.2 DETERMINATION DES PARAMETRES LINEIQUES EN BASSE FREQUENCE.....	55
1.2.1 <i>Détermination des paramètres linéiques BF du câble bifilaire par des formulations analytiques</i> .....	55
1.2.2 <i>Détermination des paramètres linéiques BF du câble par la méthode des éléments finis</i> .....	56
1.2.3 <i>Détermination expérimentale des paramètres linéiques BF du câble</i> .....	57
1.3 NOMBRE DE CELLULES.....	58
1.4 MODELE A PARAMETRES FIXES.....	60
1.5 MODELE A PARAMETRES VARIABLES.....	61
1.5.1 <i>Modélisation des effets de peau et de proximité</i> .....	62

1.5.2	<i>Modélisation des pertes diélectriques</i> .....	64
1.5.3	<i>Modèle du câble bifilaire non blindé</i> .....	65
1.6	VALIDATION DU MODELE DU CABLE BIFILAIRE NON BLINDE DANS LE DOMAINE FREQUENTIEL.....	66
<b>2</b>	<b>CABLE NON BLINDE DE 3 CONDUCTEURS</b> .....	<b>69</b>
2.1	CARACTERISATION DU CABLE TRIFILAIRE NON BLINDE .....	69
2.2	DETERMINATION DES PARAMETRES LINEIQUES EN BASSE FREQUENCE .....	70
2.2.1	<i>Détermination des paramètres linéiques du câble par les formulations analytiques</i> .....	70
2.2.2	<i>Détermination des paramètres linéiques du câble par la méthode des éléments finis</i> .....	71
2.2.3	<i>Détermination expérimentale des paramètres linéiques du câble</i> .....	71
2.3	MODELE A PARAMETRES VARIABLES .....	73
2.3.1	<i>Modélisation de la variation de l'inductance en fonction de la fréquence</i> .....	73
2.3.2	<i>Modélisation de la variation de la résistance en fonction de la fréquence</i> .....	74
2.3.3	<i>Modélisation des pertes diélectriques</i> .....	75
2.3.4	<i>Modèle du câble non blindé de 3 conducteurs</i> .....	76
2.4	VALIDATION FREQUENTIELLE .....	77
<b>3</b>	<b>VALIDATION DES MODELES DES CABLES NON BLINDES DANS LE DOMAINE</b>	
	<b>TEMPOREL</b> .....	<b>81</b>
3.1	MODELISATION HF DE L'ENSEMBLE « FILTRE – HACHEUR » .....	81
3.1.1	<i>Modèle HF du filtre et des connexions de puissance</i> .....	81
3.1.2	<i>Modèles HF du MOSFET et de la diode</i> .....	85
3.2	MODELISATION HF DE LA CHARGE INDUCTIVE .....	87
3.3	VALIDATION DU MODELE DU CABLE BIFILAIRE EN TEMPOREL .....	91
3.3.1	<i>Commutation MOSFET vers Diode</i> .....	92
3.3.2	<i>Commutation Diode vers MOSFET</i> .....	94
3.4	VALIDATION DU MODELE DU CABLE TRI FILAIRE DANS LE DOMAINE TEMPOREL .....	95
3.4.1	<i>Modèle HF du moteur (Mode Commun + Mode Différentiel)</i> .....	96
3.4.2	<i>Commutation MOSFET vers Diode</i> .....	101
3.4.3	<i>Commutation Diode vers MOSFET</i> .....	103
	<b>CHAPITRE III : MODELISATION DES CABLES D'ENERGIE BLINDES</b> .....	<b>110</b>
<b>1</b>	<b>CABLE BIFILAIRE BLINDE</b> .....	<b>113</b>
1.1	CARACTERISATION DU CABLE BIFILAIRE BLINDE .....	113
1.2	DETERMINATION DES PARAMETRES LINEIQUES EN BASSE FREQUENCE .....	114
1.2.1	<i>Détermination des paramètres linéiques du câble bifilaire blindé à l'aide de formulations analytiques</i> .....	114
1.2.2	<i>Détermination des paramètres linéiques du câble par la méthode des éléments finis</i> .....	115
1.2.3	<i>Détermination expérimentale des paramètres linéiques du câble</i> .....	116

1.3	MODELE A PARAMETRES LINEIQUES VARIABLES.....	122
1.3.1	Modélisation de la variation de l'impédance longitudinale $Z_L$ .....	123
1.3.2	Modélisation de la variation de l'impédance transversale inter conducteurs $Z_{Ti}$ .....	123
1.3.3	Modélisation de la variation de l'impédance transversale entre chaque conducteur et le blindage $Z_{Tb}$ .....	124
1.3.4	Cellule élémentaire du modèle du câble .....	125
1.4	VALIDATION DU MODELE DE CABLE DANS LE DOMAINE FREQUENTIEL .....	125
1.4.1	Essai du câble en mode commun.....	126
1.4.2	Essai du câble en mode différentiel.....	126
<b>2</b>	<b>CABLE BLINDE DE 4 CONDUCTEURS .....</b>	<b>128</b>
2.1	CARACTERISATION DU CABLE BLINDE DE 4 CONDUCTEURS .....	128
2.2	DETERMINATION DES PARAMETRES LINEIQUES EN BASSE FREQUENCE .....	130
2.2.1	Détermination des paramètres linéiques du câble blindé de 4 conducteurs à l'aide de formulations analytiques .....	130
2.2.2	Détermination des paramètres linéiques du câble blindé de 4 conducteurs à partir d'un code de calculs éléments finis.....	131
2.2.3	Détermination expérimentale des paramètres linéiques du câble.....	132
2.3	MODELE A PARAMETRES VARIABLES .....	136
2.3.1	Modélisation de la variation de l'impédance longitudinale $Z_L$ en fonction de la fréquence.....	137
2.3.2	Modélisation de la variation de l'impédance transversale inter conducteurs $Z_{Ti}$ .....	138
2.3.3	Modélisation de la variation de l'impédance transversale entre chaque conducteur et le blindage $Z_{Tb}$ .....	139
2.3.4	Cellule élémentaire .....	140
2.4	VALIDATION DU MODELE DU CABLE DANS LE DOMAINE FREQUENTIEL .....	140
2.4.1	Validation du modèle de 5 mètres de câble en mode commun.....	140
2.4.2	Validation du modèle de 5 mètres de câble en mode différentiel.....	141
<b>3</b>	<b>VALIDATION DES MODELES DES CABLES BLINDES DANS LE DOMAINE TEMPOREL .</b>	<b>143</b>
3.1	MODELISATION HF DU MOTEUR (MOT-2).....	143
3.1.1	Méthode asymptotique.....	144
3.1.2	Méthode analytique.....	148
3.1.3	Validation des modèles du moteur dans le domaine fréquentiel .....	153
3.1.4	Validation du modèle dans le domaine temporel .....	157
3.2	VALIDATION DU MODELE DU CABLE BIFILAIRE BLINDE DANS LE DOMAINE TEMPOREL .....	161
3.2.1	Commutation Diode vers MOSFET .....	161
3.2.2	Commutation MOSFET vers Diode .....	163
3.3	MODELISATION HF DES ELEMENTS DE L'ONDULEUR .....	165
3.3.1	Modélisation des capacités de filtrage et de leurs connectiques.....	165
3.3.2	Modélisation du module IGBT .....	166

3.4	VALIDATION DU MODELE DU CABLE BLINDE DE 4 CONDUCTEURS DANS LE DOMAINE TEMPOREL .....	171
3.4.1	<i>Etude des commutations de l'onduleur triphasé</i> .....	171
3.4.2	<i>Validation dans le domaine temporel du câble blindé de 4 conducteurs (5 mètres)</i> .....	174
3.4.3	<i>Etude de la robustesse du modèle du câble</i> .....	179
3.4.4	<i>Etude de la dissymétrie du câble blindé de 4 conducteurs</i> .....	181
3.4.5	<i>Influence de la dissymétrie de la distance entre conducteurs</i> .....	184
3.5	COURANT DE MODE COMMUN DU RSIL .....	186
<b>4</b>	<b>CONCLUSION</b> .....	<b>189</b>
	<b>CONCLUSION GENERALE</b> .....	<b>192</b>
	<b>BIBLIOGRAPHIE</b> .....	<b>196</b>
	<b>ANNEXES</b> .....	<b>206</b>
	ANNEXE 1 : MESURE AU PONT D'IMPEDANCE .....	208
	ANNEXE 2 : EXPRESSION DE $Z_{MC}$ POUR LA METHODE ANALYTIQUE .....	210

# Glossaire

Afin de faciliter la lecture de ce mémoire, nous donnerons dans ce glossaire les différentes abréviations et notations utilisées.

## Paramètres géométriques :

$r_1$	:	Rayon du conducteur,
$r_2$	:	Rayon du conducteur et du PVC,
$r_3$	:	Rayon du câble,
$r_4$	:	Rayon du câble sans le blindage,
$e$	:	Épaisseur de blindage,
$D$	:	Distance entre les centres de deux conducteurs,
$\ell$	:	Longueur du câble,
$S$	:	Section d'un conducteur,
$\delta$	:	Épaisseur de peau (m).

## Paramètres électriques :

$R$	:	Résistance linéique du câble ( $\Omega/m$ ),
$R_{dc}$	:	Résistance en continu du câble ( $\Omega/m$ ),
$L$	:	Inductance linéique du câble (H/m),
$C$	:	Capacité linéique du câble (F/m),
$C_i$	:	Capacité linéique inter conducteurs du câble (F/m),
$G_i$	:	Conductance linéique inter conducteurs du câble (S/m),
$C_b$	:	Capacité linéique entre un conducteur et le blindage du câble (F/m),
$G_b$	:	Conductance linéique entre un conducteur et le blindage du câble (S/m).

## Paramètres physiques :

$\varepsilon$	:	Permittivité ( $\varepsilon = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0$ en F/m),
$\varepsilon_0$	:	Permittivité absolue ( $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ F/m),
$\varepsilon_r$	:	Permittivité relative,
$\rho$	:	Résistivité du matériau ( $\Omega/m$ ),
$\mu$	:	Perméabilité ( $\mu = \mu_r \cdot \mu_0$ en H/m),
$\mu_r$	:	Perméabilité relative,
$\mu_0$	:	Perméabilité absolue ( $\mu_0 = 1,25 \cdot 10^{-6}$ H/m),
$\sigma$	:	Conductivité du matériau (MS/m).

## Notations :

$f$	:	Fréquence (Hz),
$f_{ai}$	:	i-ième fréquence d'anti-résonance (Hz),
$f_{oi}$	:	i-ième fréquence de résonance (Hz),
$ Z $	:	Module de l'impédance ( $\Omega/m$ ),
$\theta$	:	Argument de l'impédance ( $^\circ$ ),

- CC : Pour l'essai en court-circuit,
- CO : Pour l'essai en circuit ouvert.



# Introduction



L'augmentation de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance utilisés dans les convertisseurs statiques a eu pour conséquence la naissance de problèmes de type Interférences Electromagnétiques entre les différents éléments des systèmes où ils sont employés, en particulier les variateurs de vitesse. En effet, les commutations de ces interrupteurs créent des variations rapides de tension ( $dv/dt$ ) entraînant la circulation de courants de haute fréquence qui se propagent en deux modes : mode commun et mode différentiel, entre la source et la « victime ». Ces courants HF peuvent, entre autres, se refermer par les roulements, d'où le phénomène de piquage qui apparaît sur ceux-ci.

Généralement, ces perturbations conduites utilisent les liaisons filaires pour se propager dans le système entraînant l'apparition d'émissions rayonnées ainsi que des surtensions aux bornes de la charge (moteur). L'ensemble de ces problèmes fait que les moteurs utilisés vieillissent prématurément.

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.

Les différents logiciels de type circuit ne permettent pas de modéliser finement les câbles d'énergie car ils ne prennent pas en compte l'évolution des paramètres linéiques du câble en fonction de la fréquence, et/ou négligent les pertes. De plus, en HF, ces modèles ne considèrent généralement que 2 conducteurs. C'est pourquoi nous proposons dans ce mémoire une méthode de modélisation des câbles d'énergie tenant compte de l'évolution des paramètres linéiques en fonction de la fréquence.

Dans le chapitre I, nous présenterons les différents types de câbles, résumerons la théorie des lignes de transmission qui est à la base de l'étude des câbles d'énergie, et présenterons le modèle de ligne bifilaire. Puis nous verrons les différentes méthodes de modélisation d'un câble d'énergie, en commençant par présenter les modèles existants, les méthodes d'identification théoriques et pratiques des paramètres du modèle.

Le chapitre II est consacré à la modélisation HF des câbles d'énergie non blindés, et plus particulièrement à la description de la méthode utilisée pour identifier les paramètres du modèle. Cette méthode permet de modéliser un câble d'énergie non blindé à l'aide d'un modèle à constantes localisées en tenant compte de l'évolution de ses paramètres linéiques en fonction de la fréquence. La méthode proposée utilise des circuits électriques équivalents composés exclusivement d'éléments R, L et/ou C. Les modèles de câbles de 2 et de 3 conducteurs non blindés obtenus sont ensuite validés dans les domaines fréquentiel et temporel, pour différentes longueurs de câble.

Dans le chapitre III, la méthode HF de modélisation des câbles d'énergie non blindés est appliquée et adaptée aux câbles de 2 et de 4 conducteurs blindés. Par rapport aux câbles non blindés, nous avons introduit un coefficient de couplage inductif entre chaque conducteur, et séparé les impédances transversales en deux types : inter conducteurs, et entre conducteur et blindage. Les modèles de câble bifilaire et de 4 conducteurs blindés proposés sont également validés dans les domaines fréquentiel et temporel.

Chapitre I :  
ETAT DE L'ART ET METHODES DE  
MODELISATION DES CABLES D'ENERGIE



Dans ce chapitre, nous verrons, dans une première partie, les effets néfastes qu'amène l'utilisation de câbles d'énergie dans les convertisseurs statiques, et plus précisément les conséquences de la longueur du câble, telles que les surtensions et les courants HF qui provoquent une détérioration prématurée voire la destruction des roulements des moteurs utilisés dans les entraînements à vitesse variable.

Dans une seconde partie, nous présenterons les modèles de câbles et leurs applications allant de l'électronique (faible signal) jusqu'aux lignes de transport et de distribution de l'énergie.

La troisième partie est consacrée à la présentation de diverses méthodes permettant d'exprimer les paramètres linéiques de ces câbles (méthodes analytiques, méthode des éléments finis et méthodes expérimentales).

## 1 Problématique de CEM dans les variateurs de vitesse

Dans ce paragraphe, nous verrons les effets néfastes que peuvent introduire les câbles d'énergie lorsqu'ils servent à relier un convertisseur à un moteur. Lorsque la longueur du câble augmente, on observe aux bornes du moteur des surtensions qui peuvent atteindre le double de la tension appliquée à l'entrée du câble. On observe également des courants HF de mode commun et de mode différentiel qui circulent à travers les divers éléments du système et qui détériorent les roulements du moteur et l'isolant



[1] - [4]. Ces courants HF traversent les roulements en provoquant un transfert de métal entre les billes et les pistes des roulements (phénomène de piquage : Figure I. 1).

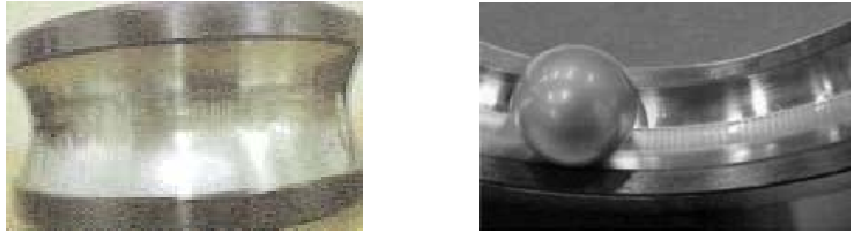


Figure I. 1 : Phénomène de piquage observé sur une piste de roulement

[1] [2]

## 1.1 Variateur de vitesse

Les variateurs de vitesse disponibles actuellement sur le marché utilisent des transistors de puissance IGBT dont les commutations sont 20 fois plus rapides qu'il y a dix ans. Les fronts de tension très rapides et les fréquences de commutations élevées de ces convertisseurs peuvent provoquer la circulation d'importants courants HF et donc endommager voire détruire certains éléments du système.

Afin de prédéterminer le comportement du système complet, il devient alors nécessaire de disposer d'un modèle HF de chaque élément. Ce système est composé d'une source de tension continue, un RSIL, un premier câble d'énergie, des capacités de filtrage, un onduleur commandé en MLI, un second câble d'énergie et un moteur asynchrone. Ce dispositif est représenté sur la Figure I. 2.

Sur ce schéma, il est possible d'identifier les chemins de propagation des courants de mode commun et de mode différentiel.

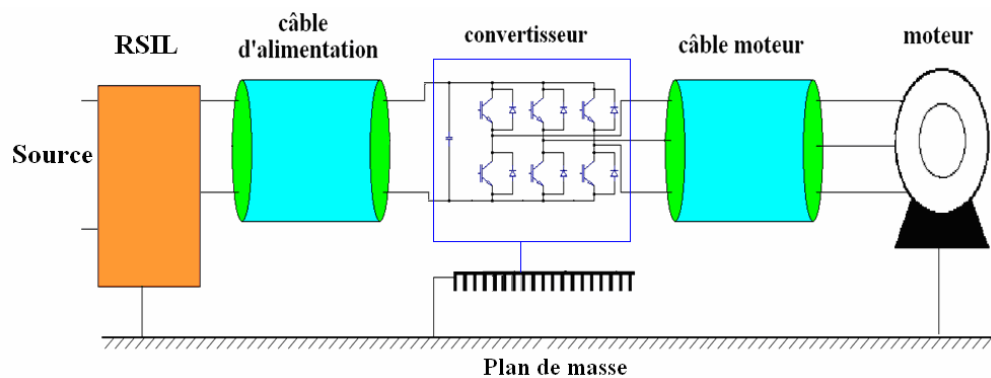


Figure I. 2 : Schéma de principe et différents éléments du variateur de vitesse

Dans un convertisseur d'électronique de puissance, l'interrupteur de puissance est la source principale des perturbations conduites et rayonnées [5] [6]. La propagation des émissions conduites dans le circuit s'effectue de deux manières :

- Perturbations de Mode Commun (MC) : Ces émissions sont générées par la circulation d'un courant capacitif qui se propage dans tous les conducteurs dans le même sens et retour par la terre (Figure I. 3). Ce courant est dû principalement aux capacités parasites du système excitées par les  $dv/dt$  produits par les interrupteurs de puissance.

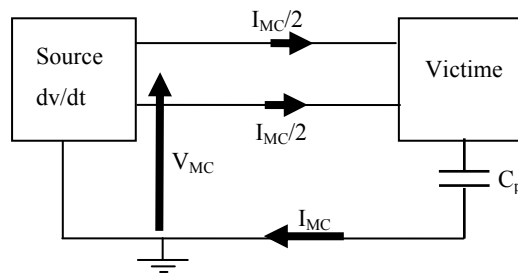


Figure I. 3 : Circulation des courants de mode commun

- Perturbations de Mode Différentiel (MD) : Elles sont provoquées par la circulation d'un courant qui se propage dans un premier conducteur dans un sens et retourne par l'autre conducteur dans l'autre sens (Figure I. 4). Ce courant est dû principalement aux inductances parasites du système qui sont excitées par les  $di/dt$  qui sont générés par les interrupteurs de puissance.

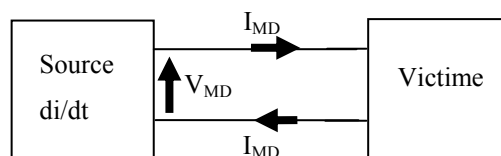


Figure I. 4 : Circulation du courant de mode différentiel

## 1.2 Influence des effets capacitifs

L'influence des effets capacitifs du câble peut être mise en évidence simplement dans un modèle de liaison entre une cellule élémentaire de commutation et une charge R-L, avec et sans capacité. Ces deux configurations sont représentées sur la figure suivante :

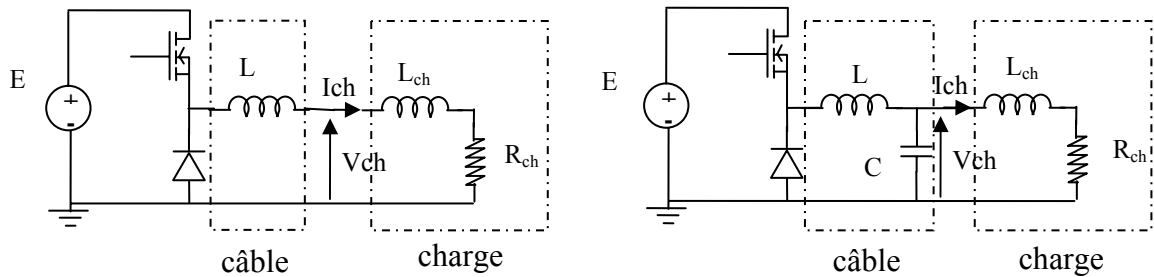


Figure I. 5 : Liaison purement inductive ou inductive + capacitive

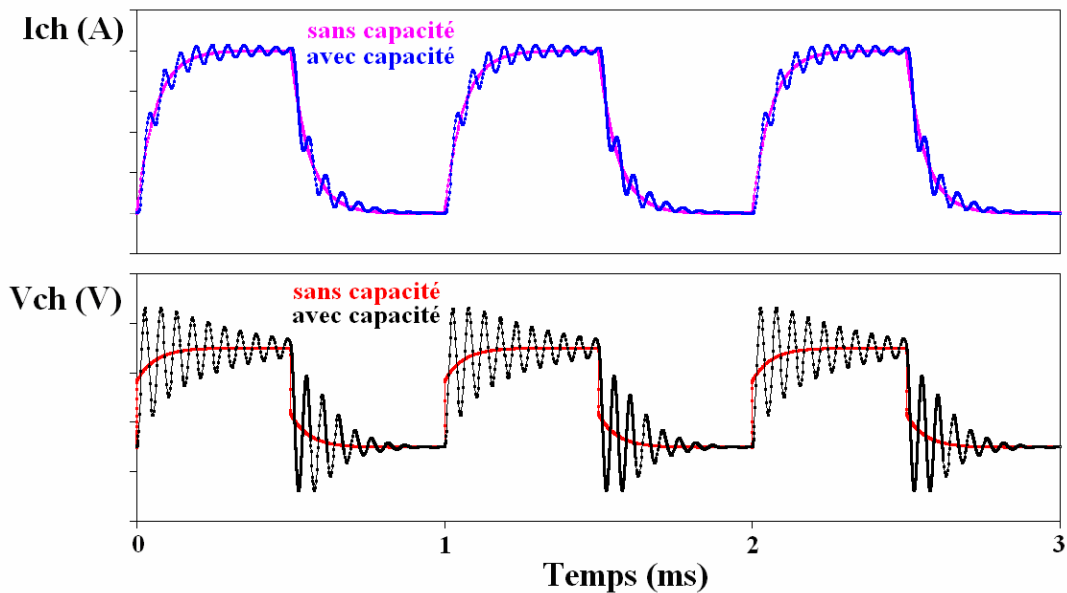


Figure I. 6 : Influence de la nature capacitive du câble

Si la capacité qui est introduite dans le modèle du câble a une valeur suffisamment importante, elle est à l'origine de surtensions et de surintensités imposées à la charge. Les paragraphes suivants détailleront davantage ces phénomènes.

### 1.3 Surtension

L'augmentation des gradients de tension imposés par les interrupteurs de puissance utilisés dans les entraînements à vitesse variable provoque l'apparition de surtensions aux bornes du moteur lorsque le câble est long [7] [8]. Celles-ci peuvent entraîner le claquage de l'isolant des enroulements des moteurs.

Afin d'illustrer ce phénomène, nous avons simulé le comportement d'une charge de type RL sur laquelle nous imposons des fronts de tensions par l'intermédiaire de câbles de 50 mètres et de 100 mètres comme indiqué sur la Figure I. 7. Nous avons utilisé un modèle SPICE de câble défini par les paramètres linéiques suivants :  $R=65\text{m}\Omega/\text{m}$ ,  $L=280\text{nH}/\text{m}$  et  $C=60\text{pF}/\text{m}$  (valeurs des paramètres linéiques du câble bifilaire qui sera étudié au chapitre II).

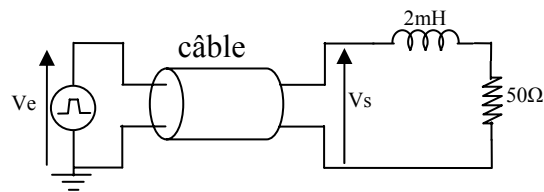


Figure I. 7 : Schéma utilisé pour montrer l'influence de la longueur du câble

Nous constatons sur la Figure I. 8, l'influence de la longueur du câble sur la surtension à l'extrémité de celui-ci. Pour un échelon de tension de  $200\text{V}$  avec un  $dv/dt=0,18\text{kV}/\mu\text{s}$ , nous obtenons une surtension de  $33\text{V}$  pour 50 mètres de câble, et une autre de  $111\text{V}$  pour 100 mètres.

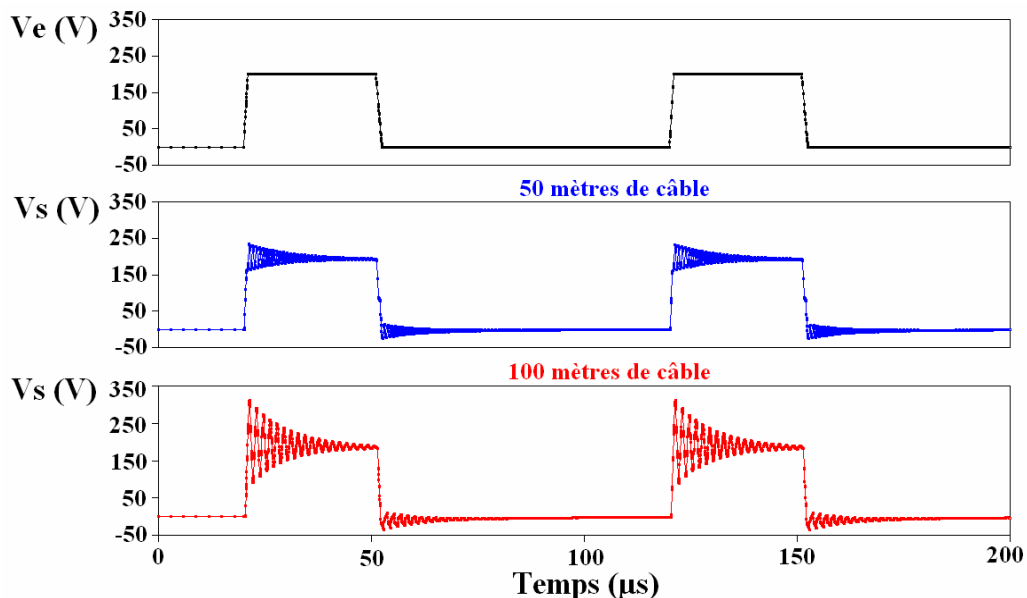


Figure I. 8 : Influence de la longueur du câble

## 2 Modèles de câble et leurs applications

Dans ce paragraphe, nous proposons de définir le modèle d'une ligne bifilaire et ses paramètres linéiques. Nous verrons également comment ce modèle est adapté à différentes applications : les câbles de communication utilisés en électronique, le transport et la distribution d'énergie, les liaisons de type onduleur MLI/moteur.

### 2.1 Modèle d'une ligne bifilaire

Pour une ligne élémentaire formée de deux conducteurs, on utilise généralement le modèle de la Figure I. 9 où  $R$  et  $L$  sont respectivement la résistance et l'inductance linéiques longitudinales,  $G$  et  $C$  sont la conductance et la capacité linéiques transversales de la ligne.

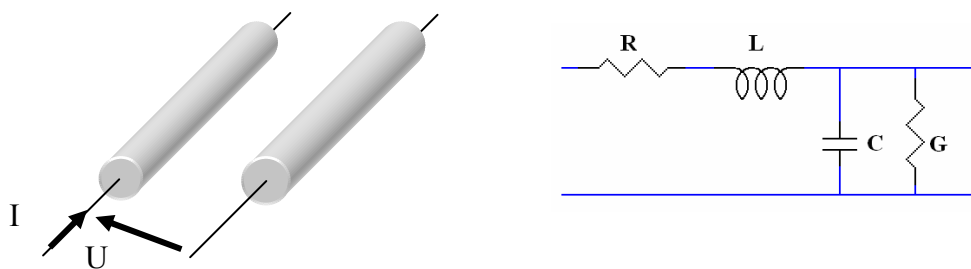


Figure I. 9 : Modèle RLGC d'une ligne de deux conducteurs

Ces paramètres linéiques sont définis de la manière suivante :

**Résistance linéique  $R$  :** La résistance d'une ligne homogène est directement proportionnelle à sa longueur. On définit une résistance par unité de longueur que l'on nomme résistance linéique. Cette résistance varie avec la fréquence à cause des effets de peau et de proximité, et également avec la température.

**Inductance linéique  $L$  :** On définit une inductance linéique, qui se décompose en :

- Une partie due au champ magnétique à l'intérieur des conducteurs (inductance intérieure) variable avec la fréquence (effets de peau et de proximité)

- Une partie due au champ magnétique entre conducteurs (inductance extérieure) et dépendant peu de la fréquence.

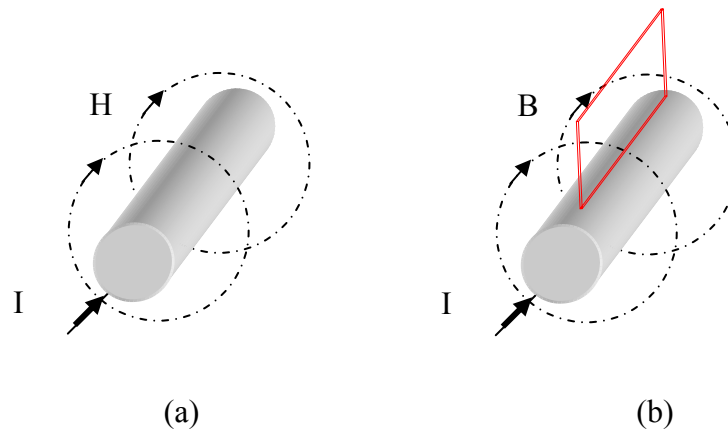


Figure I. 10 : Champ magnétique (a) et flux (b) créés par un conducteur

Capacité linéique  $C$  : Elle dépend de la permittivité du diélectrique placé entre les conducteurs.

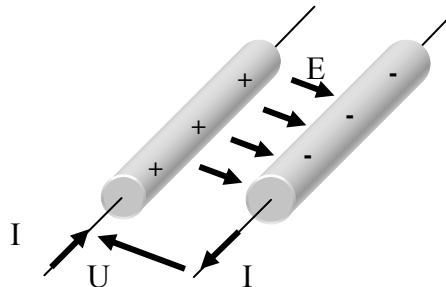


Figure I. 11 : Champ électrique entre deux conducteurs

Conductance ou perditance linéique  $G$  : Pour tenir compte des isolants qui ne sont pas idéaux entre les conducteurs, on introduit une conductance parallèle uniformément répartie.

## 2.2 Applications du modèle de ligne

En fonction des domaines d'utilisation, des hypothèses simplificatrices peuvent être faites qui correspondent à des modèles différents. Dans ce paragraphe, nous distinguerons 3 types d'applications :

- La transmission HF (petits signaux)
- Le transport et la distribution d'énergie en BF
- Les liaisons onduleur MLI/moteur

### 2.2.1 Ligne de transmission HF

Les câbles utilisés en électronique sont pour la plupart des câbles destinés à transmettre de faibles signaux. Les matériaux employés lors de la conception de ces câbles sont tels que les paramètres linéiques sont constants dans la bande de fréquence d'utilisation du câble, et que (généralement) les pertes diélectriques dans l'isolant sont négligées (en raison des faibles courants utilisés).

Le comportement de ces câbles est décrit par la théorie des lignes de transmission qui utilise deux hypothèses : l'homogénéité et la conservation des courants. Les définitions de ces deux termes sont présentées ci-dessous [9], [10], [11].

Homogénéité : Une ligne de transmission est composée au moins de deux conducteurs parallèles au même axe. Les paramètres géométriques (rayons des conducteurs, distance entre les centres des conducteurs, longueur) et physiques (nature des conducteurs et des isolants ou diélectriques) sont alors considérés constants sur toute la longueur de la ligne. Dans cet ensemble de conducteurs, on distingue deux types : les conducteurs « d'aller » et ceux de « retour ».

Conservation du courant : La somme des courants des conducteurs « aller » est égale et opposée à la somme des courants des conducteurs « retour ».

Ces deux hypothèses permettent de ramener la théorie des lignes de transmission à la résolution d'équations aux dérivées partielles à deux inconnues (le temps  $t$  et une variable d'espace  $x, y$  ou  $z$ ).

Nous avons regroupé les termes utilisés et leurs définitions respectives dans la suite de ce paragraphe.



- Paramètres primaires ou paramètres linéiques (par unité de longueur) :

On définit, à la pulsation  $\omega$ , l'impédance longitudinale  $Z$  et l'admittance transversale  $Y$  linéiques par les relations :

$$\bar{Z} = R + jL\omega \quad (\text{I. 1})$$

$$\bar{Y} = G + jC\omega \quad (\text{I. 2})$$

- Paramètres secondaires :

- Impédance caractéristique ( $Z_c$ ) :

L'impédance caractéristique est égale à la racine carrée du rapport de l'impédance longitudinale sur l'admittance transversale. Lorsque l'impédance de la source et de la charge sont égales à l'impédance caractéristique de la ligne, il n'y a pas de réflexion d'onde.

$$Z_c(\omega) = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (\text{I. 3})$$

De la même manière que les paramètres linéiques, l'impédance caractéristique des câbles de transmission HF est constante sur une large bande de fréquence (quelques centaines de MHz).

- Coefficient de réflexion ( $\Gamma_0$  ou  $\Gamma_1$ ) :

C'est le rapport de la tension (ou du courant) de l'onde incidente sur la tension (ou le courant) de l'onde réfléchie. On définit ce terme à l'entrée de la ligne ( $\Gamma_0$ ) ou la sortie de celle-ci ( $\Gamma_1$ ) par les relations :

$$\Gamma_0 = \frac{Z_0 - Z_c}{Z_0 + Z_c} \quad (\text{I. 4})$$

$$\Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_c}{Z_1 + Z_c} \quad (\text{I. 5})$$

Avec :  $Z_0$  : impédance interne de la source, à l'entrée de la ligne,

$Z_1$  : impédance de charge à l'extrémité de la ligne.

A partir de ces définitions et en décomposant la ligne en cellules élémentaires associées en série, il est possible d'établir les relations entre courants et tensions dans une ligne de transmission homogène [9] - [13].

Considérons un élément de la ligne de longueur  $dx$  caractérisé par les éléments longitudinaux «  $R \cdot dx$  » et «  $L \cdot dx$  », et les éléments transversaux «  $C \cdot dx$  » et «  $G \cdot dx$  » (Figure I. 12) ; les tensions et courants sont respectivement «  $U(x)$  » et «  $I(x)$  » à l'entrée, «  $U(x+dx)$  » et «  $I(x+dx)$  » à la sortie.

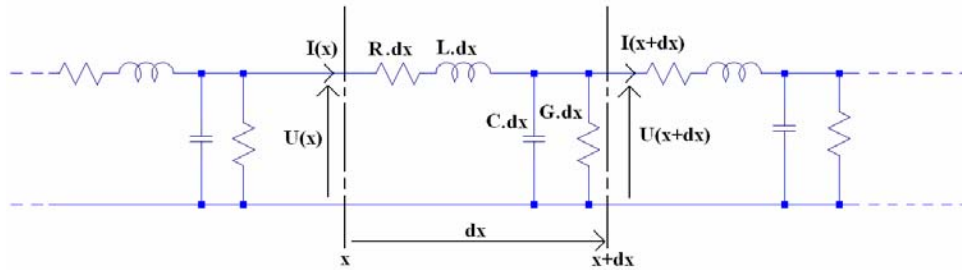


Figure I. 12 : Tronçon élémentaire d'une ligne de transmission

A partir de ce schéma, nous pouvons écrire l'équation des courants et celle des tensions :

- Equation des courants :

$$\bar{I}(x) = \bar{I}(x + dx) + (G + j C \omega) dx \bar{U}(x + dx) \quad (I. 6)$$

soit

$$\frac{\bar{I}(x + dx) - \bar{I}(x)}{dx} = -(G + j C \omega) \bar{U}(x + dx) \quad (I. 7)$$

Si  $dx \rightarrow 0$

$$\frac{d\bar{I}(x)}{dx} = -(G + j C \omega) \bar{U}(x) \quad (I. 8)$$

- Equation des tensions :

$$\bar{U}(x) = \bar{U}(x + dx) + (R + j L \omega) dx \bar{I}(x) \quad (I. 9)$$

D'où 
$$\frac{\bar{U}(x+dx) - \bar{U}(x)}{dx} = -(R + jL\omega)\bar{I}(x) \quad (I. 10)$$

Si  $dx \rightarrow 0$  
$$\frac{d\bar{U}(x)}{dx} = -(R + jL\omega)\bar{I}(x) \quad (I. 11)$$

En dérivant la relation (I. 11), on obtient :

$$\frac{d^2\bar{U}(x)}{dx^2} = -(R + jL\omega)\frac{d\bar{I}(x)}{dx} \quad (I. 12)$$

En insérant (I. 8) 
$$\frac{d^2\bar{U}(x)}{dx^2} = (R + jL\omega)(G + jC\omega)\bar{U}(x) \quad (I. 13)$$

$\bar{U}(x)$  est solution de : 
$$\frac{d^2\bar{U}(x)}{dx^2} - (R + jL\omega)(G + jC\omega)\bar{U}(x) = 0$$

Soit 
$$\frac{d^2\bar{U}(x)}{dx^2} - \gamma^2 \bar{U}(x) = 0 \quad (I. 14)$$

En posant 
$$\bar{\gamma} = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} = \alpha + j\beta \quad (I. 15)$$

avec :  $\alpha$  : constante d'atténuation ou coefficient d'affaiblissement (Np/m)

$\beta$  : constante de propagation ou coefficient de phase (rad/m).

De même pour le courant

$$\frac{d^2\bar{I}(x)}{dx^2} - \gamma^2 \bar{I}(x) = 0 \quad (I. 16)$$

Pour définir la ligne bifilaire à partir de sa matrice de transfert, on utilise les notations suivantes :

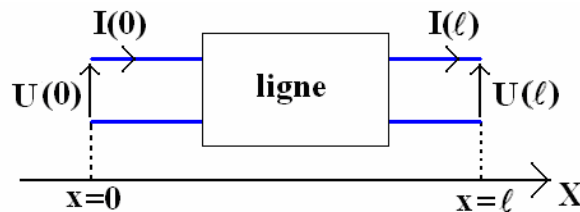


Figure I. 13 : Ligne bifilaire

Les solutions des équations (I. 14) et (I. 16), en posant  $U^+$ ,  $U^-$ ,  $I^+$  et  $I^-$  solutions particulières, sont :

$$U(x) = U^+ e^{-\gamma x} + U^- e^{\gamma x} \quad (I. 17)$$

$$I(x) = I^+ e^{-\gamma x} + I^- e^{\gamma x} \quad (I. 18)$$

Pour les points d'abscisse «  $x=0$  » et «  $x=\ell$  », on peut alors écrire :

$$\begin{bmatrix} U(\ell) \\ I(\ell) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma \ell} & e^{\gamma \ell} \\ \frac{1}{Z_c} e^{-\gamma \ell} & -\frac{1}{Z_c} e^{\gamma \ell} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (I. 19)$$

$$\begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \frac{1}{Z_c} & -\frac{1}{Z_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (I. 20)$$

$Z_c$  étant l'impédance caractéristique de la ligne.

En insérant (I. 20) dans (I. 19), on obtient la matrice de transfert de la ligne :

$$\begin{bmatrix} U(\ell) \\ I(\ell) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma \ell) & -Z_c \sinh(\gamma \ell) \\ -\frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma \ell) & \cosh(\gamma \ell) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad (I. 21)$$

### 2.2.2 Transport et distribution d'énergie

La théorie des lignes de transmission est également utilisée pour la modélisation des lignes de transport d'énergie.

Une ligne triphasée pourra être modélisée par le circuit suivant :

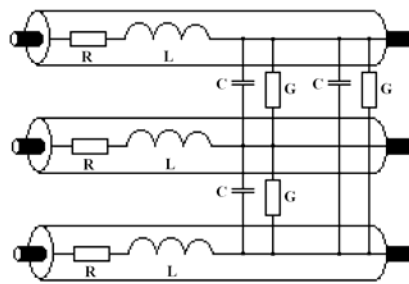


Figure I. 14 : Modèle RLCG d'une ligne triphasée isolée du sol

Dans le cas des lignes de transport et de distribution d'énergie, différentes hypothèses sont généralement faites. Ainsi, pour les lignes aériennes, les distances séparant les différents conducteurs sont très grandes vis-à-vis du rayon de chacun : les pertes transversales par effets Joule sont négligeables, et donc la conductance  $G$  du modèle n'est souvent pas prise en compte.

Pour le modèle de ligne de la Figure I. 14, la détermination des paramètres se fait en fonction des caractéristiques de la ligne : transposée ou non transposée, câbles coaxiaux, avec écran conducteur, enterrés, en nappe ... [14].

Ces lignes de transport d'énergie véhiculent des signaux à 50Hz ou 60Hz, ce qui permet de quantifier les paramètres linéiques de ces câbles en basse fréquence. Les modèles cessent alors d'être valides lorsque ces câbles sont soumis à des signaux dont les fréquences sont plus élevées.

### 2.2.3 Câbles de connexion aux convertisseurs électroniques de puissance

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

Par rapport aux câbles de transmission HF, 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.

Les mêmes schémas équivalents peuvent être utilisés pour modéliser ces câbles d'énergie destinés à relier un convertisseur statique à son alimentation ou à sa charge. Mais pour tenir 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.

## 3 Identification des paramètres des câbles d'énergie

Pour identifier les différents paramètres linéiques des modèles des câbles, on peut utiliser 3 méthodes :

- Ces paramètres peuvent être calculés à partir de formulations analytiques prenant en compte les caractéristiques physiques et géométriques des composants du câble.
- Ils peuvent également être obtenus à partir de simulations réalisées à l'aide de modèles éléments finis.
- Dans la mesure où cela est réalisable, les paramètres peuvent être déduits de résultats expérimentaux obtenus dans les domaines fréquentiel et/ou temporel.

Nous montrons ci-dessous comment sont déterminés les paramètres linéiques des câbles modélisés dans ce mémoire : 2 et 3 conducteurs non blindés, 2 et 4 conducteurs blindés.

### 3.1 Méthode analytique : calcul des paramètres linéiques de différents câbles

Ce paragraphe recense les différentes formulations analytiques utilisées pour calculer les paramètres linéiques des câbles, et établies à partir des phénomènes physiques qui s'y développent.

#### 3.1.1 Câble non blindé de 2 conducteurs

Les caractéristiques géométriques du câble non blindé de 2 conducteurs sont représentées sur la figure ci-dessous :

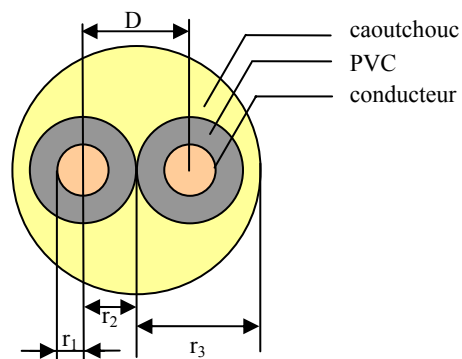


Figure I. 15 : Caractéristiques géométriques du câble non blindé de 2 conducteurs

Le câble est composé de deux conducteurs rectilignes, parallèles et de longueurs infinies (afin de ne pas prendre en compte les effets de bord). Les deux conducteurs ont un rayon «  $r$  » et la distance entre leurs centres est «  $D$  » (Figure I. 16). Chaque conducteur est parcouru par un courant  $I$ , l'un dans le sens aller, l'autre dans le sens retour.

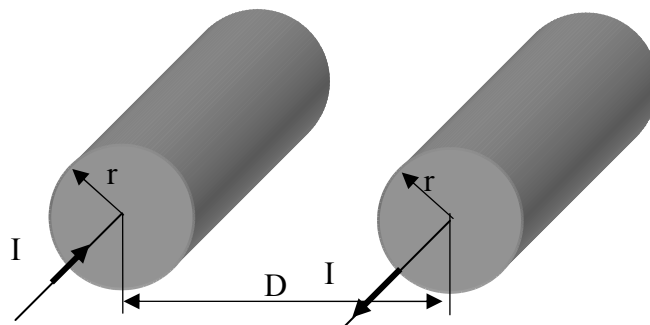


Figure I. 16 : Ligne bifilaire

Le calcul de la résistance est effectué 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 [15].

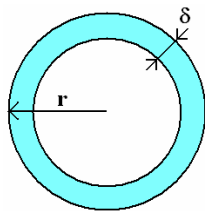
### 3.1.1.1 Résistance linéique

En courant continu, la résistance linéique d'un conducteur de longueur unité, de résistivité  $\rho$  et de section  $S$ , est définie par la relation :

$$R = \frac{\rho}{S} \quad (\text{I. 22})$$

En courant alternatif, quand la fréquence du signal véhiculé par le câble augmente, il est nécessaire de prendre en compte les phénomènes tels que les effets de peau et de proximité qui entraînent une variation de la densité de courant dans le conducteur.

On appelle « *effet de peau électrique* » ou « *effet pelliculaire* » le phénomène, qui en courant alternatif, tend à concentrer le courant à la périphérie du conducteur. Le courant n'est alors plus uniforme dans la section de conducteur considérée. On détermine l'épaisseur de peau  $\delta$  en utilisant la relation (I. 23). L'apparition de l'effet de peau dans les conducteurs du câble va entraîner l'augmentation de la résistance linéique en fonction de la fréquence.



$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma \cdot f}}$$

Avec :

$\mu$  : perméabilité du milieu (I. 23)

$\sigma$  : conductivité du matériau

$f$  : fréquence

La résistance par unité de longueur (en  $\Omega/m$ ) de chaque conducteur de conductivité  $\sigma$ , à la fréquence  $f$ , est approximée par la relation :

$$R = \rho \frac{1}{\pi \left[ r^2 - \left( r - \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma \cdot f}} \right)^2 \right]} \quad (\text{I. 24})$$

On appelle « *effet de proximité* », le phénomène qui apparaît entre deux conducteurs et qui entraîne une concentration du courant sur les périphéries les plus proches de chaque conducteur (ou plus éloignées suivant les sens des courants).



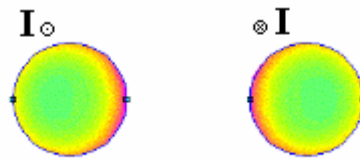


Figure I. 17 : Répartition de la densité de courant dans un câble bifilaire due aux effets de peau et de proximité

Remarque : La résistivité  $\rho$  varie également avec la température. En haute fréquence l'effet de peau atténue ces variations car la résistance varie en  $\sqrt{\rho}$ . Nous ne tiendrons pas compte de l'effet de la température dans le modèle.

### 3.1.1.2 Inductance linéique

Soit la ligne bifilaire décrite sur la Figure I. 16 parcourue par un courant  $I$ . L'inductance d'un conducteur est définie comme la somme de l'inductance interne et de l'inductance externe.

- Inductance interne  $L_i$

Le champ  $\mathbf{h}_1$  en un point  $M$  situé dans le conducteur ( $O_1M=x$ ) est donné par le théorème d'Ampère (I. 25).

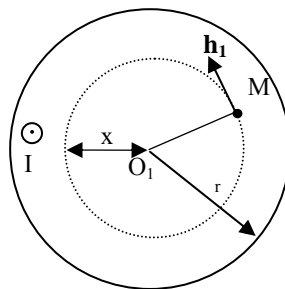


Figure I. 18 : Notations pour le calcul de l'inductance interne  $L_i$  d'un conducteur seul

En supposant que le courant est uniformément réparti dans la section du conducteur, on a :

$$\mathbf{h}_1 = \frac{I x}{2 \pi r^2} \quad (\text{I. 25})$$

L'énergie emmagasinée dans un tube élémentaire d'épaisseur  $dx$  et de longueur unitaire est alors exprimée à partir de la relation :

$$\frac{dw}{dv} = \frac{1}{2} \mathbf{b} \mathbf{h} = \frac{1}{2} \mu_0 \mu_r \mathbf{h}^2 \quad (\text{I. 26})$$

$$dw = \frac{1}{2} \mu_0 \mu_r \left( \frac{I x}{2 \pi r^2} \right)^2 2 \pi x dx = \mu_0 \mu_r \frac{I^2 x^3 dx}{4 \pi r^4} \quad (\text{I. 27})$$

soit entre 0 et  $r$  :

$$w = \int_0^r dw = \frac{\mu_0 \mu_r I^2}{16 \pi} \quad (\text{I. 28})$$

A partir de l'expression de l'énergie électromagnétique emmagasinée ( $w$ ) par unité de volume ( $v$ ) dans un tronçon de longueur unitaire d'un conducteur seul, on obtient :

$$L_i = \frac{2 w}{I^2} \quad (\text{I. 29})$$

d'où :

$$L_i = \frac{\mu_0 \mu_r}{8 \pi} = 50 \text{nH/m} \quad \text{avec } \mu_r=1 \quad (\text{I. 30})$$

Mais cette expression ne prend pas en compte l'effet de peau dans le conducteur. L'étude rigoureuse de ce phénomène est complexe ; il est cependant possible d'utiliser la relation empirique suivante [9] :

$$L_i = \frac{\mu_0}{8 \pi} \frac{10^{-3}}{r} \sqrt{\frac{\mu_r}{\sigma f}} \quad (\text{I. 31})$$

Si on ajoute la prise en compte de l'effet de proximité, on obtient :

$$L_i = \frac{\mu_0}{8 \pi} \frac{10^{-3}}{r'} \sqrt{\frac{\mu_r}{\sigma f}} \quad \text{avec } r' = r \sqrt{1 - \left( \frac{2r}{D} \right)^2} \quad (\text{I. 32})$$

- Inductance extérieure  $L_e$

Le théorème d'Ampère permet d'exprimer les champs magnétiques  $\mathbf{h}_1$  et  $\mathbf{h}_2$ , créés par les deux conducteurs en un point M d'abscisse  $O_1M=x$  (Figure I. 19) à l'aide des relations (I. 33) et (I. 34).

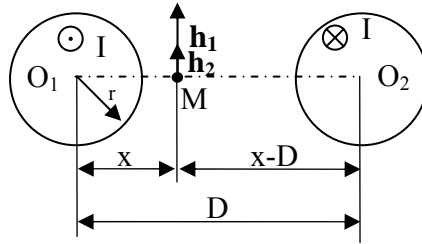


Figure I. 19 : Notations pour le calcul de l'inductance externe  $L_e$  d'une ligne bifilaire

$$\mathbf{h}_1 = \frac{I}{2 \pi x} \quad (\text{I. 33})$$

$$\mathbf{h}_2 = \frac{I}{2 \pi (D - x)} \quad (\text{I. 34})$$

En exprimant les inductions magnétiques  $\mathbf{b}_1$  et  $\mathbf{b}_2$  (en faisant l'hypothèse que la perméabilité de l'air est celle du vide), on exprime le flux correspondant dans une section élémentaire de longueur unitaire et de largeur  $dx$  :

$$d\varphi_{e1} = \mathbf{b}_1 dx \quad (\text{I. 35})$$

$$d\varphi_{e2} = \mathbf{b}_2 dx \quad (\text{I. 36})$$

D'où le flux total :

$$\varphi_e = \int_r^{D-r} d\varphi_{e1} + \int_r^{D-r} d\varphi_{e2} = \frac{\mu_0 I}{2 \pi} \left[ \int_r^{D-r} \frac{dx}{x} + \int_r^{D-r} \frac{dx}{D-x} \right] \quad (\text{I. 37})$$

Soit :

$$\varphi_e = \frac{\mu_0 I}{\pi} \ln \left( \frac{D-r}{r} \right) \quad (\text{I. 38})$$

D'où :

$$L_e = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \left( \frac{D-r}{r} \right) \quad (\text{I. 39})$$

Dans le cas où  $r \ll D$ , cette expression devient :

$$L_e = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{D}{r}\right) \quad \text{pour chaque conducteur} \quad (\text{I. 40})$$

Si  $r$  et  $D$  sont du même ordre, l'inductance externe, tenant compte de l'effet de proximité, est définie par la relation :

$$L_e = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{D'}{r}\right) \quad \text{avec} \quad D' = \frac{D}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{2r}{D}\right)^2} \quad (\text{I. 41})$$

L'inductance linéique totale d'un conducteur est définie par la relation :

$$L = L_i + L_e \quad (\text{I. 42})$$

Dans le cas de deux conducteurs identiques parcourus par un courant  $I$ , et en utilisant la même démarche pour exprimer les champs  $\mathbf{h}_1$  et  $\mathbf{h}_2$ , on obtient pour un câble de deux conducteurs de rayons  $r$  dont les centres sont distants de  $D$  les relations suivantes :

- Si  $D \gg r$  :

$$L_1 = L_2 = L_i + L_e = L_i + 2 \cdot 10^{-7} \ln\left(\frac{D}{r}\right) \quad (\text{I. 43})$$

- Si  $D$  n'est pas  $\gg r$  :

$$L_1 = L_2 = L_i + L_e = \frac{10^{-4}}{2r'} \sqrt{\frac{\mu_r}{\sigma f}} + 2 \cdot 10^{-7} \ln\left(\frac{D'}{r}\right) \quad (\text{I. 44})$$

### 3.1.1.3 Capacité linéique

Soit la ligne bifilaire décrite sur la Figure I. 16. Le calcul des champs électriques  $\mathbf{e}_1$  et  $\mathbf{e}_2$  créés par les deux conducteurs au point  $M$ , défini par  $O_1M=x$  en supposant que les charges sont uniformément réparties sur les deux conducteurs, s'effectue à l'aide du théorème de

Gauss appliqué aux deux surfaces cylindriques de longueur unitaire, de centres  $O_1$  et  $O_2$ , de rayons respectifs  $x$  et  $D-x$ , et en posant la charge linéique des conducteurs égale à  $q$  (Figure I. 20), on obtient :

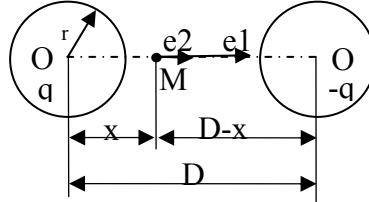


Figure I. 20 : Notations pour le calcul de la capacité d'une ligne bifilaire isolée

$$\varepsilon_0 \varepsilon_r \mathbf{e}_1 [2 \pi x] = q \quad (\text{I. 45})$$

$$\varepsilon_0 \varepsilon_r \mathbf{e}_2 [2 \pi (D-x)] = -(-q) \quad (\text{I. 46})$$

Le champ électrique total, est alors défini par :

$$\mathbf{e}_x = \mathbf{e}_1 + \mathbf{e}_2 = \frac{q}{2 \pi \varepsilon_0 \varepsilon_r} \left[ \frac{1}{x} + \frac{1}{D-x} \right] \quad (\text{I. 47})$$

La différence de potentiel entre les deux conducteurs est décrite par la relation :

$$v = \int_r^{D-r} \mathbf{e}_x dx = \frac{q}{2 \pi \varepsilon_0 \varepsilon_r} \left[ \int_r^{D-r} \frac{dx}{x} + \int_r^{D-r} \frac{dx}{D-x} \right] \quad (\text{I. 48})$$

Sachant que la capacité s'exprime par la relation  $q = C.v$ , on obtient :

$$C = \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r}{\ln\left(\frac{D-r}{r}\right)} \quad (\text{I. 49})$$

### 3.1.1.4 Conductance linéique

La conductance inter conducteurs de cette ligne (en S/m) correspond à la dissipation d'énergie dans le diélectrique. Il est difficile de l'exprimer simplement en fonction des caractéristiques géométriques et physiques du câble. Pour une pulsation donnée  $\omega$ , elle peut s'exprimer en fonction de la capacité linéique et de l'angle de pertes  $\delta$  associé au diélectrique.

$$G = C \omega \tan \delta \quad (I. 50)$$

### 3.1.2 Câbles de connexion aux convertisseurs statiques

Dans ce paragraphe, nous présenterons les différentes relations utilisées pour déterminer les paramètres linéiques basse fréquence des câbles étudiés.

#### 3.1.2.1 Câble non blindé de 3 conducteurs

Les caractéristiques géométriques du câble non blindé de 3 conducteurs étudié sont représentées sur la figure ci-dessous.

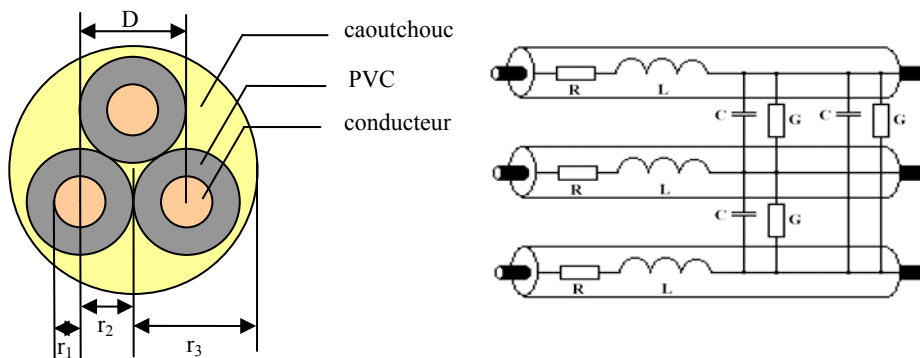


Figure I. 21 : Caractéristiques géométriques du câble 3 conducteurs non blindé et schéma équivalent

Pour la résistance et la conductance linéiques les expressions sont les mêmes qu'avec deux conducteurs. Les différentes relations proposées dans les deux tableaux suivants sont celles déjà présentées au paragraphe I.3.1.1.

Pour l'inductance et la capacité linéiques, nous utiliserons les relations issues de la référence [16].

Grandeurs	formulations	
Résistance linéique ( $\Omega/m$ )	$R = \rho \frac{\ell}{\pi \left[ r_1^2 - \left( r_1 - \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma \cdot f}} \right)^2 \right]}$	(I. 51)

Inductance linéique (H/m)	$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{D^2}{r_1^2}\right)$	(I. 52)
Capacité linéique (F/m)	$C = \frac{\frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{D^2}{r_1^2}\right)}{\left(\frac{1}{\mu\epsilon}\right)\left(\left(\frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{D^2}{r_1^2}\right)\right)^2 - \left(\frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{D}{r_1}\right)\right)^2\right)}$	(I. 53)
Conductance linéique (S/m)	$G = C \omega \tan \delta$	(I. 54)

Tableau I. 1: Formulations utilisées pour déterminer les paramètres linéiques du câble non blindé de 3 conducteurs

### 3.1.2.2 Câbles blindés de 2 et 4 conducteurs

Les caractéristiques géométriques des câbles blindés de 2 et de 4 conducteurs étudiés sont représentées sur la Figure I. 22, les relations utilisées sont regroupées respectivement dans le Tableau I. 2 et le Tableau I. 3 [17].

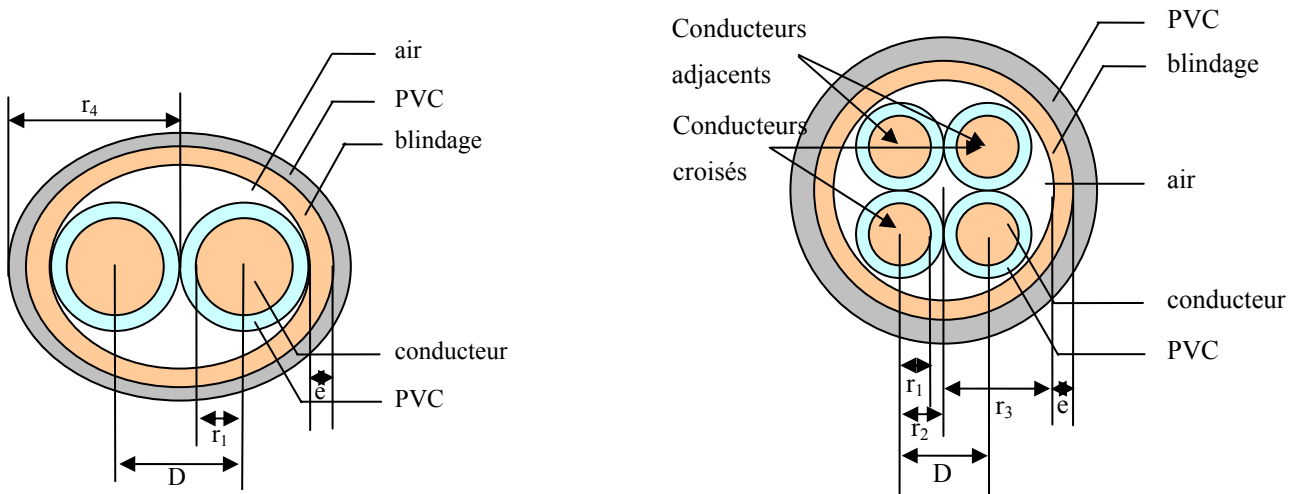


Figure I. 22 : Caractéristiques géométriques des câbles blindés étudiés

Pour les câbles blindés, nous avons dû introduire un coefficient de couplage inductif K entre les conducteurs. Considérons un câble non blindé de deux conducteurs définis chacun par leur inductance propre  $L_p$  et la mutuelle inductance M.

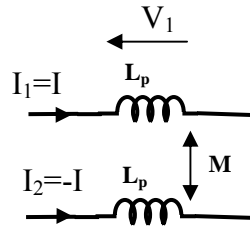


Figure I. 23 : Inductance et couplage inductif

Les courants  $I_1$  et  $I_2$  sont égaux et opposés, d'où la relation exprimant la tension  $V_1$  qui permet de regrouper les termes  $L_p$  et  $M$ .

$$V_1 = L_p \frac{dI_1}{dt} + M \frac{dI_2}{dt} = (L_p - M) \frac{dI}{dt} = L \frac{dI}{dt} \quad (\text{I. 55})$$

Si on ajoute un conducteur idéal représentant le blindage, la somme des courants entrant dans le câble n'est plus nulle ; la relation exprimant la tension  $V_1$  ne permet plus de regrouper les termes  $L_p$  et  $M$ . Le câble doit être caractérisé par l'inductance propre  $L_p$  de chaque conducteur et le coefficient de couplage  $K=M/L_p$ .

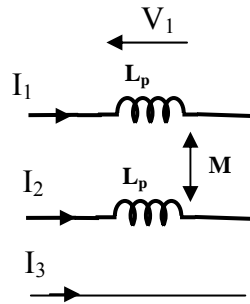


Figure I. 24 : Inductance et couplage inductif

$$V_1 = L_p \frac{dI_1}{dt} + M \frac{dI_2}{dt} = L_p \left( \frac{dI_1}{dt} + K \frac{dI_2}{dt} \right) \quad (\text{I. 56})$$

$K$  représente un coefficient de couplage entre inductances qu'il est nécessaire de prendre en compte pour modéliser ces câbles.



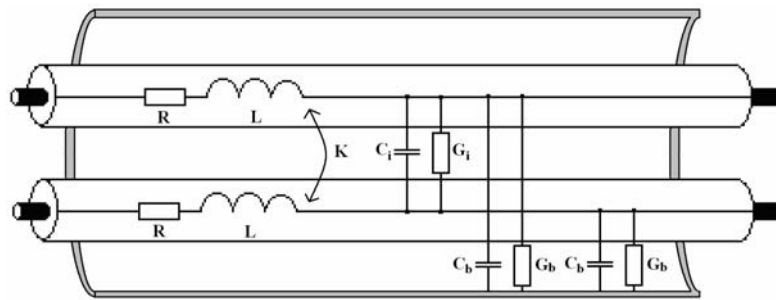


Figure I. 25 : Schéma équivalent pour le câble blindé de 2 conducteurs

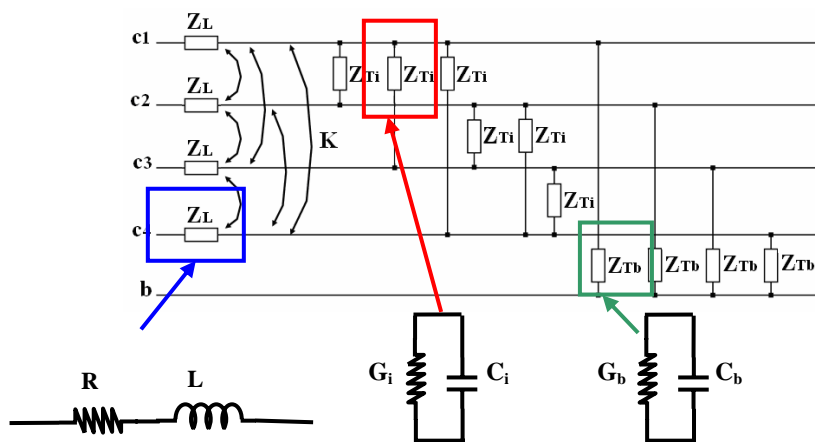


Figure I. 26 : Schéma équivalent pour le câble blindé de 4 conducteurs

Les résistances et conductances linéiques dans les deux tableaux suivants ont été déterminées de la même manière que celles présentées au paragraphe I.3.1.1. Par contre, les inductances et capacités linéiques ont été déterminées à l'aide de la méthode Multiconductor Transmission Line (MTL) [17] décrite dans le paragraphe suivant.

Grandeurs	formulations	
Résistance linéique ( $\Omega/m$ )	$R = \rho \frac{\ell}{\pi \left[ r_1^2 - \left( r_1 - \frac{1}{\sqrt{\pi \mu \sigma f}} \right)^2 \right]}$	(I. 57)
Inductance linéique (H/m)	$L = L_{ii} = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{3D}{4r_1}\right)$ $M_{ij} = L_{ij} = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{25}{4}}\right)$ $K = \frac{L_{ii}}{L_{ij}}$	(I. 58)
Capacité linéique entre un conducteur et le blindage (F/m)	$C_b = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{15D}{16r_1}\right)}$	(I. 59)
Capacité linéique inter conducteurs (F/m)	$C_i = C_b \frac{\ln\left(\frac{5}{4}\right)}{\ln\left(\frac{3D}{5r_1}\right)}$	(I. 60)
Conductance linéique entre un conducteur et le blindage (S/m)	$G_b = C_b \omega \tan \delta$	(I. 61)
Conductance linéique inter conducteurs (S/m)	$G_i = C_i \omega \tan \delta$	(I. 62)

Tableau I. 2: Formulations utilisées pour déterminer les paramètres linéiques du câble blindé de 2 conducteurs

Grandeurs	formulations	
Résistance linéique ( $\Omega/m$ )	$R = \rho \frac{\ell}{\pi \left[ r_1^2 - \left( r_1 - \frac{1}{\sqrt{\pi \mu \sigma f}} \right)^2 \right]}$	(I. 63)

<p>Inductance linéique (H/m)</p>	$L = L_{ii} = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{r_3^2 - 2r_2^2}{r_3 r_1}\right)$ $M_{ij} = L_{ij} = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{r_2 \sqrt{2}}{r_3} \sqrt{\frac{4r_2^4 + r_3^4}{8r_2^2}}\right)$ $K = \frac{L_{ii}}{L_{ij}}$	<p>(I. 64)</p>
<p>Capacités linéiques (F/m)</p>	<p>➤ entre un conducteur et le blindage <math>C_b = C_{ii} - 3 C_{ij}</math></p> <p>➤ inter conducteurs <math>C_i = -C_{ij}</math></p> <p>obtenues à partir de :</p> $[C] = \mu \cdot \epsilon \cdot [L]^{-1} = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} & -C_{13} & -C_{14} \\ -C_{12} & C_{22} & -C_{23} & -C_{24} \\ -C_{13} & -C_{23} & C_{33} & -C_{34} \\ -C_{14} & -C_{24} & -C_{34} & C_{44} \end{bmatrix}$ <p>avec :</p> $[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} \\ L_{12} & L_{22} & L_{23} & L_{24} \\ L_{13} & L_{23} & L_{33} & L_{34} \\ L_{14} & L_{24} & L_{34} & L_{44} \end{bmatrix}$	<p>(I. 65)</p> <p>(I. 66)</p>
<p>Conductance linéique entre un conducteur et le blindage (S/m)</p>	$G_b = C_b \omega \tan \delta$	<p>(I. 67)</p>
<p>Conductance linéique inter conducteurs (S/m)</p>	$G_i = C_i \omega \tan \delta$	<p>(I. 68)</p>

Tableau I. 3: Formulations utilisées pour déterminer les paramètres linéiques du câble blindé de 4 conducteurs

### 3.1.2.3 Méthode MTL : Multiconductor Transmission Line

Cette méthode est basée sur les équations différentielles exprimant les tensions et les courants des conducteurs en fonction du temps (t) et de la longueur (x) [17]. Dans le cas d'un câble composé de N conducteurs (indiqués de 1 à N) et d'un conducteur de référence (indiqué 0), le système est alors décrit par la figure et les équations suivantes :

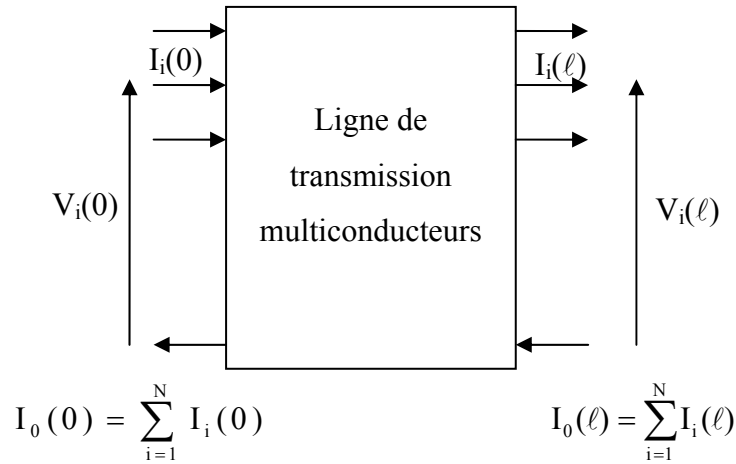


Figure I. 27 : Entrées/sorties d'une ligne de transmission multiconducteurs

$$\frac{\partial \mathbf{V}(x, t)}{\partial x} = -\mathbf{R}\mathbf{I}(x, t) - \mathbf{L} \frac{\partial \mathbf{I}(x, t)}{\partial t} \quad (\text{I. 69})$$

Dans cette équations les termes  $[\mathbf{V}]$ ,  $[\mathbf{I}]$ ,  $[\mathbf{R}]$  et  $[\mathbf{L}]$  sont des matrices définies par :

$$\mathbf{V}(x, t) = \begin{bmatrix} V_1(x, t) \\ \vdots \\ V_i(x, t) \\ \vdots \\ V_N(x, t) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 70})$$

$$\mathbf{I}(x, t) = \begin{bmatrix} I_1(x, t) \\ \vdots \\ I_i(x, t) \\ \vdots \\ I_N(x, t) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 71})$$

$$[\mathbf{L}] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \dots & L_{1N} \\ L_{21} & L_{22} & \dots & L_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{N1} & L_{N2} & \dots & L_{NN} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 72})$$

$$[\mathbf{R}] = \begin{bmatrix} R_1 + R_0 & R_0 & \dots & R_0 \\ R_0 & R_2 + R_0 & \dots & R_0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_0 & R_0 & \dots & R_N + R_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 73})$$

Dans ces matrices, les termes  $L_{ii}$  correspondent aux inductances propres des conducteurs et les termes  $L_{ij}$  à leur inductance mutuelle avec chaque autre conducteur. Pour la matrice résistance,  $R_0$  correspond à la résistance du conducteur de référence, et les termes notés «  $R_i + R_0$  » à la somme de la résistance du conducteur de référence et du conducteur d'ordre  $i$ .

De même, les paramètres transversaux  $C$  et  $G$  sont utilisés dans la relation :

$$\frac{\partial \mathbf{I}(x,t)}{\partial x} = -\mathbf{G}\mathbf{V}(x,t) - \mathbf{C} \frac{\partial \mathbf{V}(x,t)}{\partial t} \quad (\text{I. 74})$$

Dans cette équation les termes  $[\mathbf{G}]$  et  $[\mathbf{C}]$  sont des matrices définies par :

$$[\mathbf{C}] = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^N C_{1k} & -C_{12} & \dots & -C_{1N} \\ -C_{21} & \sum_{k=1}^N C_{2k} & \dots & -C_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -C_{N1} & -C_{N2} & \dots & \sum_{k=1}^N C_{Nk} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 75})$$

$$[\mathbf{G}] = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^N G_{1k} & -G_{12} & \dots & -G_{1N} \\ -G_{21} & \sum_{k=1}^N G_{2k} & \dots & -G_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -G_{N1} & -G_{N2} & \dots & \sum_{k=1}^N G_{Nk} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 76})$$

Dans ces matrices, les termes  $C_{ii}$  et  $G_{ii}$  correspondent aux capacités et conductances entre le conducteur de référence et le conducteur  $i$ , et les termes  $C_{ij}$  et  $G_{ij}$  aux capacités et conductances entre le conducteur  $i$  et le conducteur  $j$ .

A partir de ces matrices, l'auteur [17] a établi les relations permettant d'exprimer les capacités linéiques en fonction des inductances linéiques que nous avons utilisées pour les câbles blindés de 2 et 4 conducteurs.

### 3.1.2.4 Méthode des Fils fins

La méthode des fils fins est souvent employée pour la détermination des paramètres des pistes de circuit imprimé (PCB) [18] [19]. Cette méthode consiste à diviser le conducteur en plusieurs fils fins ce qui rend possible l'utilisation de la théorie des lignes de transmission. La théorie des lignes permet alors de déterminer les éléments linéiques  $R$   $L$  et  $C$  de chaque fil à l'aide des formulations classiques.

Commençons par le cas d'un fil fin au dessus d'un plan de masse (Figure I. 28) que nous modéliserons par un circuit en  $\Pi$ . Dans ce fil, les pertes sont représentées par la résistance  $R_{ii}$ , l'effet inductif est représenté par l'inductance interne  $L_{int}$  et l'inductance partielle  $L_{ii}$ , l'effet capacitif est représenté par les capacités  $C_{ii}$ .

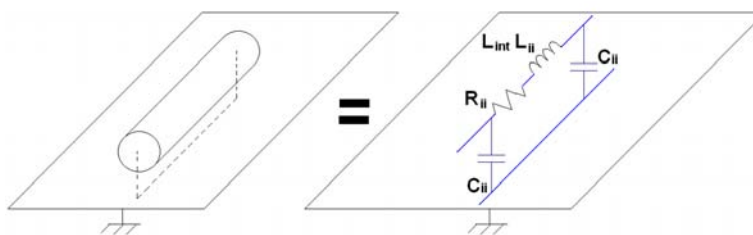


Figure I. 28 : Modèle de type circuit d'un fil fin

La théorie des lignes de transmission permet également d'obtenir le modèle de type circuit équivalent à deux fils fins parallèles  $i$  et  $j$  (Figure I. 29). Dans le schéma équivalent nous remarquons l'apparition de deux termes dus au couplage.  $L'$  un représente l'inductance mutuelle linéique  $L_{ij}$  et l'autre la capacité de couplage  $C_{ij}$ .

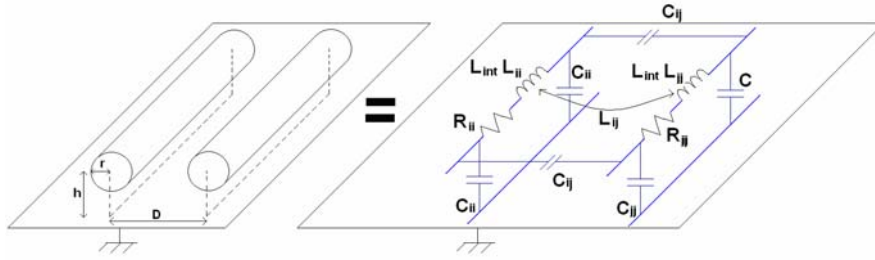


Figure I. 29 : Modèle de type circuit de deux fils fins couplés

La méthode des fils fins a cependant des limites théoriques. En effet, cette méthode impose les conditions sur le diamètre des conducteurs ( $2r$ ) qui doit être très inférieur à la distance séparant les deux conducteurs ( $D$ ), et à la hauteur du conducteur par rapport au plan de référence ( $h$ ). Soit :

$$2r \ll h \text{ et } D \tag{I. 77}$$

Pour les deux conducteurs représentés sur la Figure I. 29, nous pouvons écrire le système matriciel suivant, où  $x$  est l'axe parallèle aux deux conducteurs :

$$\begin{cases} -\frac{dI}{dx} = [Y][U] \\ -\frac{dU}{dx} = [Z][I] \end{cases} \tag{I. 78}$$

$U$  et  $I$  sont les vecteurs de tension et de courant représentant chaque tension  $U_i$  et  $U_j$ , et chaque courant  $I_i$  et  $I_j$ . Les matrices  $[Z]$  et  $[Y]$  sont les matrices impédances et admittances linéiques des fils. Ces matrices  $[Z]$  et  $[Y]$  s'expriment par rapport aux éléments linéiques  $R$ ,  $L$ ,  $C$  du modèle de type circuit à l'aide des relations suivantes :

$$[Z] = [R] + j[L\omega] \tag{I. 79}$$

$$[Y] = j[C\omega] \tag{I. 80}$$

La détermination des éléments linéiques est ensuite effectuée à l'aide de formulations analytiques issues de la théorie des lignes de transmission.

Cette méthode s'applique généralement pour la modélisation des circuits imprimés dans une bande de fréquence allant de 10kHz à 100MHz.

### 3.1.2.5 Méthode PEEC : Partial Element Equivalent Circuit

Cette méthode est basée sur la notion d'éléments partiels tels que résistance, inductance et mutuelles partielles [20] - [22]. Ainsi, une boucle de courant sera décomposée en une somme d'éléments rectilignes. Cette boucle est définie par sa résistance  $R_{\text{boucle}}$  et son inductance  $L_{\text{boucle}}$  :

$$R_{\text{boucle}} = \sum_{n=1}^N R_{pn} \quad (\text{I. 81})$$

$$L_{\text{boucle}} = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N M_{pmn} \quad (\text{I. 82})$$

Avec :  $R_{pn}$  : résistance partielle de l'élément n,  
 $M_{pmn}$  : mutuelle partielle de l'élément n sur l'élément m,  
 $M_{pnn}$  : inductance partielle de l'élément n.

Dans cette méthode, un conducteur est discrétisé en plusieurs éléments (partiels) parallélépipédiques pour lesquels les calculs des différentes grandeurs partielles sont effectués en utilisant les relations précédentes.

A condition que ces conducteurs soient dans un milieu amagnétique (de l'air par exemple) et que la densité de courant dans chaque conducteur soit uniforme, cette méthode permet de calculer, à partir du potentiel vecteur le long de chaque conducteur, la résistance, l'inductance partielle et mutuelle d'un conducteur rectiligne de section rectangulaire (Figure I. 30).

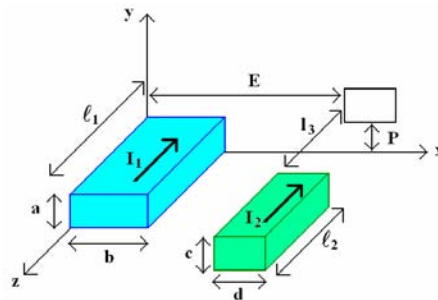


Figure I. 30 : Caractéristiques des éléments équivalents aux deux conducteurs

Toutefois, cette méthode pose un problème lorsque la fréquence augmente en raison de la condition sur l'uniformité du courant dans le conducteur. Afin d'adapter cette méthode, on



subdivise le conducteur afin de prendre en compte les effets de la fréquence (effets de peau et de proximité). La méthode PEEC permet également le calcul des capacités via un maillage des conducteurs différent du maillage inductif.

### 3.2 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est la plus utilisée pour modéliser, en basse fréquence, les phénomènes électromagnétiques [20]. Cette méthode est basée sur la résolution numérique des équations de Maxwell, ce qui permet de connaître différentes grandeurs électromagnétiques à chaque élément du maillage.

La première étape de la modélisation éléments finis d'une structure quelconque consiste à la définir d'un point de vue géométrique (rayons, longueurs, distances entre conducteurs...) et physique (permittivité, perméabilité, conductivité). La seconde consiste à mailler le système, ce qui revient à le discrétiser en un nombre plus ou moins important de surfaces ou de volumes (suivant le problème : 2D ou 3D) qui dépend de la précision souhaitée. Afin de tenir compte de l'aspect fréquentiel, et donc des effets de peau et de proximité, il est nécessaire de mailler plus finement les contours du système. La détermination des paramètres du modèle est réalisée à l'aide des grandeurs disponibles telles que le potentiel vecteur aux nœuds du maillage, l'énergie emmagasinée et le champ magnétique.

Prenons l'exemple de la modélisation d'un câble bifilaire à partir du logiciel FEMM [23]. Lors de la première étape consistant à définir la structure, nous faisons l'hypothèse que les permittivités relatives du caoutchouc et du PVC sont égales à celle de l'air soit 1. Ceci nous permet de réduire le système aux deux conducteurs. Nous définissons une surface d'air dans laquelle se trouvent les deux conducteurs et qui permet de fixer les limites spatiales de l'étude. Pour cela, nous imposons sur chaque côté de cette surface des conditions aux limites (potentiel vecteur  $A=0$ ). La seconde étape consistant à mailler le système étudié est réalisée de manière automatique pour l'air, et de manière manuelle pour l'intérieur des conducteurs, afin de disposer d'une bonne précision. Ces deux étapes mènent alors à une structure représentée sur la Figure I. 31.

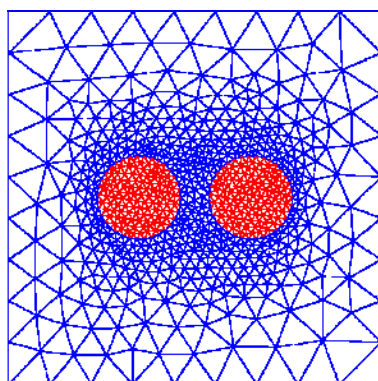


Figure I. 31 : Structure maillée du câble bifilaire

Nous avons choisi un courant de 1 Ampère efficace entrant dans le conducteur de gauche, celui-ci revenant dans le conducteur de droite.

Une fois le calcul lancé, il est possible de visualiser les lignes de champ (Figure I. 32), les densités de courant dans les conducteurs, ... .

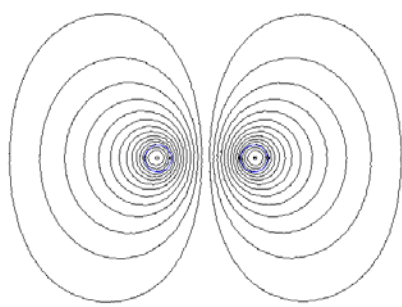


Figure I. 32 : Lignes de champ d'un câble bifilaire

Le logiciel FEMM permet d'accéder directement aux grandeurs telles que le rapport flux sur courant dans le conducteur, donc l'inductance interne et chute de tension entre les extrémités du conducteur sur courant, donc la résistance.

Les version récentes de FEMM permettent également de faire des calculs en électrostatique et donc de déterminer la capacité entre deux conducteurs. Toutefois, cela impose de connaître la perméabilité des matériaux isolants enrobant les conducteurs.

Cette méthode exige de connaître avec précision les caractéristiques géométriques et physiques du câble étudié. Dans notre cas, nous avons fait des hypothèses concernant les conducteurs : nous les avons supposés massifs alors qu'ils sont multibrins. De même, la

permittivité relative du matériau utilisé pour enrober les conducteurs a été évaluée à partir de diverses données constructeur.

### 3.3 Méthodes expérimentales

Nous avons recensé, dans ce paragraphe, différentes méthodes permettant de déterminer à partir de résultats expérimentaux les paramètres linéiques d'un câble d'énergie. Nous noterons que les bancs de mesure disponibles sont plus particulièrement destinés aux câbles de transmission HF, dont les niveaux de tension et de courant sont relativement faibles.

Une des méthodes qui ne sera pas présentée dans ce mémoire est la réflectométrie (Time Domain Response) [24] [25]. Celle-ci est particulièrement adaptée aux câbles de transmission HF et nécessite un banc de mesure et des connectiques spécifiques.

#### 3.3.1 Mesure au pont d'impédance

Le pont d'impédance permet de déterminer les paramètres linéiques du câble à partir de 2 essais :

- La résistance linéique est déduite de la partie réelle de l'impédance mesurée en court-circuit, et l'inductance linéique de sa partie imaginaire.
- La conductance linéique est déduite de la partie réelle de l'impédance mesurée en circuit ouvert, et la capacité linéique de sa partie imaginaire.

Il est possible d'effectuer la mesure à une fréquence donnée ou de tracer l'évolution des impédances en fonction de la fréquence.

L'impédance analysée par l'appareil de mesure est égale à celle du câble en série avec celle des connexions. Il est donc nécessaire pour chaque mesure de réaliser une compensation rigoureuse qui permettra de compenser l'impédance des connexions. Ces compensations sont, le plus souvent, des essais en court-circuit, en circuit ouvert et sur une charge étalonnée [26].

Le pont d'impédance utilisé est destiné à effectuer des mesures en mode déséquilibré (sortie : +V et 0). Pour des mesures en mode équilibré (entre : +V et -V), il est nécessaire d'utiliser un balun (BALANCED to UNbalanced) afin de symétriser les sorties du pont d'impédance.

Pour la mesure des paramètres linéiques des câbles d'énergie, il est nécessaire de distinguer deux types :

- Les mesures en mode déséquilibré, pour lesquelles la tension est appliquée sur un seul conducteur, l'autre conducteur étant au potentiel de référence (Figure I. 33).

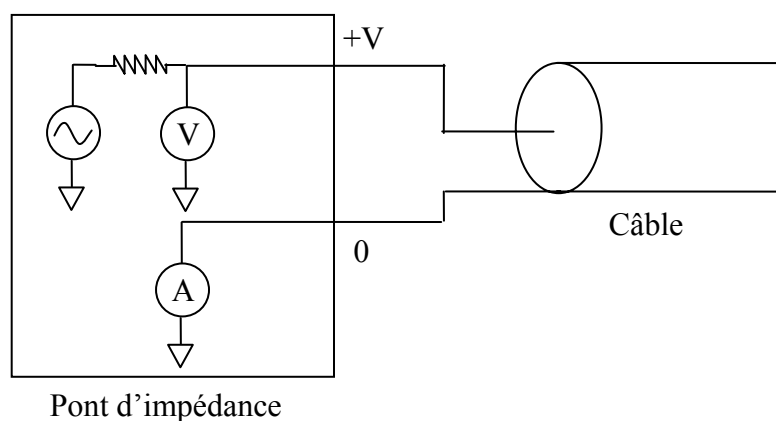


Figure I. 33 : Configurations de mesures en mode déséquilibré

- Les mesures en mode équilibré, pour lesquelles les tensions appliquées entre deux conducteurs sont égales et opposées (Figure I. 34).

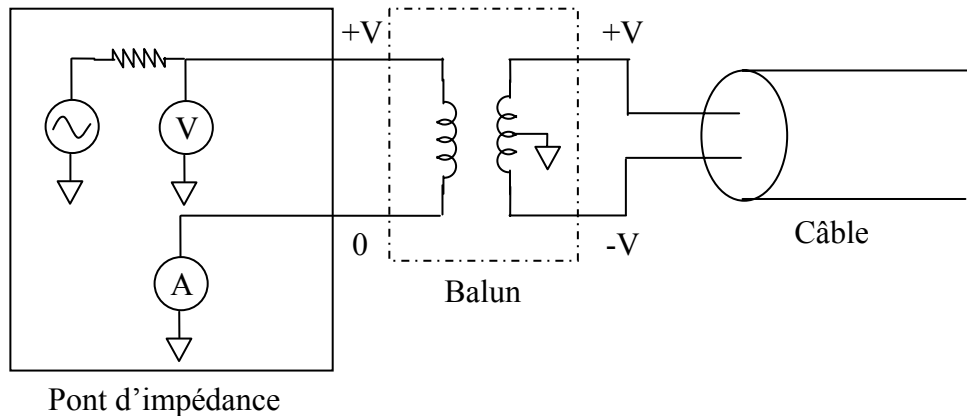


Figure I. 34 : Configuration de mesure en mode équilibré

La précision des mesures données par le pont dépend de la valeur mesurée et de la fréquence à laquelle elles sont effectuées (Annexe 1). Comme les paramètres linéiques du câble varient avec la fréquence, il est donc nécessaire de connaître la nature de l'impédance correspondant à la fréquence de mesure.

Afin d'illustrer ceci, nous utiliserons une cellule en T (Figure I. 35) ne contenant que des éléments L et C. Nous supposerons que les paramètres L et C sont constants avec la fréquence.

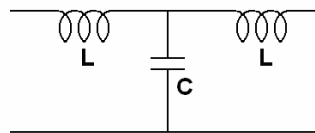


Figure I. 35: Cellule LC en T

En court-circuitant une extrémité, l'impédance de la cellule de la Figure I. 35 s'écrit :

$$Z = \omega L \left| 1 + \frac{1}{1 - LC\omega^2} \right| = \omega L \left| 1 + \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \right| \quad (\text{I. 83})$$

avec :

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (\text{I. 84})$$

L'impédance est inductive pour  $\omega < \omega_0$ , capacitive pour  $\omega > \omega_0$ .

Pour obtenir la valeur de L, il faut effectuer la mesure de l'impédance à une fréquence suffisamment faible par rapport à la fréquence de résonance sans que celle-ci ne soit trop faible [27]. Dans la suite de cette étude, nous mesurerons les paramètres linéiques du câble à la fréquence de 500kHz.

### 3.3.2 Utilisation des paramètres en S

Cette méthode est essentiellement utilisée pour les câbles coaxiaux d'électronique. Les paramètres S sont souvent utilisés dans le domaine des radio fréquences et des micro ondes. Ils permettent, par analogie avec les lignes de transmission, de définir un quadripôle en terme de transmission et de réflexion [28] [29].

Le principe de cette méthode est le suivant : soit un quadripôle parcouru par des ondes directes (entrantes) et des ondes inverses (sortantes).

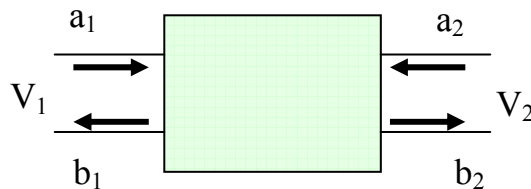


Figure I. 36 : Conventions utilisées pour le quadripôle

Le quadripôle est alors défini par la relation :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = [\mathbf{S}] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 85})$$

Les termes de cette matrice S sont :

- $S_{11}$  : coefficient de réflexion d'entrée,
- $S_{21}$  : coefficient de transmission,
- $S_{22}$  : coefficient de réflexion de sortie,
- $S_{12}$  : coefficient de transmission inverse de la ligne.

Ces paramètres sont déterminés à partir de deux essais :

- Port 2 chargé par l'impédance caractéristique

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{I. 86})$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{I. 87})$$

- Port 1 chargé par l'impédance caractéristique

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (\text{I. 88})$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (\text{I. 89})$$

Il existe alors des relations permettant de transformer ces paramètres S de manière à modéliser le câble étudié par un quadripôle défini par une matrice ABCD ou matrice de transfert. En effet, certains logiciels de type circuit proposent des modèles de lignes définis par leurs paramètres secondaires  $Z_c$  (impédance caractéristique) et  $\gamma$  (coefficient de propagation). Le logiciel peut alors « recomposer » la ligne à l'aide de la matrice ABCD. Si nous utilisons les conventions présentées dans le quadripôle suivant :

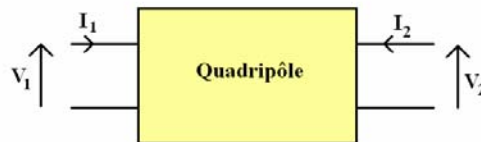


Figure I. 37 : Conventions utilisées pour le quadripôle

la matrice ABCD qui représente le quadripôle peut alors se définir par la relation :

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 90})$$

Dans cette matrice, le terme A correspond au gain de tension inverse en circuit ouvert, le terme B au rapport de transfert d'impédance inverse en court-circuit, le terme C au rapport de transfert d'admittance inverse en circuit ouvert et le terme D au gain de courant inverse en

court-circuit. Si nous exprimons les termes ABCD en fonction des paramètres secondaires et de la longueur  $\ell$ , nous obtenons la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma\ell) & jZ_c \sin(\gamma\ell) \\ jY_c \sin(\gamma\ell) & \cos(\gamma\ell) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 91})$$

Lors de l'étude du câble bifilaire non blindé qui nous a permis de mettre en place notre méthode de modélisation, nous avons essayé de déterminer les paramètres linéiques de notre câble à l'aide d'un analyseur de réseau donnant directement les paramètres S, dont les paramètres linéiques peuvent être déduits à l'aide de formules de conversion. Or ces appareils de mesure (ou du moins celui utilisé lors de nos essais) ne permettent pas de connecter aisément nos câbles d'énergie en raison de la section des conducteurs mais également de leur disposition. Il convient alors de placer à l'entrée du câble une fiche de type « N » pour le relier à l'appareil de mesure. Cette méthode n'a pas été retenue en raison de ces problèmes de connexion et du niveau du signal de sortie des générateurs (faible niveau).



Dans une première étude visant à déterminer les différents modèles de ligne proposés dans les divers logiciels, nous avons constaté que ceux-ci ne permettaient pas de tenir compte de :

- l'évolution des paramètres en fonction de la fréquence (modèle SPICE de la ligne de transmission : les paramètres RLCG sont fixes)
- ou du nombre de conducteurs (généralement 2 maximum)

Nous avons également remarqué que les modèles permettant de définir un paramètre par une fonction de la fréquence (modèle de ligne d'ICAPS) ne sont valables que dans le domaine fréquentiel. D'autres logiciels proposent des modèles tenant compte de l'évolution des paramètres mais ceux-ci sont limités en fréquence (logiciel ATP).

Dans la littérature, en fonction des objectifs visés, il existe différents modèles possibles pour représenter les câbles d'énergie [30] à [39].

Dans la suite de ce mémoire, nous proposerons de modéliser des câbles d'énergie blindés et non blindés par des modèles à constantes localisées, dont nous proposerons de faire varier les paramètres linéiques en fonction de la fréquence à l'aide de circuit passifs (réseaux R-L et R-C).

Chapitre II :  
MODELISATION DES CABLES D'ENERGIE  
NON BLINDES



Dans ce chapitre, nous proposons une méthode de modélisation des câbles d'énergie non blindés que nous avons appliquée à des câbles de 2 et 3 conducteurs. Dans un premier temps, la modélisation d'un câble non blindé de 2 conducteurs nous permettra de mettre en place une démarche, de quantifier les différents phénomènes agissant sur le câble d'énergie tels que les effets de peau et de proximité, les pertes diélectriques. Afin de caractériser le câble, de déterminer ses paramètres linéiques et de proposer un modèle, il a fallu réaliser un banc de mesure qui, à partir du pont d'impédance HP4294A, soit capable de mesurer correctement les paramètres linéiques du câble étudié. C'est pourquoi, nous présenterons dans un premier temps le banc de mesure. Puis nous comparerons les résultats obtenus par les différentes méthodes permettant de déterminer les paramètres linéiques d'un câble : formulations analytiques, code de calculs éléments finis, et méthode expérimentale utilisant le dispositif présenté préalablement. Une fois les paramètres linéiques déterminés, nous verrons qu'un modèle utilisant des paramètres fixes n'est pas suffisant et qu'il est nécessaire d'utiliser un modèle dont les paramètres évoluent avec la fréquence. Enfin, nous validerons le modèle proposé dans le domaine fréquentiel en court-circuit et en circuit ouvert pour différentes longueurs.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, cette démarche sera appliquée à un câble non blindé de 3 conducteurs. Nous déterminerons les paramètres linéiques du câble par les 3 méthodes citées précédemment, et nous proposerons directement un modèle à constantes localisées tenant compte de l'évolution des paramètres avec la fréquence. Le modèle proposé sera également validé dans le domaine fréquentiel pour différentes longueurs.

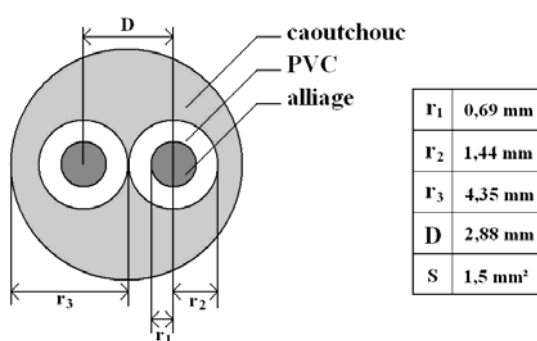
Enfin, la dernière partie sera consacrée à la validation dans le domaine temporel des modèles de câbles proposés. Les câbles seront insérés dans un ensemble dont nous proposerons un modèle HF pour chaque élément.

## 1 Câble bifilaire non blindé

A la différence des câbles de transmission HF, il y a peu de données constructeurs sur les câbles d'énergie permettant de connaître par exemple la nature des matériaux des conducteurs, des isolants ainsi que leurs caractéristiques physiques. Dans le but de modéliser le plus précisément possible le comportement d'un câble d'énergie, il nous est nécessaire de connaître l'évolution de ses différents paramètres linéiques  $R$ ,  $L$ ,  $C$  et  $G$  en fonction de la fréquence. Pour cela, nous avons réalisé un banc de mesure afin de déterminer les paramètres linéiques du câble. Nous comparerons les résultats de la mesure avec ceux obtenus par les formulations analytiques existantes et les résultats des codes de calculs par éléments finis. Puis, nous testerons un modèle circuit à constantes localisées utilisant des paramètres fixes, nous verrons ensuite un modèle à paramètres variables. Enfin, nous validerons le modèle proposé dans le domaine fréquentiel.

### 1.1 Caractérisation du câble bifilaire non blindé

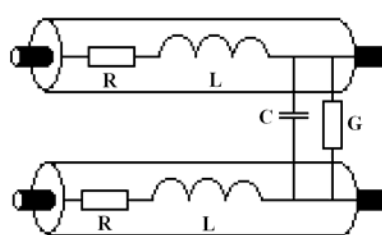
Le câble étudié est composé de deux conducteurs en alliage de section  $1,5\text{mm}^2$ . Ces deux conducteurs sont enrobés de PVC, le tout étant disposé à l'intérieur d'une gaine en caoutchouc comme le montre la Figure II. 1a. Nous avons choisi d'utiliser un modèle en L que nous avons symétrisé afin de tenir compte de la structure du câble (Figure II. 1b). Chaque conducteur sera modélisé par une résistance et une inductance linéiques. Nous disposerons une capacité et une conductance entre les deux conducteurs afin de tenir compte du couplage capacitif et des pertes diélectriques qui apparaissent entre ces deux conducteurs. Le modèle d'une cellule de notre câble sera donc de la forme du schéma de la Figure II. 1c.



(a) : Section du câble



(b) : Photo du câble



(c) : Modèle d'une cellule

Figure II. 1 : Caractéristiques géométriques et modèle du câble bifilaire non blindé

Afin de déterminer les paramètres linéiques du câble et leur évolution en fonction de la fréquence, nous avons utilisé le dispositif de mesure présenté sur la Figure II. 2. Ce dispositif est composé du pont d'impédance HP4294A (40Hz – 110MHz), d'un socket HP42942A sur lequel nous avons connecté un balun dont la bande passante est 100kHz – 125MHz [26], [40] - [42]. Ce transformateur d'isolement haute fréquence symétrise les sorties du pont d'impédance, ce qui permet de ne prendre en compte que le mode différentiel dans la mesure, et donc d'éliminer l'influence du plan de référence.



Figure II. 2 : Pont d'impédance HP 4294A muni du socket HP42942A et du balun

Préalablement aux mesures au pont d'impédance, nous avons effectué une compensation du banc dans la bande de fréquence 100kHz – 110MHz jusqu'à l'extrémité des connexions du pont au câble. La compensation est réalisée en 3 étapes : en court-circuit, en circuit ouvert et sur une charge étalonnée.

## 1.2 Détermination des paramètres linéiques en basse fréquence

### 1.2.1 Détermination des paramètres linéiques BF du câble bifilaire par des formulations analytiques

Les formulations analytiques utilisées pour la détermination des paramètres linéiques du câble bifilaire ont été présentées au chapitre I. Les valeurs des différentes caractéristiques géométriques et physiques du câble, qui seront utilisées pour les applications numériques, ont été regroupées dans le tableau suivant :

Paramètres	$r_1$	D	$\mu_r$	$\epsilon_r$	$\sigma$	$\rho$	$\ell$
Valeurs	0,69mm	2,88mm	1	2,3	45,9MS/m	$2,18.10^{-8}\Omega/m$	1m

Tableau II. 1 : Caractéristiques géométriques et physiques du câble

La valeur de la conductivité  $\sigma$  a été obtenue à partir d'une mesure effectuée par la méthode volt-ampèremétrique.

Les valeurs numériques obtenues pour  $f=500kHz$  sont présentées dans le Tableau II. 2.

Grandeurs	formulations	valeur
Résistance linéique	$R = \rho \frac{\ell}{\pi \left[ r_1^2 - \left( r_1 - \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma \cdot f}} \right)^2 \right]}$	51,8mΩ/m
Inductance linéique	$L = \frac{10^{-4}}{2 \cdot r_1 \cdot \sqrt{1 - \left( \frac{2 \cdot r_1}{D} \right)^2}} \cdot \sqrt{\frac{\mu_r}{\sigma \cdot f}} + 2 \cdot 10^{-7} \ln \left( \frac{D}{2 r_1} \left( 1 + \sqrt{1 - \left( \frac{2 \cdot r_1}{D} \right)^2} \right) \right)$	290nH/m

Capacité linéique	$C = \frac{\pi \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{\ln\left(\frac{D - r_1}{r_1}\right)}$	55,4pF/m
Conductance linéique	$G = C \omega \tan \delta$ <p>Avec <math>\tan \delta = 44 \cdot 10^{-3}</math> (valeur issue des mesures)</p>	7,65μS/m

Tableau II. 2: Formulations utilisées pour déterminer les paramètres linéiques du câble bifilaire et valeurs obtenues

### 1.2.2 Détermination des paramètres linéiques BF du câble par la méthode des éléments finis

Pour déterminer les paramètres linéiques du câble nous avons utilisé le logiciel FEMM (Finite Element Method Magnetics) [23] qui permet de déterminer directement la résistance et l'inductance linéiques du câble.

Pour obtenir la valeur de la capacité, il est nécessaire de disposer de données constructeurs précises sur les diélectriques utilisés. Dans notre cas, nous avons pris une perméabilité relative du PVC égale à celle de l'air, c'est-à-dire 1, et une permittivité relative de 2,3 à la fréquence de 500kHz (valeur moyenne proposée dans les tables de caractéristiques des différents types de PVC). Nous obtenons alors les résultats présentés dans le Tableau II. 3.

Eléments	R (mΩ/m)	L (nH/m)	C (pF/m)
Logiciel FEMM	58,1	277	42,6

Tableau II. 3 : Valeurs calculées avec le logiciel FEMM

La version de FEMM utilisée (version 4.0) ne permet pas d'obtenir la conductance G correspondant aux pertes diélectriques dans l'isolant.

Le Tableau II. 5 permet de comparer ces résultats avec ceux obtenus avec les autres méthodes.



### 1.2.3 Détermination expérimentale des paramètres linéiques BF du câble

La mesure des paramètres linéiques du câble est réalisée à l'aide du pont d'impédance, présenté précédemment, en effectuant 2 essais :

- Un premier avec le câble en court-circuit afin d'obtenir la résistance et l'inductance linéiques du câble.
- Un second avec le câble en circuit ouvert pour obtenir la capacité et la conductance linéiques entre ces deux conducteurs.

Les paramètres linéiques sont mesurés à la fréquence de 500kHz pour les essais en court-circuit et en circuit ouvert. Les résultats de mesures sont reportés dans le tableau suivant :

Essai en CC	R = 64mΩ/m	L = 278nH/m
Essai en CO	G = 8,35μS/m	C = 60,5pF/m

Tableau II. 4 : Résultats de mesure des paramètres linéiques

L'ensemble des résultats des paramètres linéiques déterminés en utilisant les 3 méthodes est regroupé dans le Tableau II. 5.

Eléments	Formulations analytiques	Logiciel FEMM	Mesure	Ecart entre Mesure et Formulations analytiques (%)	Ecart entre Mesure et FEMM (%)
R (mΩ/m)	51,8	58,1	64	19,1	9,2
L (nH/m)	290	277	278	4,4	0,4
C (pF/m)	55,4	42,6	60,5	8,4	29,6
G (μS/m)	7,65	-	8,35	8,4	-

Tableau II. 5 : Comparaison des valeurs mesurées et obtenues avec les formulations analytiques et le logiciel FEMM

Ces résultats montrent que des valeurs voisines de celles mesurées peuvent être obtenues à partir des formulations analytiques ou du code éléments finis (sauf pour G). Cela permet d'attribuer des valeurs numériques aux paramètres du modèle même lorsqu'on ne dispose pas d'un banc de mesure approprié.

### 1.3 Nombre de cellules

Comme nous l'avons indiqué précédemment, l'objectif de ce travail est de proposer un modèle de type circuit pour le câble d'énergie, ceci afin de réaliser des simulations dans les domaines temporel et fréquentiel.

La solution qui sera adoptée dans ce mémoire est un modèle à constantes localisées qui utilise plusieurs cellules élémentaires cascadiées. Chaque tronçon de 1 mètre de câble est décomposé en un nombre entier de cellules élémentaires. Plus le nombre de cellules est important, plus la modélisation peut être fine. Toutefois, afin de réduire le temps de simulation tout en gardant un nombre de cellules suffisant, nous avons cherché un compromis entre le nombre de cellules élémentaires à utiliser et la précision souhaitée [43].

Pour choisir le nombre de cellules à utiliser, nous avons comparé les résultats obtenus d'une part avec le modèle de ligne proposé par le logiciel SPICE (LTline) [44], d'autre part avec un nombre  $N$  de cellules RLC en cascade (Figure II. 3). Le modèle SPICE permet de définir une ligne de transmission par sa résistance, son inductance et sa capacité inter conducteurs linéiques. Nous avons choisi des nombres  $N$  de cellules en puissance de 2 ; les valeurs numériques ont été choisies en conséquence : une résistance de  $102,4\text{m}\Omega/\text{m}$ , une inductance de  $256\text{nH}/\text{m}$  et une capacité de  $102,4\text{pF}/\text{m}$  (ces valeurs sont de l'ordre de celles d'un câble de transmission HF de type RG58).

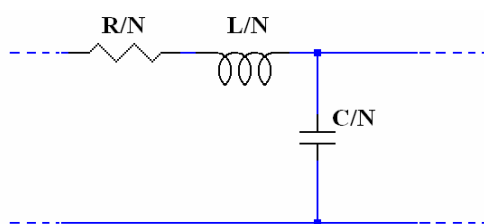


Figure II. 3 : Cellule élémentaire du modèle à constantes réparties

Les évolutions des impédances en fonction de la fréquence pour des essais en court-circuit et en circuit ouvert, pour des modèles de lignes utilisant respectivement 8 et 32 cellules élémentaires sont indiquées sur la Figure II. 4.

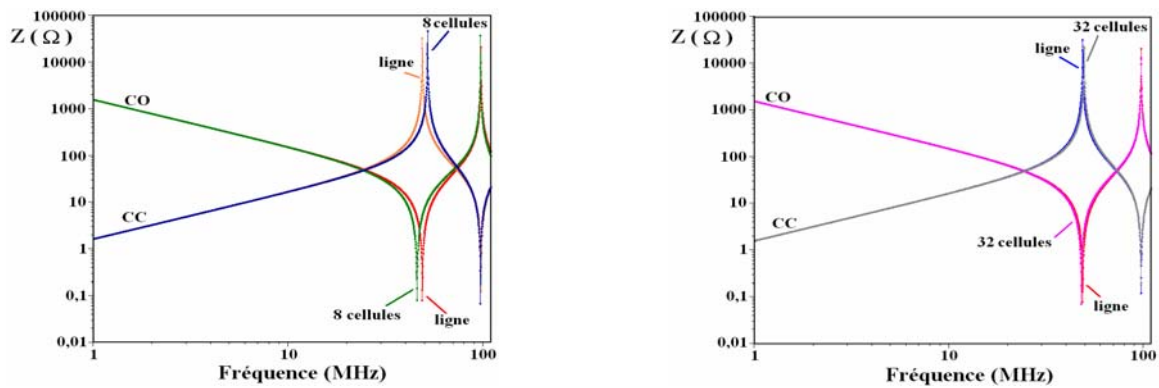


Figure II. 4 : Evolutions des impédances du modèle de ligne SPICE et du modèle à constantes réparties pour 8 et 32 cellules

La Figure II. 5 représente l'évolution des écarts sur les fréquences de résonance en fonction du nombre de cellules lors des essais en court-circuit et en circuit ouvert pour N successivement égal à 2, 4, 8, 16, 32, 64 et 128. Ces écarts sont calculés à l'aide de la relation :

$$\text{écart (\%)} = \left| \frac{f_{0 \text{ ligne SPICE}} - f_{0 \text{ modèle N cellules}}}{f_{0 \text{ ligne SPICE}}} \right| \cdot 100 \quad (\text{II. 1})$$

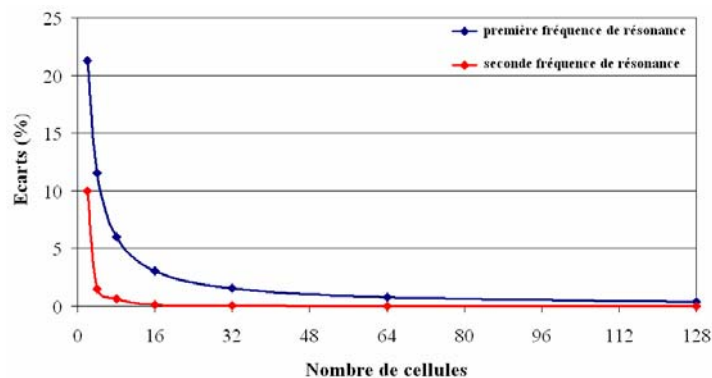


Figure II. 5 : Evolutions des écarts en fréquence sur la première et la seconde fréquence de résonance du câble en court-circuit et en circuit ouvert en fonction du nombre de cellules

Sur ces courbes, on constate que pour un nombre de cellules égal à 32, l'écart en fréquences est de 1,6% pour la première résonance et de 0,05% pour la seconde. Dans la suite de ce mémoire, un mètre de câble sera modélisé par 32 cellules élémentaires.

## 1.4 Modèle à paramètres fixes

Dans le paragraphe précédent, nous avons choisi un modèle comportant 32 cellules élémentaires en cascade par mètre de câble. Les valeurs utilisées dans ce modèle sont celles mesurées à la fréquence de 500kHz. Les valeurs des éléments de chaque cellule sont indiquées dans le Tableau II. 6.

Eléments	Mesure (f=500kHz)	Valeur de l'élément dans chaque cellule (1/32 <sup>ième</sup> )
R (mΩ/m)	64	2
L (nH/m)	278	8,68
C (pF/m)	60,5	1,89
G (μS/m)	8,35	0,26

Tableau II. 6 : Paramètres R, L, C et G

La cellule élémentaire est alors représentée sur la Figure II. 6. Dans ce modèle, la conductance est représentée par une résistance (1/G) de 3,83MΩ.

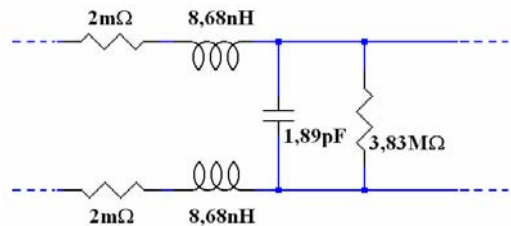


Figure II. 6 : Schéma d'une cellule élémentaire pour le câble bifilaire

Nous supposons ces paramètres invariants avec la fréquence.

Les évolutions du module et de la phase de l'impédance du câble ont été relevées au pont d'impédance, en court-circuit et en circuit ouvert ; elles sont comparées aux résultats de simulation obtenus dans les mêmes configurations (Figure II. 7).

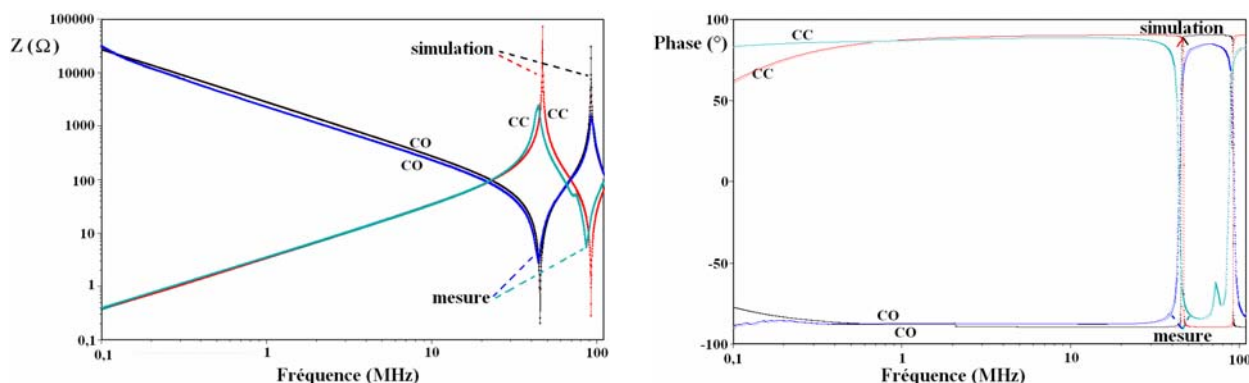


Figure II. 7 : Evolutions du module et de la phase de l'impédance du câble de 1 mètre en court-circuit et en circuit ouvert

	Court-Circuit				Circuit Ouvert			
	$f_a$ (MHz)	$ Z _{f_a}$ (Ω)	$f_{02}$ (MHz)	$ Z _{f_{02}}$ (Ω)	$f_0$ (MHz)	$ Z _{f_0}$ (Ω)	$f_{a2}$ (MHz)	$ Z _{f_{a2}}$ (Ω)
Mesure	44,3	2446	86,1	5,33	44,3	2,78	92,3	1530
Simulation	46,8	73055	92	0,28	45,3	0,2	92	33093
<i>Ecart (%)</i>	<i>5,68</i>	<i>2886</i>	<i>6,91</i>	<i>94,8</i>	<i>2,33</i>	<i>93,1</i>	<i>0,23</i>	<i>2063</i>

Tableau II. 7 : Comparaison des valeurs mesurées et simulées

Dans ce tableau, les termes  $f_{ai}$  et  $f_{0i}$  correspondent respectivement aux  $i$ -èmes fréquences d'anti-résonance et de résonance.

Ces résultats montrent de faibles écarts sur les fréquences de résonance, mais d'importants écarts en amplitude de l'impédance à ces fréquences. Cela est principalement dû au fait que les effets de peau, de proximité, et les pertes diélectriques n'ont pas été pris en compte. Puisque les fréquences de résonance dépendent directement des valeurs de  $L$  et  $C$ , nous garderons ces paramètres constants. C'est par l'intermédiaire de  $R$  et  $G$  que nous tiendrons compte de la variation des paramètres avec la fréquence.

## 1.5 Modèle à paramètres variables

Différentes méthodes permettant de modéliser l'évolution des paramètres avec la fréquence peuvent être utilisées (réseaux en échelle [45] - [48], lecture des valeurs dans une table [44]...). Nous avons choisi des réseaux en échelle pour tenir compte des effets de peau, de proximité et des pertes diélectriques.

### 1.5.1 Modélisation des effets de peau et de proximité

Deux types de réseaux en échelle peuvent être utilisés pour modéliser l'évolution d'une résistance avec la fréquence : réseau R-L en échelle (Figure II. 8a) ou R-L parallèle (Figure II. 8b).

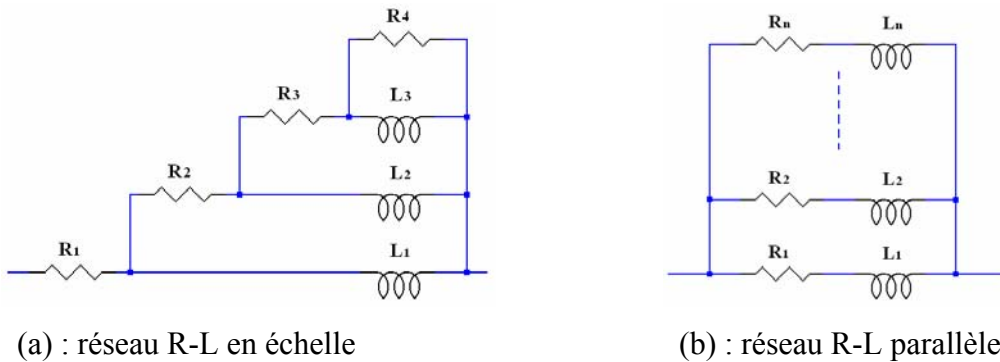


Figure II. 8 : Réseaux R-L modélisant l'évolution de la résistance avec la fréquence

Dans ce mémoire, c'est le réseau R-L en échelle qui sera utilisé pour modéliser la variation de la résistance d'un conducteur en fonction de la fréquence. Les différentes méthodes permettant de déterminer les valeurs des éléments du réseau ne prennent généralement en compte que l'effet de peau [47].

Les différents R et L seront déterminés à partir d'un solveur qui permet de calculer les valeurs des éléments pour ajuster les variations de l'impédance du réseau à partir d'une courbe de référence.

Le logiciel APLAC [49] permet à partir d'une configuration de circuit électrique définie par l'utilisateur, et d'un tableau de valeurs donnant l'évolution d'une impédance ou d'une admittance sous forme complexe (partie réelle et partie imaginaire) de calculer les valeurs de chaque élément du circuit électrique (quand l'algorithme converge).

Dans un premier temps, l'évolution de la résistance d'un conducteur du câble en fonction de la fréquence, entre 100kHz et 100MHz, a été déterminée à l'aide du logiciel de calcul éléments finis FEMM ; en effet, comme nous l'avons vu au chapitre précédent, le banc de mesure ne permet pas d'obtenir des résultats exploitables au-delà du dixième de la première fréquence de résonance d'environ 50MHz. Les valeurs relevées ont ensuite été insérées dans

le logiciel APLAC pour calculer les différentes valeurs des éléments du réseau R-L en échelle (Figure II. 9). Le nombre de niveaux de cette échelle a été limité à 5 pour ne pas alourdir le modèle. La Figure II. 9 représente les variations de la résistance linéique d'un conducteur en fonction de la fréquence, obtenues respectivement avec le réseau en échelle et le logiciel FEMM.

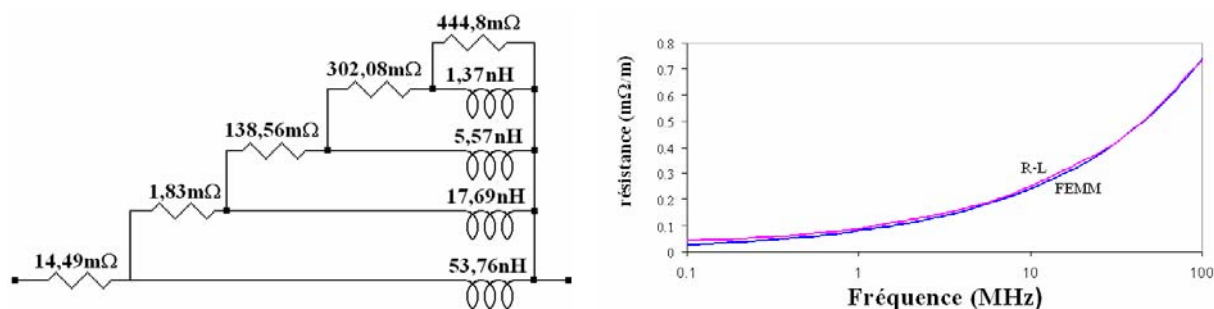


Figure II. 9 : Réseau R-L en échelle et évolution de la résistance d'un conducteur en fonction de la fréquence

Les valeurs obtenues devront être divisées par le nombre de cellules ( $N=32$ ) dans le modèle complet.

Le circuit utilisé introduit une inductance supplémentaire (40nH à 500kHz) qui reste néanmoins négligeable vis-à-vis de l'inductance linéique d'un conducteur qui a été déterminée précédemment (290nH à 500kHz) comme le montre la Figure II. 10.

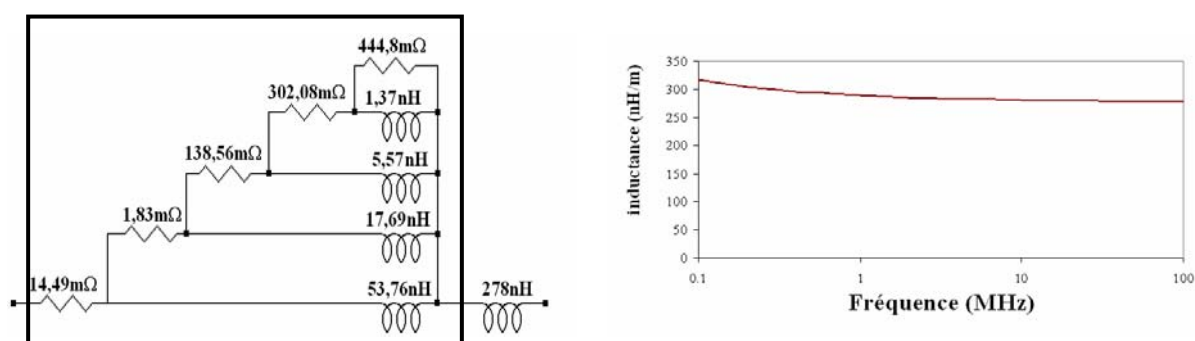
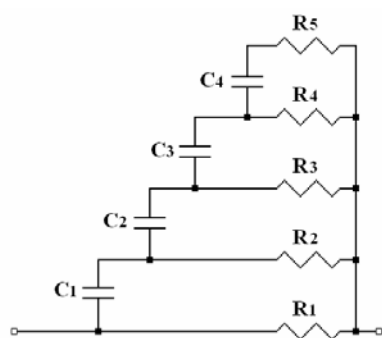


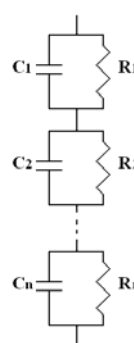
Figure II. 10 : Réseau R-L en échelle et évolution de l'inductance d'un conducteur en fonction de la fréquence

### 1.5.2 Modélisation des pertes diélectriques

Les pertes diélectriques dans le câble sont dues à la conductivité du matériau isolant. Comme pour la modélisation des variations de la résistance en fonction de la fréquence, il est possible d'utiliser un réseau R-C en échelle (Figure II. 11a) ou en parallèle (Figure II. 11b).



(a) : réseau R-C en échelle



(b) : réseau R-C parallèle

Figure II. 11 : Réseaux R-C utilisables pour modéliser l'évolution de la conductance en fonction de la fréquence

Le logiciel FEMM ne permet pas d'obtenir les variations de la conductance avec la fréquence. Celles-ci sont donc relevées au pont d'impédance jusqu'au dixième de la première fréquence de résonance soit environ 5MHz ; les variations comprises entre 5 et 100MHz sont obtenues en utilisant les courbes de tendance d'un tableur Excel. Les valeurs des éléments du réseau R-C en échelle sont ensuite déterminées avec le logiciel APLAC. Les résultats obtenus sont indiqués sur la Figure II. 12, ainsi que l'évolution de la conductance en fonction de la fréquence (comparaison entre résultats expérimentaux et de simulation du réseau R-C).

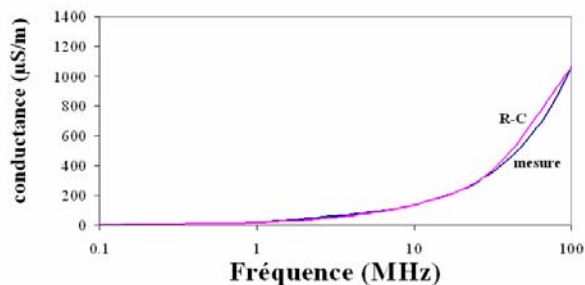
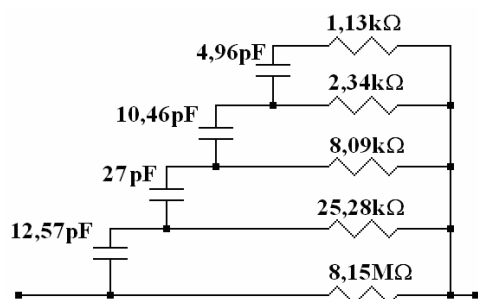


Figure II. 12 : Réseau R-C en échelle et évolution de la conductance en fonction de la fréquence



Pour chaque cellule élémentaire, les valeurs numériques des résistances doivent être multipliées par 32, et celles des capacités divisées par 32.

Ce réseau R-C en échelle introduit une capacité supplémentaire dans le circuit, mais celle-ci reste faible (10pF à 500kHz) vis-à-vis de la capacité linéique inter conducteurs (60pF à 500kHz).

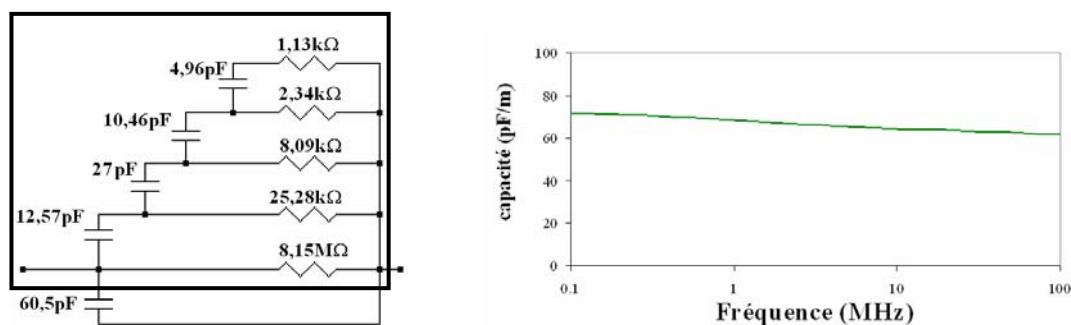


Figure II. 13 : Réseau R-C en échelle et évolution de la capacité en fonction de la fréquence

### 1.5.3 Modèle du câble bifilaire non blindé

La cellule élémentaire utilisée pour modéliser le câble bifilaire non blindé est représentée sur la Figure II. 14. Chaque mètre de câble sera représenté par 32 cellules de ce type.

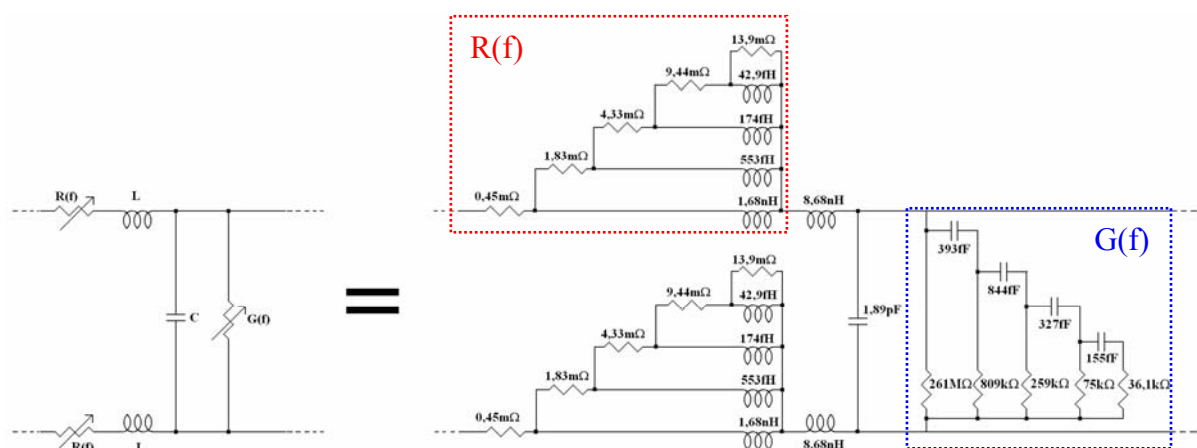


Figure II. 14 : Cellule élémentaire du modèle de câble bifilaire ( $1/32^{\text{ième}}$ )

Maintenant que nous disposons d'un modèle qui tient compte des différents phénomènes apparaissant lorsque la fréquence varie, nous allons valider celui-ci dans le domaine fréquentiel.

## 1.6 Validation du modèle du câble bifilaire non blindé dans le domaine fréquentiel

Nous allons valider le modèle de câble bifilaire non blindé dont la cellule élémentaire est représentée sur la Figure II. 14 pour deux longueurs de câble : 1 et 10 mètres. Dans chaque cas, nous comparerons l'évolution de l'impédance du câble en fonction de la fréquence pour un essai en court-circuit et un essai en circuit ouvert.

### 1.6.1.1 Application du modèle à 1 mètre de câble

Le modèle du câble est utilisé pour simuler l'évolution du module et de l'argument de son impédance dans le domaine fréquentiel. La Figure II. 15 représente les évolutions de l'impédance de 1 mètre de câble en court-circuit et en circuit ouvert obtenues par mesure au pont d'impédance et par simulation.

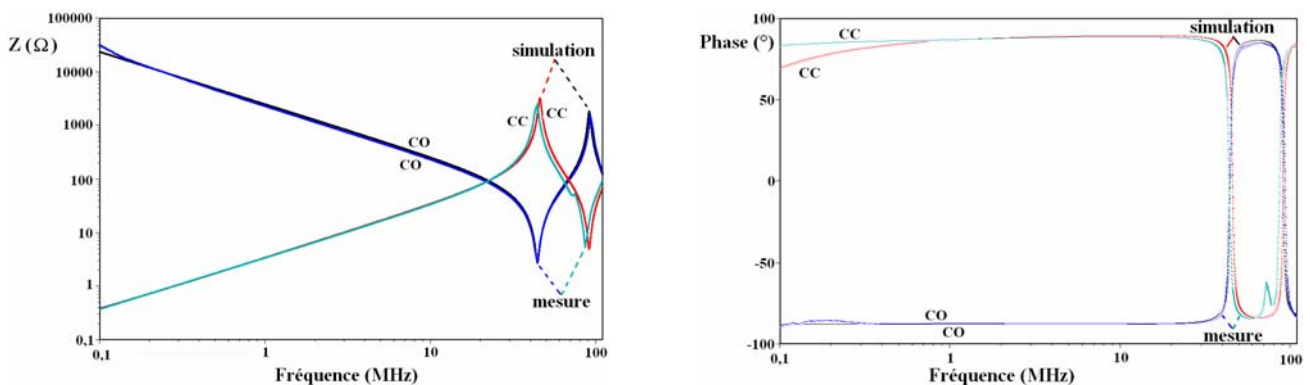


Figure II. 15 : Evolution du module et de l'argument de l'impédance pour 1 mètre de câble en court-circuit et en circuit ouvert

Les résultats pour les deux premières fréquences de résonance et d'anti-résonance sont regroupés dans le tableau suivant :

	Court-Circuit				Circuit Ouvert			
	$f_a$ (MHz)	$ Z _{f_a}$ ( $\Omega$ )	$f_{02}$ (MHz)	$ Z _{f_{02}}$ ( $\Omega$ )	$f_0$ (MHz)	$ Z _{f_0}$ ( $\Omega$ )	$f_{a2}$ (MHz)	$ Z _{f_{a2}}$ ( $\Omega$ )
Mesure	44,2	2447	86,1	5,33	44,3	2,78	92,3	1530
Simulation	45,8	3199	91	4,94	44,4	2,79	91	1830
<i>Ecart (%)</i>	<i>3,51</i>	<i>30,7</i>	<i>5,68</i>	<i>7,47</i>	<i>0,23</i>	<i>0,06</i>	<i>1,37</i>	<i>19,6</i>

Tableau II. 8 : Comparaison des valeurs mesurées et simulées

Les écarts les plus importants correspondent aux modules des impédances pour les deux fréquences d'anti-résonance  $f_a$  (CC) et  $f_{a2}$  (CO). Vu le faible nombre de points d'acquisition (200), les mesures au pont ne correspondent pas obligatoirement aux valeurs exactes de ces fréquences.

### 1.6.1.2 Application du modèle à 10 mètres de câble

Ayant défini un mètre de câble par 32 cellules, le modèle de 10 mètres de câble sera donc composé de 320 cellules. La Figure II. 16 représente l'évolution de l'impédance du câble de 10 mètres, en fonction de la fréquence, en court-circuit et en circuit ouvert (mesure et simulation).

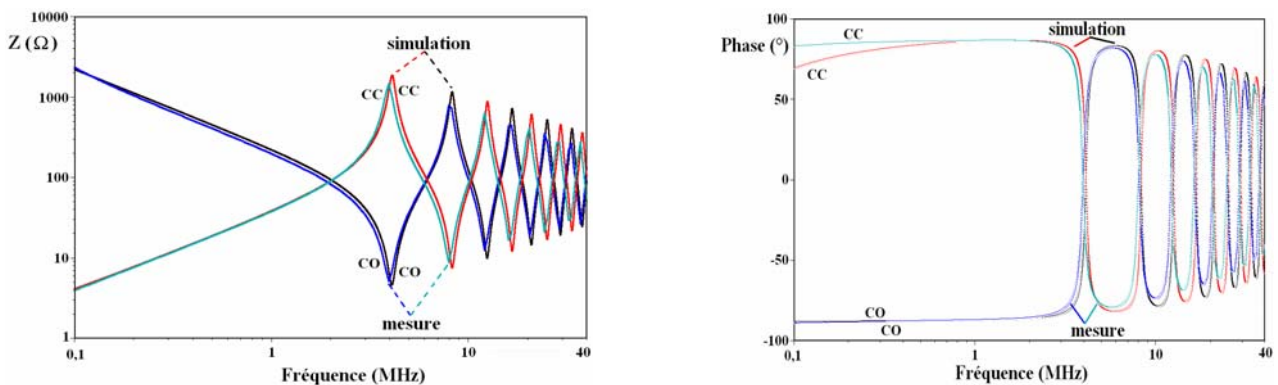


Figure II. 16 : Evolution du module et de la phase de l'impédance pour 10 mètres de câble en court-circuit et en circuit ouvert

Les résultats pour les deux premières fréquences de résonance et d'anti-résonance sont regroupés dans le tableau suivant :

	Court-Circuit				Circuit Ouvert			
	$f_a$ (MHz)	$ Z _{fa}$ ( $\Omega$ )	$f_{02}$ (MHz)	$ Z _{f02}$ ( $\Omega$ )	$f_0$ (MHz)	$ Z _{f0}$ ( $\Omega$ )	$f_{a2}$ (MHz)	$ Z _{fa2}$ ( $\Omega$ )
Mesure	3,95	1460	7,96	8,83	3,95	5,14	7,96	785
Simulation	4,10	1863	8,29	7,54	4,09	4,62	8,29	1154
<i>Ecart (%)</i>	<i>3,87</i>	<i>27,7</i>	<i>4,11</i>	<i>14,6</i>	<i>3,63</i>	<i>10,1</i>	<i>4,11</i>	<i>47</i>

Tableau II. 9 : Comparaison des valeurs mesurées et simulées

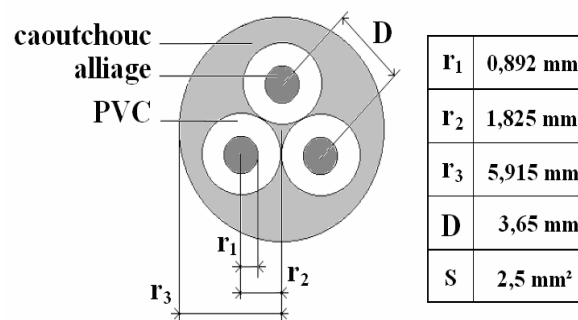
Ceci nous permet donc de valider notre modèle de câble bifilaire non blindé pour des longueurs allant jusqu'à 10 mètres dans le domaine fréquentiel. Nous validerons, dans le paragraphe II.3.3, le modèle de câble bifilaire non blindé dans le domaine temporel.

## 2 Câble non blindé de 3 conducteurs

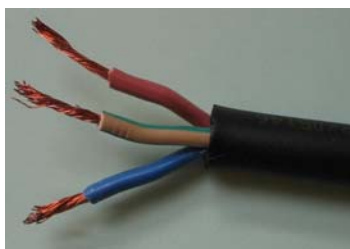
La méthode de modélisation des câbles d'énergie non blindés étant validée pour un câble de deux conducteurs, nous appliquerons dans ce paragraphe cette même méthode à un câble de 3 conducteurs.

### 2.1 Caractérisation du câble trifilaire non blindé

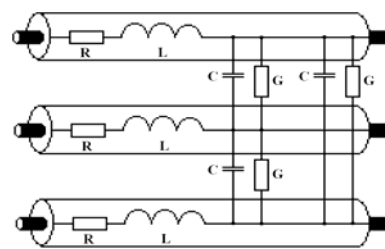
Le câble étudié est composé de trois conducteurs enrobés de PVC et placés dans une gaine en caoutchouc comme le montre la Figure II. 17a. Le modèle équivalent en L du câble est représenté sur la Figure II. 17c.



(a) : Section du câble



(b) : Photo du câble



(c) : Modèle d'une cellule

Figure II. 17 : Caractéristiques géométriques et modèle du câble non blindé de 3 conducteurs

## 2.2 Détermination des paramètres linéiques en basse fréquence

Pour déterminer les paramètres linéiques du câble nous avons comparé les résultats obtenus par les 3 méthodes décrites précédemment.

### 2.2.1 Détermination des paramètres linéiques du câble par les formulations analytiques

La détermination des paramètres linéiques du câble a été réalisée à l'aide de formulations analytiques présentées au chapitre I. Les valeurs des caractéristiques géométriques et physiques du câble, qui seront utilisées pour les applications numériques, ont été regroupées dans le tableau suivant :

Paramètres	$r_1$	D	$\mu_r$	$\epsilon_r$	$\sigma$	$\rho$	$\ell$
Valeurs	0,892mm	3,65mm	1	2,3	45,94MS/m	$2,17 \cdot 10^{-8} \Omega/m$	1m

Tableau II. 10 : Caractéristiques géométriques et physiques du câble

Les applications numériques des différentes formulations analytiques présentées dans le Tableau I. 1, pour une fréquence de 500kHz, ont été regroupées dans le Tableau II. 11.

Grandeurs	formulations	valeur
Résistance linéique	$R = \rho \frac{\ell}{\pi \left[ r_1^2 - \left( r_1 - \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma \cdot f}} \right)^2 \right]}$	39,3mΩ/m
Inductance linéique	$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left( \frac{D^2}{r_1^2} \right)$	286nH/m
Capacité linéique	$C = \frac{\frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left( \frac{D^2}{r_1^2} \right)}{\left( \frac{1}{\mu \epsilon} \right) \left( \left( \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left( \frac{D^2}{r_1^2} \right) \right)^2 - \left( \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left( \frac{D}{r_1} \right) \right)^2 \right)}$	51,7pF/m

Conductance linéique	$G = C \omega \tan \delta$ Avec $\tan \delta = 46.10^{-3}$ (valeur issue des mesures)	7,5 $\mu$ S/m
----------------------	--	---------------

Tableau II. 11: Formulations utilisées pour déterminer les paramètres linéiques du câble non blindé de 3 conducteurs et valeurs obtenues

### 2.2.2 Détermination des paramètres linéiques du câble par la méthode des éléments finis

Nous avons également utilisé le code de calculs éléments finis (logiciel FEMM) pour déterminer les paramètres linéiques du câble. La procédure adoptée pour modéliser le câble est la même que celle utilisée pour le câble bifilaire (II.1.2.2). Les hypothèses adoptées dans la modélisation de ce câble sont les mêmes, à savoir : la perméabilité relative du PVC est supposée égale à celle de l'air, c'est-à-dire 1 ; la permittivité du PVC est d'environ 2,3 à la fréquence de 500kHz. Nous obtenons alors les résultats présentés dans le Tableau II. 12.

Eléments	R (m $\Omega$ /m)	L (nH/m)	C (pF/m)
Logiciel FEMM	51,9	268,1	69,8

Tableau II. 12 : Valeurs calculées avec le logiciel FEMM

### 2.2.3 Détermination expérimentale des paramètres linéiques du câble

Pour déterminer les paramètres linéiques du câble à l'aide du pont d'impédance, nous avons relié deux conducteurs entre eux afin de nous adapter à la connectique du banc de mesure (2 points de mesure). Pour mesurer les paramètres linéiques du câble, il faut effectuer deux essais : un essai en court-circuit et un autre en circuit ouvert. Le dispositif expérimental est représenté sur la Figure II. 18.

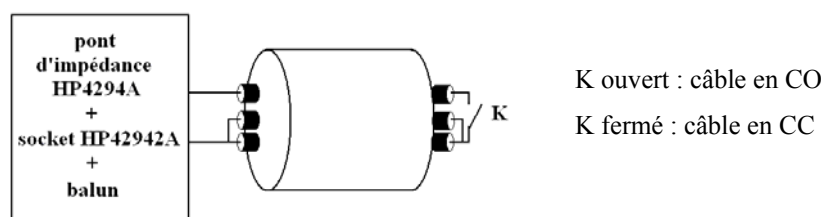


Figure II. 18 : Dispositif de mesure des paramètres linéiques du câble non blindé de trois conducteurs

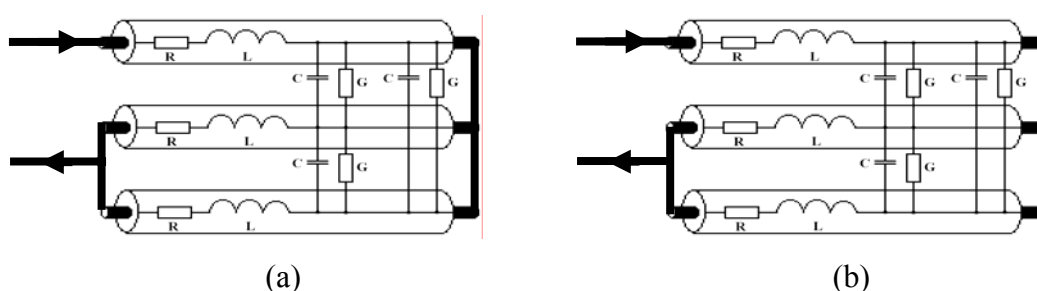


Figure II. 19 : Connexions du câble de 3 conducteurs pour les mesures en court-circuit (a) et circuit ouvert (b)

A partir des résultats de mesures à la fréquence de 500kHz, nous déduisons les valeurs des paramètres linéiques du câble présentées dans le tableau suivant :

Essai en CC	$R = (2/3)R_{\text{mesuré}} = 50,4\text{m}\Omega/\text{m}$	$L = (2/3)L_{\text{mesuré}} = 288,7\text{nH}/\text{m}$
Essai en CO	$G = (1/2)G_{\text{mesuré}} = 7,6\mu\text{S}/\text{m}$	$C = (1/2)C_{\text{mesuré}} = 52,5\text{pF}/\text{m}$

Tableau II. 13 : Résultats de mesure des paramètres linéiques

L'ensemble des résultats de ces 3 méthodes a été regroupé dans le Tableau II. 14 :

Eléments	Formulations analytiques	Logiciel FEMM	Mesure	Ecart entre Mesure et Formulations analytiques (%)	Ecart entre Mesure et FEMM (%)
R (mΩ/m)	39,3	51,9	50,4	22	3
L (nH/m)	286	268	289	0.8	7.2
C (pF/m)	51,7	69,8	52,5	1.5	33
G (μS/m)	7,5	-	7,6	1.3	-

Tableau II. 14 : Comparaison des valeurs mesurées et obtenues avec les formulations analytiques et le logiciel FEMM



Comme pour le câble de 2 conducteurs non blindé, l'écart le plus important entre la mesure et les formulations analytiques est celui concernant la valeur de la résistance, malgré la prise en compte de l'effet de peau. L'écart entre les valeurs de capacités obtenues par la mesure et le logiciel FEMM peut être imputé à la valeur estimée qui a été choisie pour la permittivité du PVC ; cependant cette même valeur donne un résultat satisfaisant en utilisant les formulations analytiques. Dans la suite de ce mémoire, nous utiliserons les valeurs mesurées.

## 2.3 Modèle à paramètres variables

Nous avons relevé expérimentalement les variations de l'inductance et de la capacité linéiques avec la fréquence. Si la capacité linéique varie peu avec la fréquence, il n'en est plus de même de l'inductance linéique contrairement au câble bifilaire. Dans la suite de ce travail nous proposerons donc un modèle du câble trifilaire non blindé qui tient compte de l'évolution de l'inductance, de la résistance, de la conductance en fonction de la fréquence.

### 2.3.1 Modélisation de la variation de l'inductance en fonction de la fréquence

Ne pouvant mesurer l'évolution de l'inductance du câble en fonction de la fréquence que jusqu'au dixième de la fréquence de résonance (c'est-à-dire environ 4MHz), nous avons utilisé le code éléments finis FEMM afin de déterminer cette évolution dans la bande de fréquence : 100kHz - 100MHz.

Pour modéliser l'évolution de l'inductance en fonction de la fréquence, plusieurs configurations de circuits ont été testées : c'est le circuit R-L représenté sur la Figure II. 20a qui a été choisi. La Figure II. 20b permet de comparer l'évolution de l'inductance linéique d'un conducteur en fonction de la fréquence obtenue avec le logiciel FEMM et par la simulation du circuit R-L.

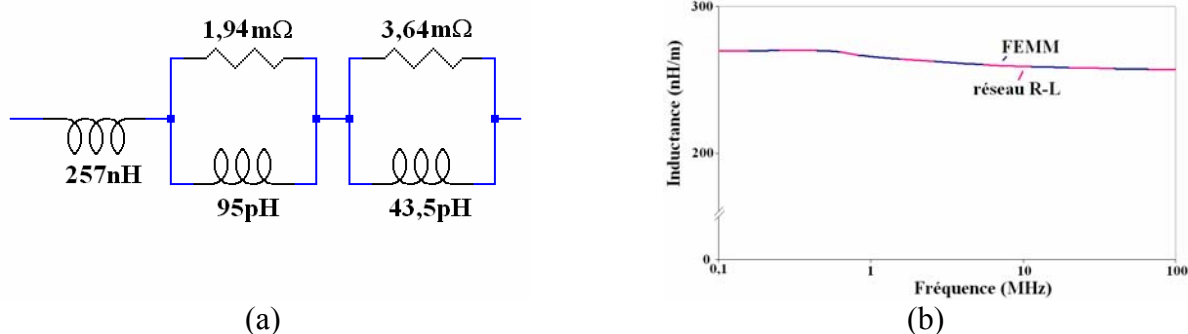


Figure II. 20 : Réseau R-L équivalent et évolution de l'inductance linéique d'un conducteur en fonction de la fréquence

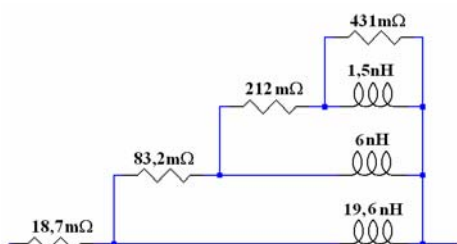
Nous constatons sur cette figure que le résultat de simulation du réseau R-L que nous avons choisi pour modéliser l'évolution de l'inductance donne un résultat identique à celui obtenu avec le logiciel FEMM.

### 2.3.2 Modélisation de la variation de la résistance en fonction de la fréquence

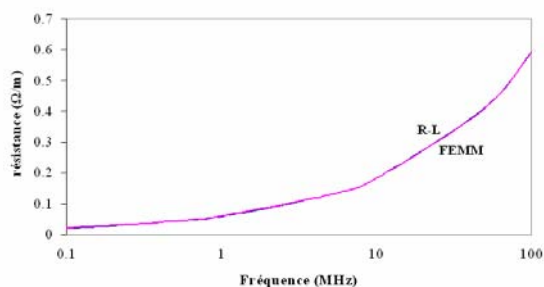
Dans l'étude du câble bifilaire (II.1.5), nous avons présenté différentes méthodes pour modéliser les variations de la résistance et de la conductance en fonction de la fréquence. Dans la suite de notre étude, nous appliquerons directement ces méthodes.

Initialement, nous avons déterminé l'évolution de la résistance d'un conducteur en fonction de la fréquence avec le logiciel FEMM, puis à l'aide du solveur d'APLAC, nous avons obtenu les différents paramètres du réseau en échelle R-L (Figure II. 21a).

La Figure II. 21b représente les variations de la résistance linéique d'un conducteur en fonction de la fréquence, obtenues respectivement avec le réseau en échelle et le logiciel FEMM.



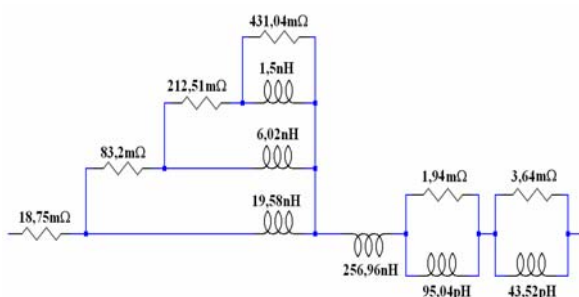
(a)



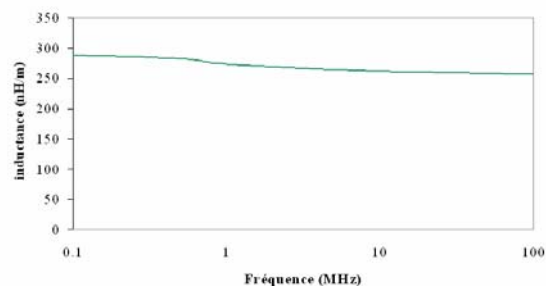
(b)

Figure II. 21 : Réseau R-L en échelle et évolution de la résistance d'un conducteur en fonction de la fréquence

Nous noterons, là encore, que ce circuit R-L en échelle introduit une inductance supplémentaire dans le circuit qui ne modifie pas l'évolution de l'inductance totale comme le montre la comparaison de la Figure II. 20 avec la Figure II. 22.



(a)



(b)

Figure II. 22 : Schéma équivalent à l'impédance longitudinale et évolution de l'inductance d'un conducteur en fonction de la fréquence

### 2.3.3 Modélisation des pertes diélectriques

Pour modéliser les pertes diélectriques dans le câble de 3 conducteurs, nous allons utiliser le circuit R-C en échelle présenté au paragraphe II.1.5.2. N'ayant pas la possibilité d'obtenir l'évolution de la conductance en fonction de la fréquence à l'aide du code de calculs éléments finis FEMM, nous avons procédé à un relevé expérimental jusqu'au dixième de la première fréquence de résonance (40MHz mesurée), soit 4MHz. Puis nous avons utilisé une courbe de tendance afin d'approximer l'évolution de la conductance en fonction de la fréquence dans la bande étudiée (100kHz – 100MHz). Cette courbe a été insérée dans le logiciel APLAC afin de déterminer les valeurs des éléments R et C du réseau en échelle (Figure II. 23a). L'évolution

de la conductance mesurée comparée au résultat de simulation du réseau R-C en échelle est représentée sur la Figure II. 23b.

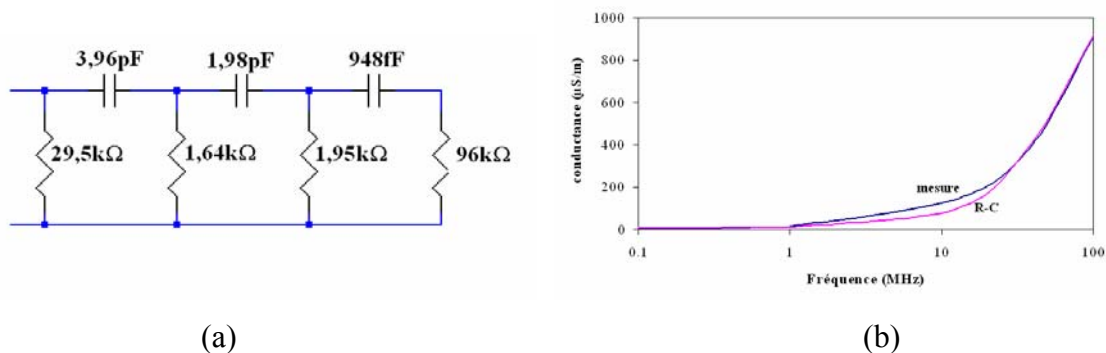


Figure II. 23 : Réseau R-C en échelle et évolution de la conductance en fonction de la fréquence

Nous constatons également que le circuit en échelle introduit une capacité supplémentaire qui ne dépasse pas 10% de la capacité linéique inter conducteurs (52,5pF).

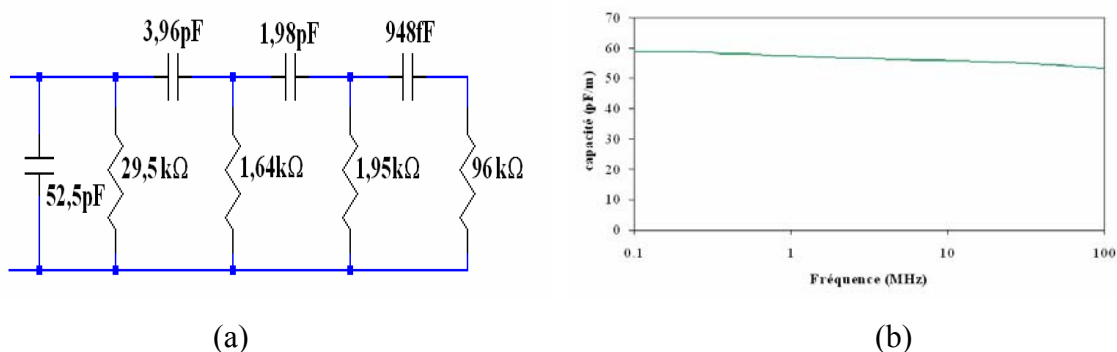


Figure II. 24 : Réseau R-C en échelle et évolution de la capacité en fonction de la fréquence

### 2.3.4 Modèle du câble non blindé de 3 conducteurs

La cellule élémentaire du modèle du câble est représentée sur la Figure II. 25. Nous continuerons de représenter chaque mètre de câble par 32 cellules élémentaires.

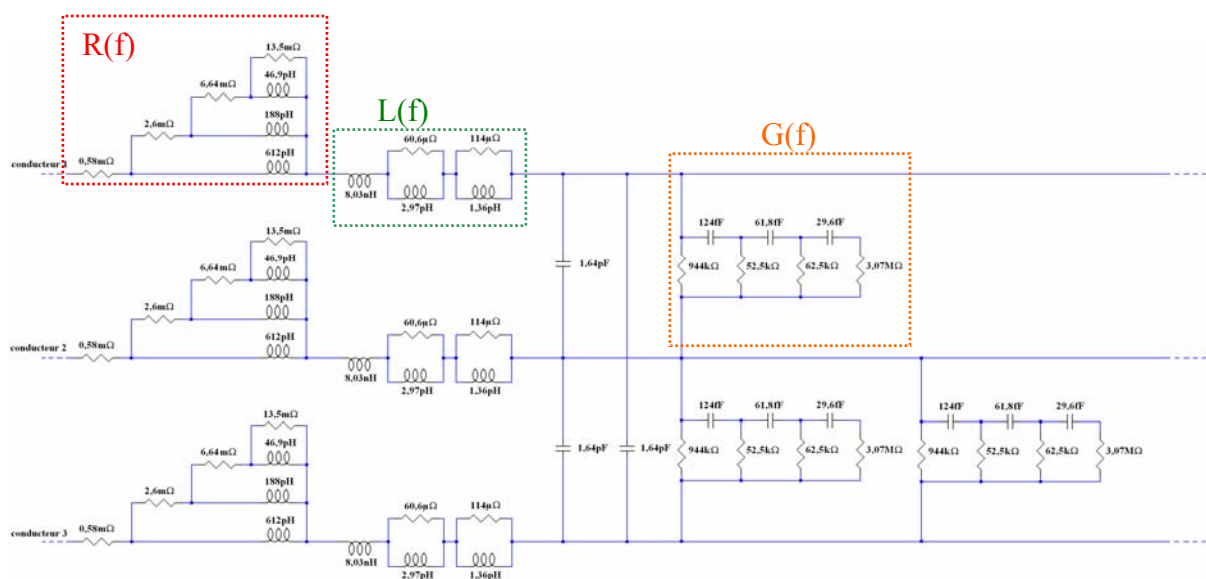


Figure II. 25 : Cellule élémentaire du modèle de câble non blindé de 3 conducteurs (1/32<sup>ième</sup>)

## 2.4 Validation fréquentielle

Nous avons validé le modèle du câble proposé dans le domaine fréquentiel à l'aide de simulations avec le logiciel SPICE. Les résultats de ces simulations donnant l'évolution de l'impédance du câble en court-circuit et en circuit ouvert pour des longueurs de 1 et 12 mètres ont été comparés à des relevés expérimentaux. Pour cela, nous avons utilisé la configuration de mesure représentée sur la Figure II. 18.

### 2.4.1.1 Application du modèle à 1 mètre de câble

Les évolutions du module de l'impédance du câble et de sa phase en fonction de la fréquence pour les essais en court-circuit et en circuit ouvert sont représentées sur la Figure II. 26.

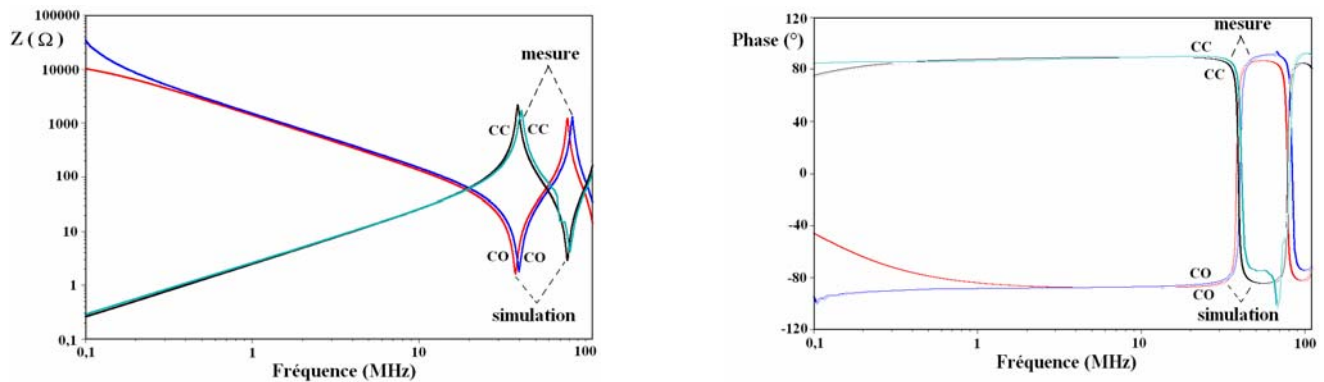


Figure II. 26 : Evolutions de l'impédance et de la phase du câble non blindé de 3 conducteurs (1 mètre) pour les essais en court-circuit et en circuit ouvert

	Court-Circuit				Circuit Ouvert			
	$f_a$ (MHz)	$ Z _{fa}$ (Ω)	$f_{02}$ (MHz)	$ Z _{f02}$ (Ω)	$f_0$ (MHz)	$ Z _{f0}$ (Ω)	$f_{a2}$ (MHz)	$ Z _{fa2}$ (Ω)
Mesure	41,3	1716	80,3	4,08	39,8	1,81	83,1	1318
Simulation	39,1	2162	77,7	2,94	37,9	1,65	77,7	1226
<i>Ecart (%)</i>	5,2	26,3	3,22	27,8	4,7	8,50	6,5	7

Tableau II. 15 : Comparaison des valeurs mesurées et simulées

Nous pouvons constater sur la Figure II. 26 un écart en basse fréquence pour l'essai en circuit ouvert qui peut être attribué à une compensation imparfaite du balun associé au pont d'impédance qui se traduit par une augmentation de l'erreur de mesure pour les fortes impédances.

#### 2.4.1.2 Application du modèle à 12 mètres de câble

Les simulations sont réalisées avec le logiciel SPICE. La Figure II. 27 représente les résultats de simulations et de mesure de l'évolution du module de l'impédance et de la phase du câble en fonction de la fréquence pour les essais en court-circuit et en circuit ouvert.

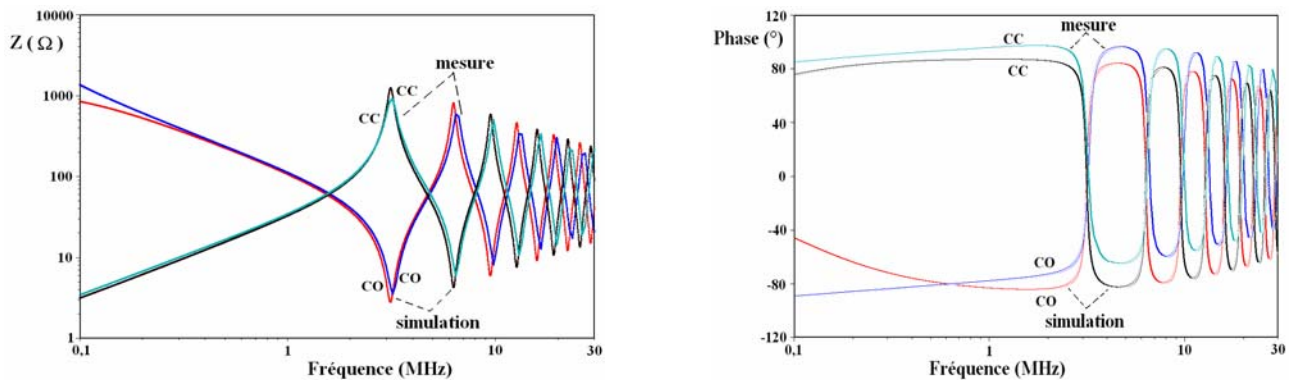


Figure II. 27 : Evolution du module de l'impédance et de la phase du câble de 12 mètres non blindé de 3 conducteurs. Essais en court-circuit et en circuit ouvert

	Court-Circuit				Circuit Ouvert			
	$f_a$ (MHz)	$ Z _{fa}$ (Ω)	$f_{02}$ (MHz)	$ Z _{f02}$ (Ω)	$f_0$ (MHz)	$ Z _{f0}$ (Ω)	$f_{a2}$ (MHz)	$ Z _{fa2}$ (Ω)
Mesure	3,20	921	6,45	5,96	3,20	3,51	6,30	818
Simulation	3,14	1243	6,30	4,25	3,13	2,80	6,45	595
Ecart (%)	1,96	34,9	2,41	28,7	2,28	20,2	2,47	27,2

Tableau II. 16 : Comparaison des valeurs mesurées et simulées

Nous constatons que les écarts sur les deux premières fréquences de résonance et d'antirésonance sont inférieurs à 3%, et que les écarts en amplitude à ces fréquences sont inférieurs à 30%. L'importance de ce dernier écart peut être expliquée par le fait que le pont est limité à 200 points pour l'ensemble de la bande de fréquence quand il est associé au balun.

Nous disposons maintenant de deux modèles de câbles non blindés (2 et 3 conducteurs) qui ont été validés dans le domaine fréquentiel pour des longueurs maximales de 10 et 12 mètres respectivement. Pour valider dans le domaine temporel les modèles de câbles obtenus, nous allons les utiliser dans une configuration où ils vont être soumis aux forts  $dv/dt$  et  $di/dt$  générés par un convertisseur statique. Le dispositif expérimental est constitué par un hacheur série qui alimente une charge inductive à travers 2 types de câbles : 2 conducteurs et 3 conducteurs non blindés.

Afin de pouvoir comparer de manière significative et rigoureuse les relevés expérimentaux et les résultats de simulation, il est nécessaire de réaliser un modèle HF des différents composants du hacheur tenant compte des éléments parasites, puis un modèle HF de la charge inductive.



### 3 Validation des modèles des câbles non blindés dans le domaine temporel

Afin de valider les modèles proposés des câbles non blindés dans le domaine temporel, nous allons utiliser un dispositif expérimental constitué d'une source de tension continue, d'un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL), d'un hacheur série utilisant un MOSFET (IRFP450) et une diode de roue libre en carbure de silicium (CSD10060), d'un câble (2 ou 3 conducteurs) et d'une charge inductive : celle-ci est formée par un moteur asynchrone connecté entre deux phases (Figure II. 28). Disposant des modèles de chaque câble, il nous faut déterminer pour chaque élément cité le modèle HF associé. Afin de négliger l'effet du plan de masse (couplage capacitif), l'ensemble des mesures sont réalisées sans ce dernier.

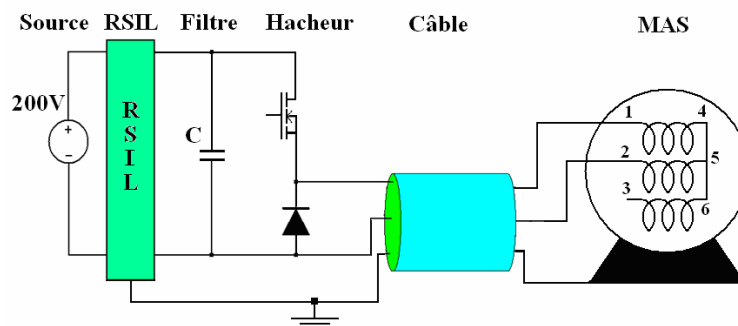


Figure II. 28 : Schéma du dispositif expérimental utilisé

#### 3.1 Modélisation HF de l'ensemble « Filtre – hacheur »

##### 3.1.1 Modèle HF du filtre et des connexions de puissance

La Figure II. 29 montre le hacheur, sur lequel nous distinguons les deux capacités de filtrage, la diode et le MOSFET avec son circuit de commande.

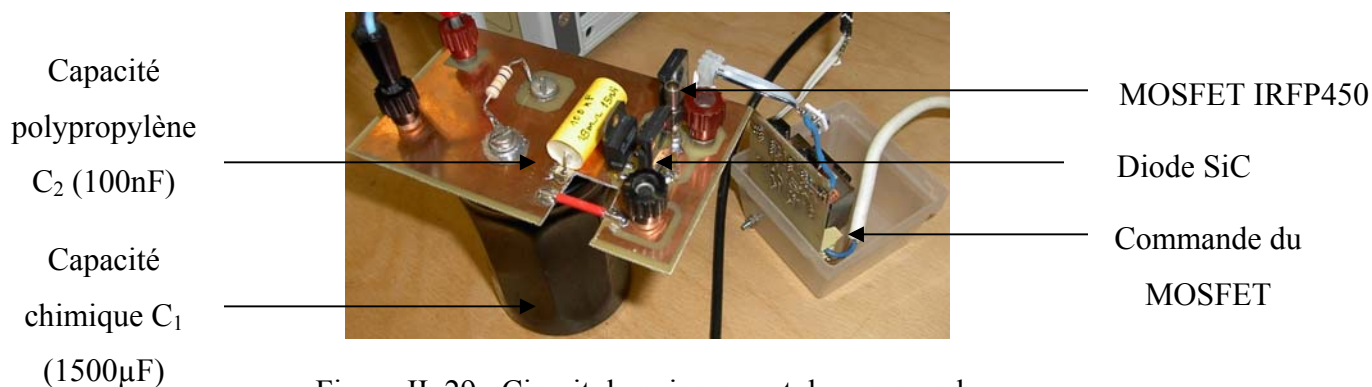


Figure II. 29 : Circuit de puissance et de commande

### 3.1.1.1 Modèle HF du condensateur chimique $C_1$

La caractérisation du condensateur chimique a été effectuée au pont d'impédance avec une polarisation de 30Volts (limite en tension du pont utilisé). Le circuit électrique équivalent HF, obtenu à l'aide du pont d'impédance de cette capacité, est représenté sur la Figure II. 30.

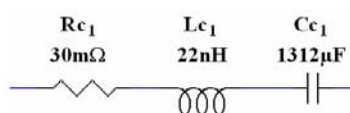


Figure II. 30 : Circuit équivalent HF du condensateur chimique  $C_1$

Nous remarquons une différence entre la valeur obtenue ( $1312\mu\text{F}$ ) et celle indiquée sur le composant ( $1500\mu\text{F}$ ) ce qui correspond à la précision donnée par le constructeur (valeur donnée à  $-10\%$  et  $+50\%$ ).

### 3.1.1.2 Modèle HF du condensateur polypropylène $C_2$

La caractérisation du condensateur polypropylène  $C_2$  a également été effectuée au pont d'impédance. La Figure II. 31 représente le circuit HF équivalent obtenu à partir de la mesure.

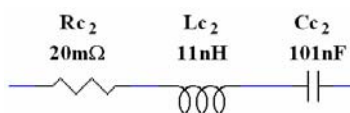


Figure II. 31 : Modèle de la capacité polypropylène  $C_2$

Nous pouvons remarquer que l'écart entre la valeur indiquée sur le composant et la valeur obtenue est très faible ( $1\%$ ).

### 3.1.1.3 Modèle HF du circuit de puissance

Les pistes de connexion ont été décomposées en quatre parties (AC, CE, BD et DF) comme indiqué sur la Figure II. 32 afin de caractériser chaque tronçon du circuit imprimé de puissance. Les mesures des différentes valeurs des éléments ( $R_{AC}$ ,  $L_{AC}$ ,  $R_{CE}$ ,  $L_{CE}$ ,  $R_{BD}$ ,  $L_{BD}$ ,  $R_{DF}$  et  $L_{DF}$ ) ont été effectuées au pont d'impédance. Les capacités  $C_1$  et  $C_2$ , le MOSFET et la diode ont été déconnectés et leurs emplacements ont été court-circuités de manière à ne pas intervenir dans la mesure.

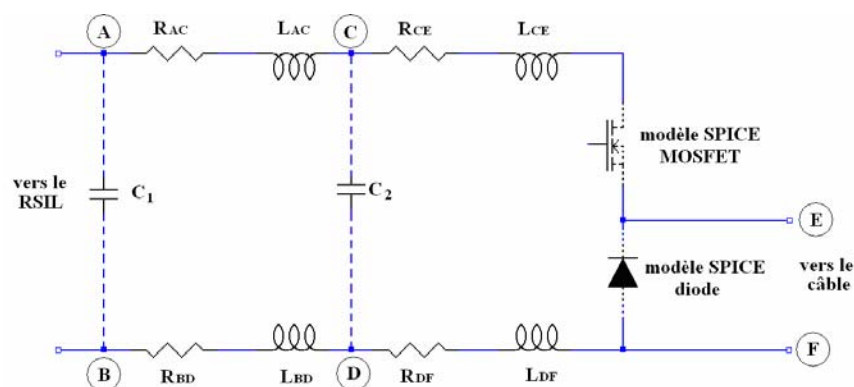


Figure II. 32 : Modèle du circuit de puissance

Les fils qui ont servi à court-circuiter les différents points du circuit ont été caractérisés et modélisés par des éléments RL série. Pour le fil qui court-circuite les points A-B (emplacement de  $C_1$ ), nous avons mesuré (à l'aide du pont d'impédance selon la Figure II. 33) :

$$R_{cc} = 1,8m\Omega \quad \text{et} \quad L_{cc} = 23nH$$

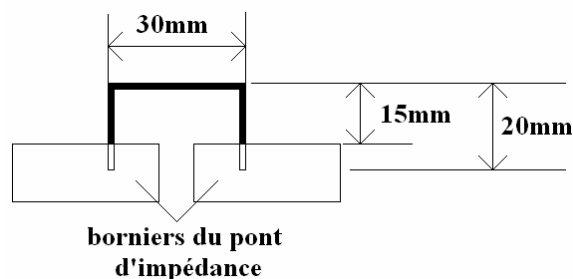


Figure II. 33 : Longueur des connecteurs de mesure

De même, les fils utilisés pour relier le circuit de puissance au pont d'impédance ont été modélisés par des éléments RL en série dont les valeurs sont :

$$R_{\text{conn}} = 1\text{m}\Omega \quad \text{et} \quad L_{\text{conn}} = 21\text{nH}$$

Impédances des boucles CABD et EABF :

Pour la boucle CABD, l'emplacement de la capacité  $C_1$  est court-circuité et on ouvre le circuit entre les points E et F. La boucle CABD peut être représentée par le circuit indiqué sur la Figure II. 34a dont les paramètres sont issus de la mesure au pont d'impédance.

De la même manière, pour la boucle EABF, nous court-circuitons les points C-D par le même fil  $[R_{cc}, L_{cc}]$ . Les courts-circuits des emplacements du MOSFET et de la diode sont très courts et n'ont pas été modélisés. La boucle EABF peut être représentée par le circuit de la Figure II. 34b.

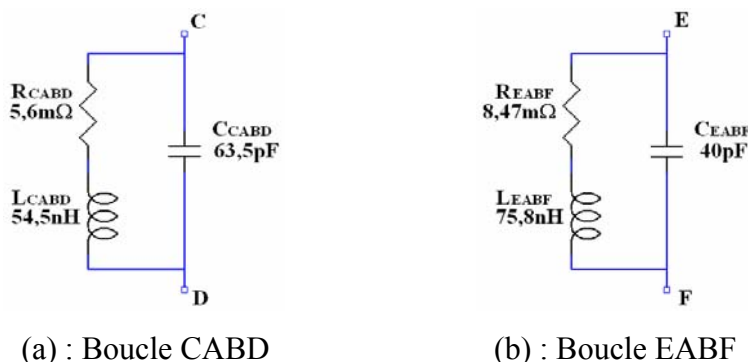


Figure II. 34 : Circuits équivalents des boucles CABD et EABF

Impédances des liaisons CE et DF :

Les liaisons CE et DF correspondent à des pistes de circuit imprimé et seront modélisées par des circuits RL série (Figure II. 35). La mesure est alors effectuée directement au pont entre les points C et E (respectivement D et F) du circuit de puissance.



Figure II. 35 : Modèles des liaisons CE et DF

La détermination des paramètres  $R_{AC}$ ,  $L_{AC}$ ,  $R_{CE}$ ,  $L_{CE}$ ,  $R_{BD}$ ,  $L_{BD}$ ,  $R_{DF}$  et  $L_{DF}$  est obtenue à partir des différentes mailles. Afin de simplifier la détermination des calculs des inductances, les pistes AC et BD sont supposées identiques ( $L_{AC} = L_{BD}$ ). Le modèle HF du circuit de puissance avec les capacités de filtrage est représenté sur la Figure II. 36.

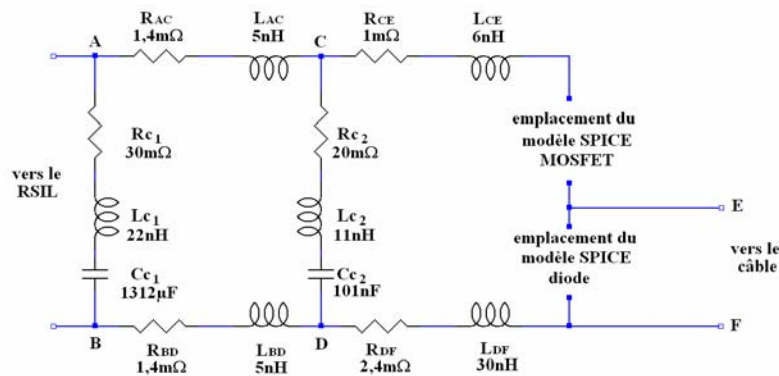


Figure II. 36 : Modèle HF du circuit de puissance

### 3.1.2 Modèles HF du MOSFET et de la diode

Les composants utilisés pour réaliser le hacheur sont : un MOSFET (IRFP450 d'International Rectifier) et une diode au carbure de silicium (CSD10060) de chez CREE. Le modèle de la diode proposé par le constructeur [50] et le modèle du MOSFET développé dans le cadre de la thèse d'A. Briffaut [51] ont été insérés dans le simulateur SPICE.

#### 3.1.2.1 Modèle SPICE de la diode CSD10060

Les paramètres du modèle SPICE de la diode sont présentés sur la Figure II. 37. Dans notre étude, la diode au carbure de silicium a été utilisée pour son faible recouvrement inverse.

```

SIC Diode Model
Model from http://www.cree.com/Products/pwr_specs.asp
* CSD10060 D model
* created using Parts release 8.0 on 01/22/104 at 09:17
* Parts is a MicroSim product.
.MODEL CSD10060 D
+ IS=10.000E-21
+ N=.79201
+ RS=46.641E-3
+ IKF=1.1519
+ CJO=381.44E-12
+ M=.63338
+ VJ=9.9900
+ ISR=4.7174E-6
+ NR=4.9950
+ BV=800.13
+ IBV=.12935
+ TT=14.474E-12
    
```

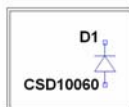


Figure II. 37 : Liste des paramètres du modèle de la diode (CDS10060)

Une inductance de 8nH a été ajoutée en série au modèle de la diode afin de tenir compte des inductances des connexions du boîtier ; cette valeur est issue du document constructeur.

### 3.1.2.2 Modèle SPICE du MOSFET

Pour la réalisation du hacheur série, un MOSFET (IRFP450 d'International Rectifier) a été utilisé. Les résultats de simulation, utilisant le modèle proposé par le constructeur, ne concordent pas avec les relevés expérimentaux, et mettent en évidence les lacunes de ce modèle. Nous avons utilisé le modèle élaboré dans le cadre de la thèse d'A. Briffaut effectuée au laboratoire. Le détail du modèle du MOSFET est représenté sur la Figure II. 38.

```

*****
*   Modèle issu de la thèse de   *
*   Alain BRIFFAUT               *
*****

.SUBCKT irfp450brif 10 20 30

RG 20 16 1M
CGS 16 6 2370P
M1 3 16 6 6 MOS L=1U W=1U
M2 26 33 3 3 INTERT
M3 28 34 16 16 INTERT
RG2 32 33 10
RG3 27 34 10
E2 32 3 16 3 -3
E3 27 16 16 3 3
RCNVU 16 26 1MEG
DCAPGD 16 26 DCAPGD
CGDM 28 3 3500P
RCNVUE 28 3 1MEG
RA 3 7 10M
DBODY 6 7 DBODY
RD 7 8 100M
LD 8 10 5N
RS 6 12 1M
LS 12 30 12.5N

* les modèles associés

.MODEL MOS NMOS LEVEL=3 Uto=3.5 Kp=10.2 THETA=0.13 Umax=0.9e6
.MODEL INTERT NMOS LEVEL=1 Uto=+0.156 Kp=20
.MODEL INTERD NMOS LEVEL=1 Uto=-0.156 Kp=20
.MODEL DBODY D(Cjo=1700p Is=70e-12 H=0.9 Uj=1.4 N=1 Rs=0.1 Tt=1U Bv=750
.MODEL DCAPGD D(Cjo=3200p Is=1e-270 H=0.9 Uj=1.8 Fc=0.1

.ENDS
    
```

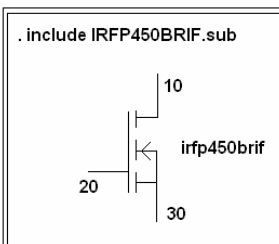


Figure II. 38 : Modèle SPICE modifié du MOSFET IRFP450

Disposant du modèle HF de la cellule de commutation et du circuit de puissance, il reste alors à déterminer le modèle HF de la charge inductive.

### 3.2 Modélisation HF de la charge inductive

Pour réaliser la charge inductive, et rester dans le cadre d'une application de type variateur de vitesse, nous avons utilisé un moteur asynchrone alimenté entre deux phases (Figure II. 39a).

Les caractéristiques du moteur sont données dans le Tableau II. 17.

P	1,1kW
Couplage étoile	
tension	87V
courant	12,7A

Tableau II. 17 : Caractéristiques du moteur asynchrone « MOT-1 »

L'évolution, en fonction de la fréquence, de l'impédance du moteur alimenté entre deux phases a été relevée au pont d'impédance :

- Une première mesure en basse fréquence a été effectuée entre 1kHz et 100kHz avec le socket HP16047E (sans balun) : le comportement du moteur dans cette zone est purement inductif
- Une deuxième mesure entre 100kHz et 110MHz a été effectuée avec le socket HP42942A et le balun.

Les résultats obtenus sont représentés sur la Figure II. 39b.

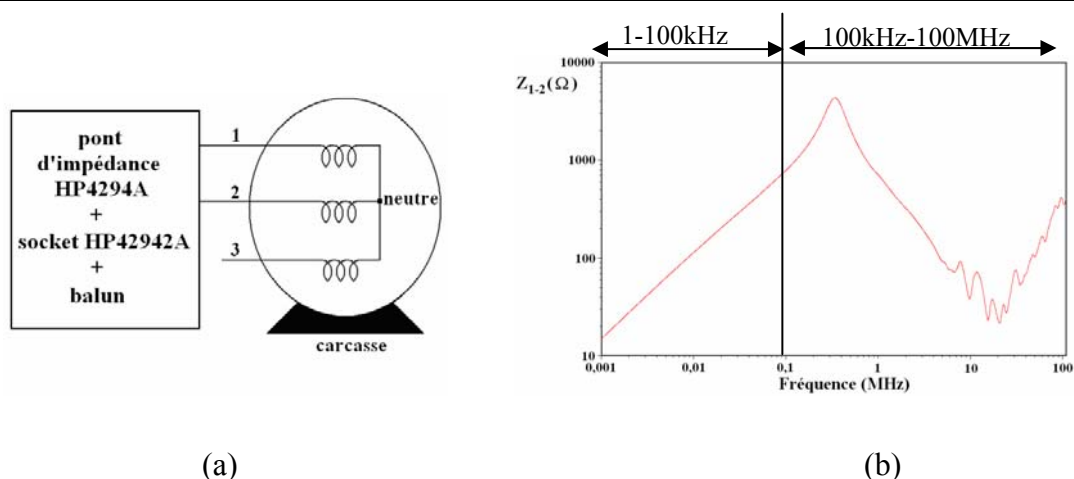


Figure II. 39 : Dispositif de caractérisation en mode différentiel et évolution de l'impédance du moteur MOT-1

Pour modéliser cette charge, la courbe d'impédance a été découpée en 2 bandes de fréquence correspondant aux différents phénomènes observés :

- Dans la bande de fréquence 1kHz – 100kHz, le moteur a un comportement inductif ;
- Entre 100kHz et 100MHz, la courbe d'impédance présente une résonance parallèle puis une résonance série ;

Bande de fréquence : 1kHz – 100kHz :

Dans cette bande de fréquence, le moteur se comporte comme une inductance variable avec la fréquence (effets de peau et de proximité). Un réseau RL a été utilisé pour modéliser cette variation d'inductance. La courbe donnant la variation de l'impédance en fonction de la fréquence dans la bande 1kHz – 100kHz a été insérée dans le solveur APLAC qui a déterminé les valeurs des différents éléments de ce réseau RL. Le réseau modélisant l'impédance du moteur dans la bande de fréquence 1kHz – 100kHz est représenté sur la Figure II. 40.



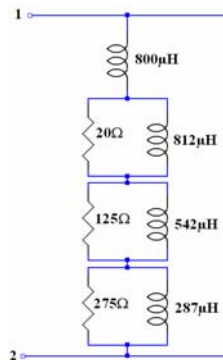


Figure II. 40 : Modèle du moteur dans la bande de fréquence 1kHz – 100kHz

Bande de fréquence : 100kHz – 100MHz :

La mesure de l'impédance du moteur dans la bande 0,1 – 100MHz fait apparaître 2 types de résonance : une première parallèle aux alentours de 500kHz et une seconde série à 20MHz. La modélisation de la résonance parallèle est obtenue en branchant en parallèle sur le circuit précédent deux éléments R et C.

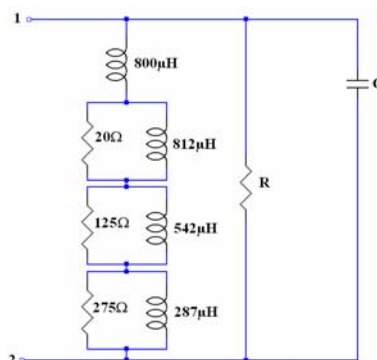


Figure II. 41 : Modélisation de la résonance parallèle

La seconde résonance (résonance série) est modélisée en ajoutant une résistance et une inductance en série avec la capacité C.

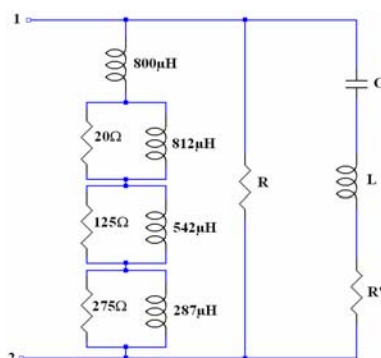


Figure II. 42 : Modélisation de la résonance série

Il reste alors à déterminer les valeurs de chaque élément. Pour cela, le logiciel APLAC a été utilisé ; celui-ci, à partir du schéma électrique proposé et de la courbe d'évolution de l'impédance du moteur, calcule la valeur des éléments du circuit. Le modèle du moteur dans la bande 1kHz – 100MHz est représenté sur la Figure II. 43a.

La Figure II. 43b représente l'évolution de l'impédance du moteur mesurée comparée au résultat de simulation du circuit équivalent du moteur. On constate sur cette figure que les courbes sont pratiquement confondues jusqu'à environ 4MHz ; puis le modèle « moyenne » les variations autour de 20MHz dues aux éléments parasites qui n'ont pas été pris en compte tels que les capacités inter spires dans chaque enroulement.

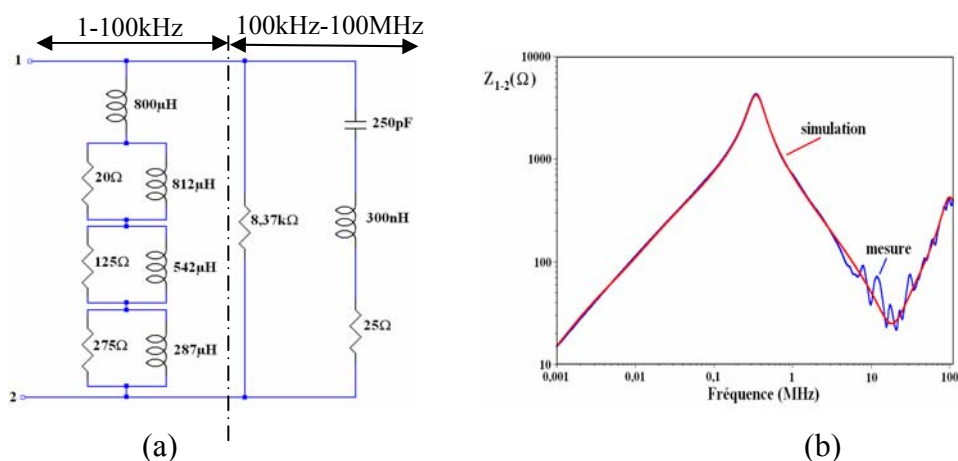


Figure II. 43 : Modèle du moteur dans la bande de fréquence 1kHz – 100MHz et évolution de l'impédance du moteur et de son modèle (entre deux phases)

Disposant maintenant de modèles HF pour chacun des éléments du dispositif expérimental, il est possible de valider les modèles de câbles dans le domaine temporel.

### 3.3 Validation du modèle du câble bifilaire en temporel

Dans cette partie, les essais sont réalisés sans plan de référence, ce qui permet de négliger les effets (courants) dus au mode commun et de considérer uniquement le mode différentiel.

Le dispositif expérimental utilisé pour valider notre modèle de câble bifilaire non blindé est représenté sur la Figure II. 44. Il comprend l'ensemble des modèles HF que nous avons présentés précédemment : hacheur série, moteur et câble bifilaire (10 mètres).

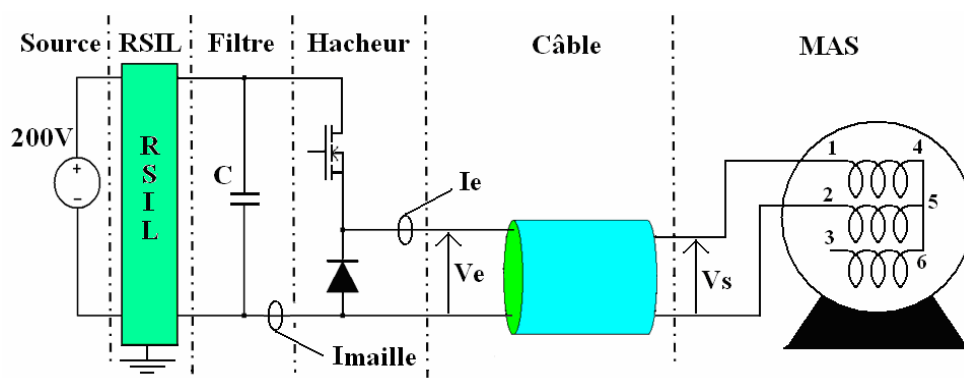


Figure II. 44 : Dispositif expérimental utilisé pour valider le modèle du câble étudié

Nous relèverons les formes d'ondes du courant ( $I_e$ ) et des tensions ( $V_e$ ) et ( $V_s$ ) respectivement à l'entrée et à la sortie du câble, et le courant dans la piste du circuit de puissance ( $I_{maille}$ ) (Figure II. 44) pour les deux types de commutations du hacheur : « Transistor vers Diode » et « Diode vers Transistor » : c'est lors de ces changements d'états que sont générés les gradients de courants et de tensions élevés qui sont à l'origine des surtensions et des surintensités observées à la sortie du câble. La mesure du courant est réalisée à l'aide d'une pince de courant TEKTRONIX TCP202 (bande passante 50MHz) et celle de la tension avec une sonde différentielle TEKTRONIX P5205 (bande passante 100MHz).

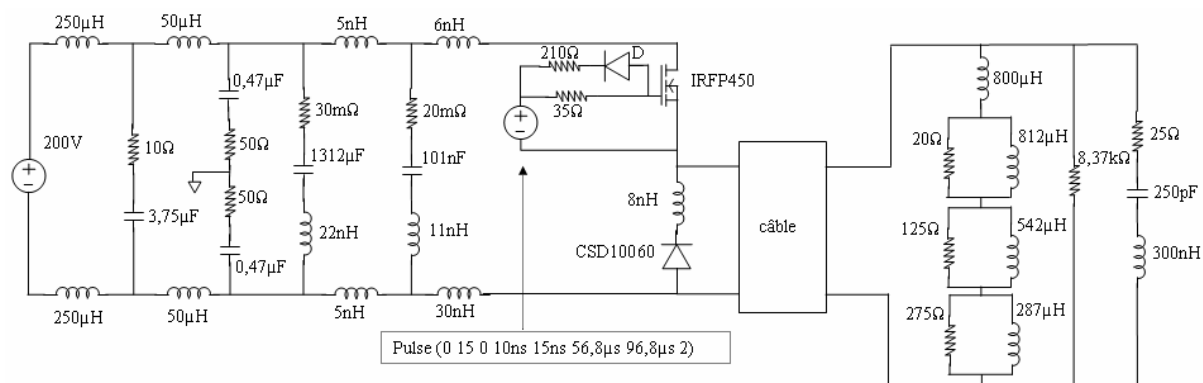


Figure II. 45 : Schéma de simulation utilisé pour valider le modèle du câble étudié

Le circuit représenté sur la Figure II. 45 a été simulé sur une période de fonctionnement du hacheur (200µs). La durée de simulation est d'environ 10 minutes.

### 3.3.1 Commutation MOSFET vers Diode

Les formes d'ondes, obtenues expérimentalement et par simulation, qui représentent l'évolution de la tension à l'entrée et à la sortie du câble lors de la commutation MOSFET vers Diode sont indiquées à la Figure II. 46. Les résistances de grille du modèle du MOSFET ont été ajustées pour reproduire le gradient de la tension  $V_e$  mesurée à l'ouverture du transistor. L'amplitude et la fréquence des oscillations de la tension  $V_s$  à la sortie du câble sont reproduites avec un écart extrêmement faible (pas mesurable pour la première oscillation).

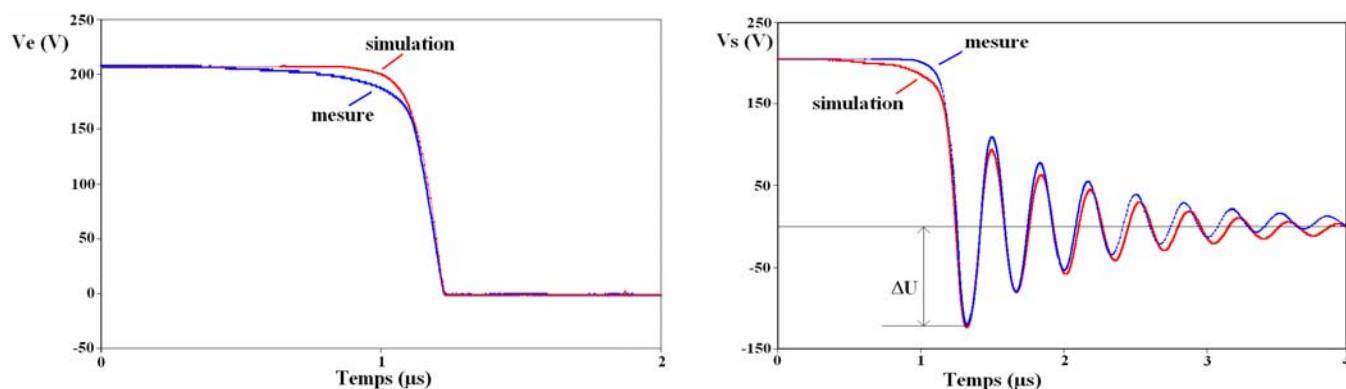


Figure II. 46 : Comparaison de la tension à l'entrée et à la sortie du câble lors d'une commutation MOSFET vers Diode (mesure et simulation)

Sur la Figure II. 47, nous avons représenté les formes d'onde mesurées et simulées du courant à l'entrée du câble, et leurs FFT qui sont effectuées dans l'intervalle de temps des acquisitions avec un fenêtrage de type blackman. La comparaison de ces résultats montre une bonne concordance en amplitude et un léger décalage de la fréquence d'oscillation en temporel.

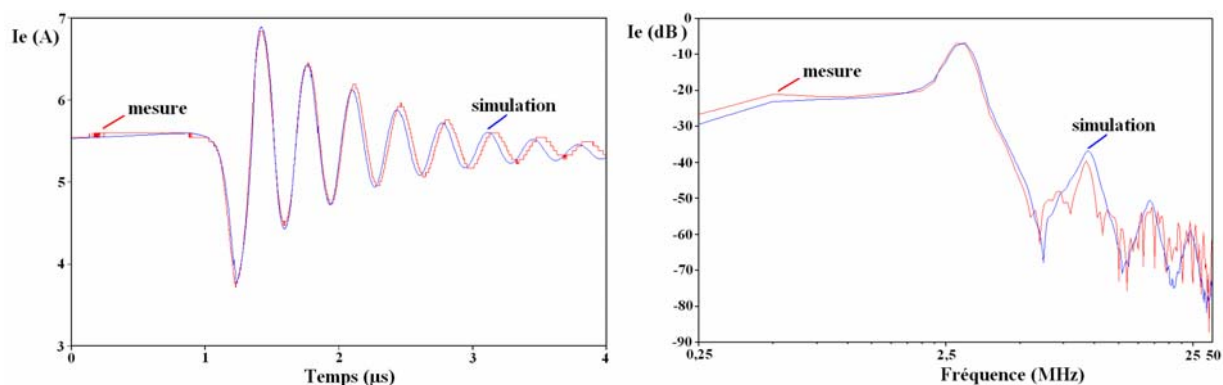


Figure II. 47 : Forme d'onde du courant à l'entrée du câble et sa FFT lors de la commutation MOSFET vers Diode (mesure et simulation)

La Figure II. 48 représente la forme d'onde du courant dans la maille de commutation (nommé  $I_{\text{maille}}$ ) et sa FFT. Nous pouvons faire les mêmes remarques que pour les résultats précédents.

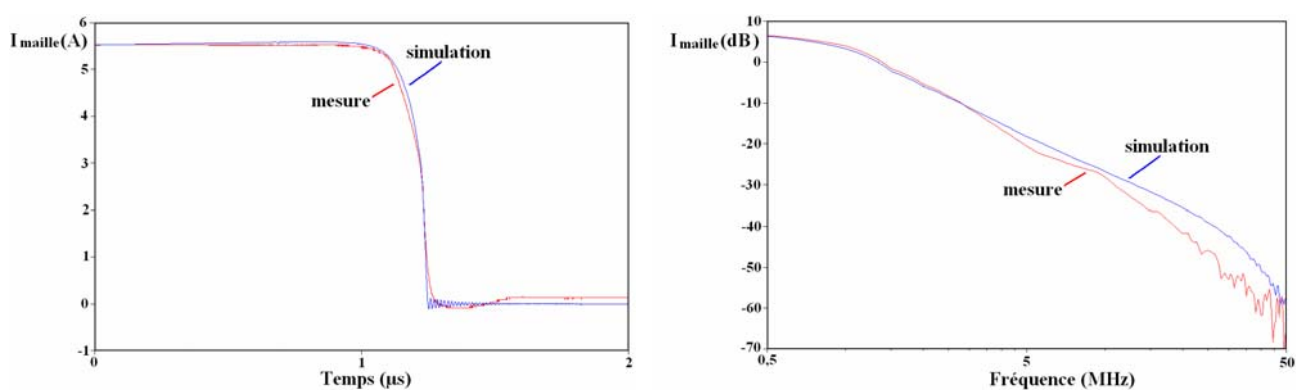


Figure II. 48 : Forme d'onde du courant dans la maille de commutation et sa FFT lors de la commutation MOSFET vers Diode (mesure et simulation)

### 3.3.2 Commutation Diode vers MOSFET

La seconde commutation correspond à la mise en conduction du MOSFET et au blocage de la Diode. De la même manière que précédemment, nous avons relevé le courant et la tension à l'entrée du câble, la tension à sa sortie ainsi que le courant dans la maille de commutation.

La Figure II. 49 représente l'évolution de la tension à l'entrée et à la sortie du câble lors de la commutation Diode vers MOSFET. La comparaison des résultats de simulation et de mesure montre une bonne concordance.

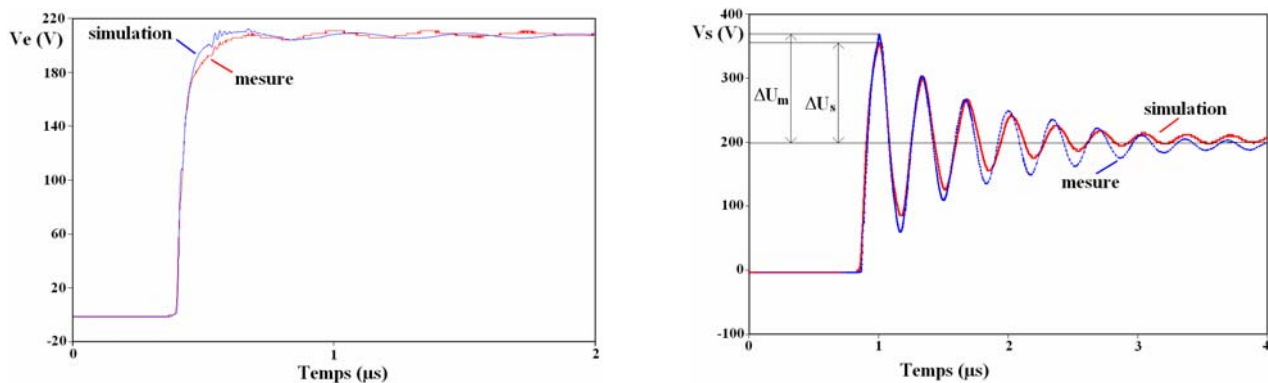


Figure II. 49 : Comparaison de la tension à l'entrée et à la sortie du câble lors de la commutation Diode vers MOSFET (mesure et simulation)

Les formes d'ondes des courants à l'entrée du câble et dans la maille de commutation, et leurs FFT, sont représentées sur la Figure II. 50 et la Figure II. 51 respectivement. La comparaison des résultats de mesure et de simulation montre un faible écart sur les oscillations HF en temporel.

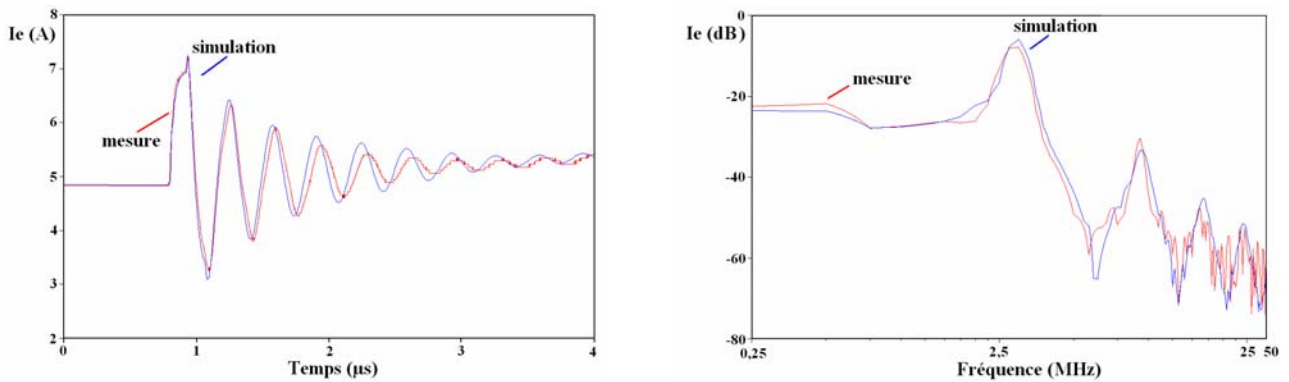


Figure II. 50 : Forme d'onde du courant à l'entrée du câble et sa FFT lors d'une commutation Diode vers MOSFET (mesure et simulation)

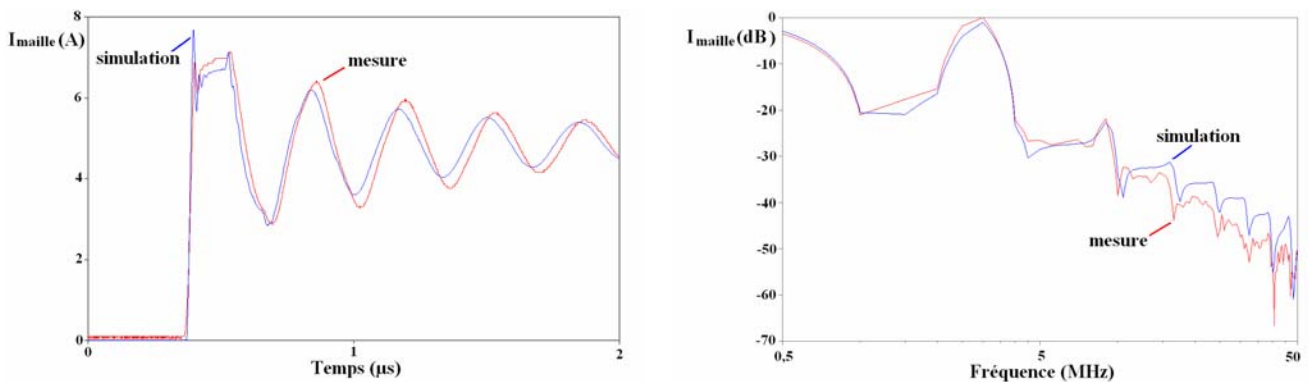


Figure II. 51 : Forme d'onde du courant dans la maille de commutation et sa FFT lors d'une commutation Diode vers MOSFET (mesure et simulation)

Ces résultats permettent de valider les différents modèles du dispositif étudié. Nous utiliserons donc le même ensemble pour valider le modèle du câble non blindé de 3 conducteurs.

### 3.4 Validation du modèle du câble tri filaire dans le domaine temporel

Le convertisseur statique utilisé pour valider le modèle du câble non blindé de 3 conducteurs est identique à celui utilisé pour le câble bifilaire (Figure II. 51). Dans cette partie, le troisième conducteur du câble est utilisé comme fil de terre selon la Figure II. 52. Pour la simulation de l'ensemble, le câble de 12 mètres est représenté par 384 cellules.

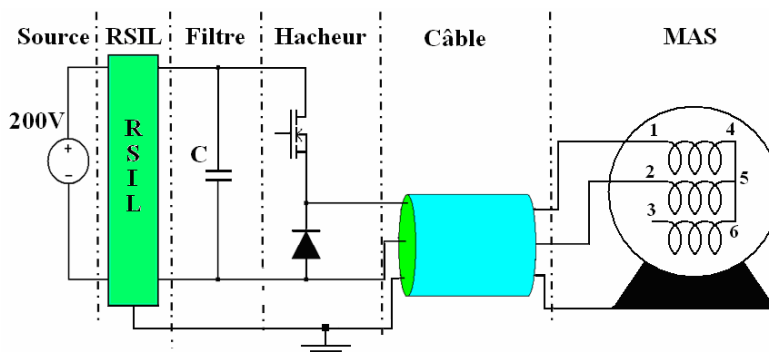


Figure II. 52 : Dispositif expérimental utilisé pour valider le modèle du câble

Le modèle HF du moteur asynchrone proposé dans le paragraphe II.3.2 correspond à un modèle de mode différentiel puisqu'il prend en compte uniquement les impédances des enroulements, sans aucune liaison à la terre et sans plan de référence. Il est donc nécessaire de modifier ou plutôt d'adapter ce modèle pour tenir compte du mode commun avant de simuler l'ensemble.

### 3.4.1 Modèle HF du moteur (Mode Commun + Mode Différentiel)

Le modèle de mode différentiel du moteur (MOT-1) a été présenté précédemment (II.3.2). Ce modèle ne permet pas de faire apparaître la liaison à la carcasse. Dans cette partie, un modèle HF du moteur qui tient compte en même temps du mode commun et du mode différentiel est proposé.

Pour cela, les impédances de mode différentiel ( $Z_{md}$ ) et de mode commun ( $Z_{mc}$ ) du moteur sont intégrées dans un modèle en II, comme le montre la Figure II. 53.

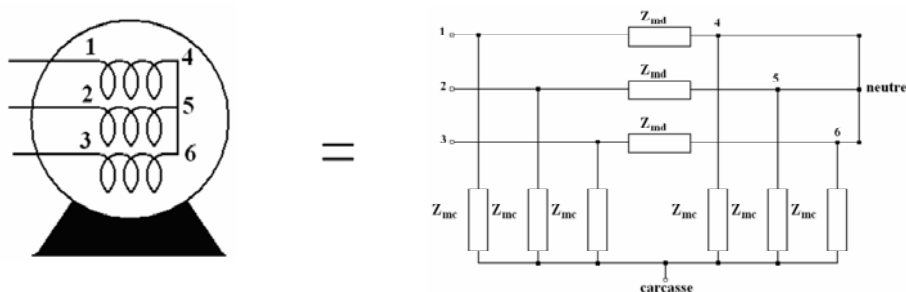


Figure II. 53 : Modèle HF en II du moteur asynchrone



La détermination de l'impédance de mode commun  $Z_{mc}$  est effectuée en réalisant un essai du moteur dans la configuration représentée sur la Figure II. 54a. La courbe relevée au pont d'impédance est représentée sur la Figure II. 54b.

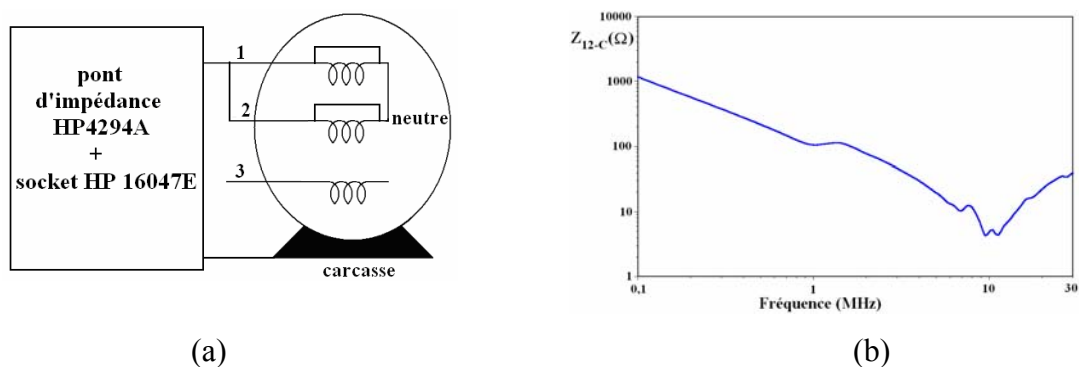


Figure II. 54 : Essai de mode commun et impédance  $Z_{12-C}$  mesurée

De la même manière que lors de la détermination du modèle de mode différentiel du moteur, on observe principalement trois changements de nature de l'impédance aux environs de 1MHz, 1,1MHz et 10MHz. Le modèle choisi est composé de deux circuits de type RLC série en parallèle. Les autres variations de l'impédance dans la bande de fréquence allant de 6 à 11MHz ne seront pas prises en compte par ce modèle. Les valeurs des paramètres RLC sont obtenues comme précédemment à l'aide du logiciel APLAC. Les résultats obtenus sont indiqués sur la Figure II. 55.

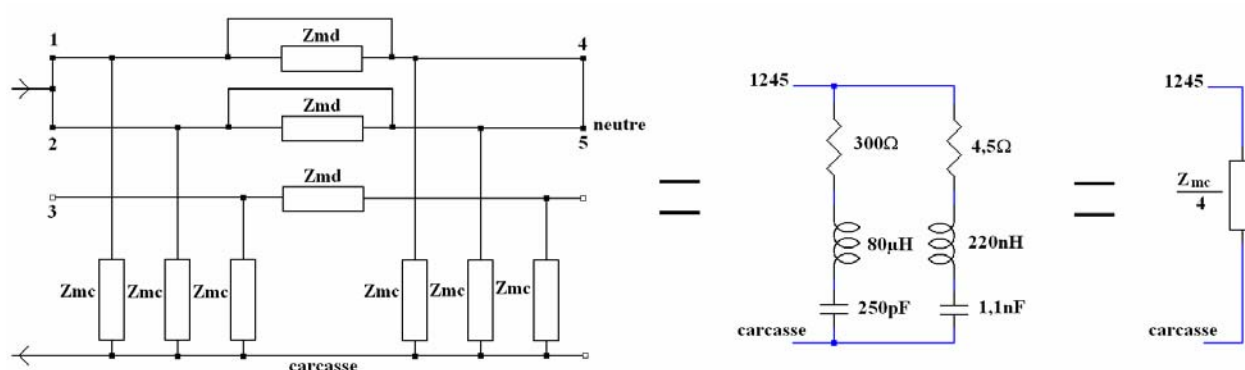


Figure II. 55 : Schéma électrique équivalent à l'impédance  $Z_{12-C}$

La simulation de l'évolution du circuit électrique équivalent de l'impédance  $Z_{12-C}$  comparée à la mesure est représentée sur la Figure II. 56.

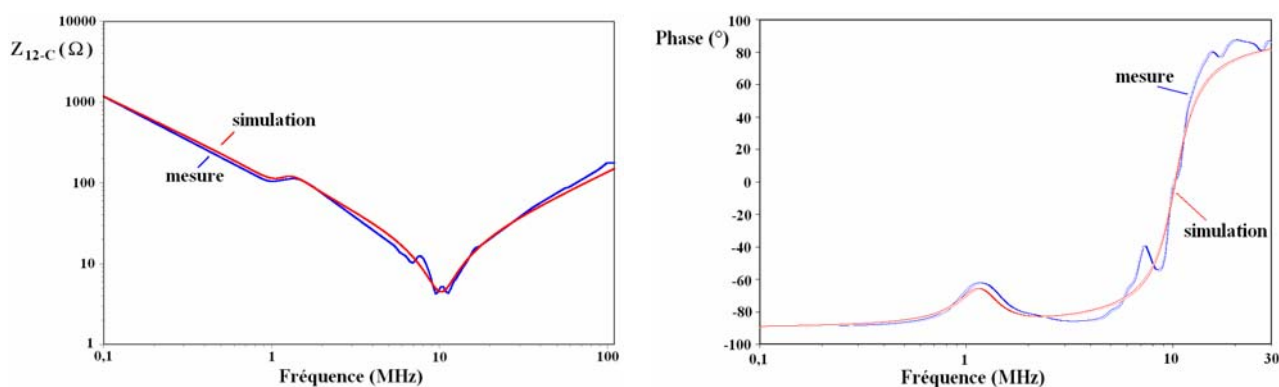


Figure II. 56 : Evolution de l'impédance  $Z_{12-C}$  (module et phase) en fonction de la fréquence

Avec le modèle en  $\Pi$  choisi, l'impédance  $Z_{12-C}$  mesurée correspond à 4 impédances  $Z_{mc}$  placées en parallèle (Figure II. 55), d'où le circuit électrique équivalent correspondant à l'impédance  $Z_{mc}$  représenté sur la Figure II. 57.

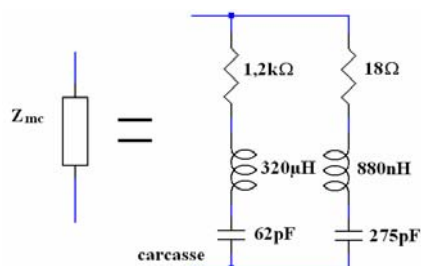


Figure II. 57 : Schéma électrique équivalent à l'impédance  $Z_{mc}$

Lors de la mesure en mode différentiel, les enroulements sont reliés comme indiqué sur la Figure II. 58.

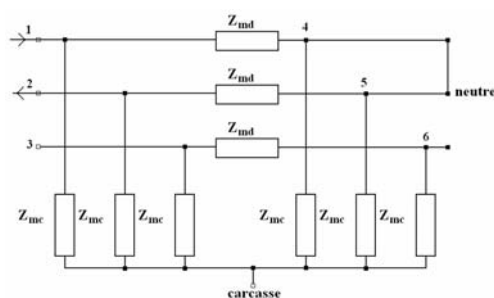


Figure II. 58 : Connexions pour la mesure en mode différentiel

Le schéma équivalent entre les points 1 et 2 se ramène à celui indiqué sur la Figure II. 59.

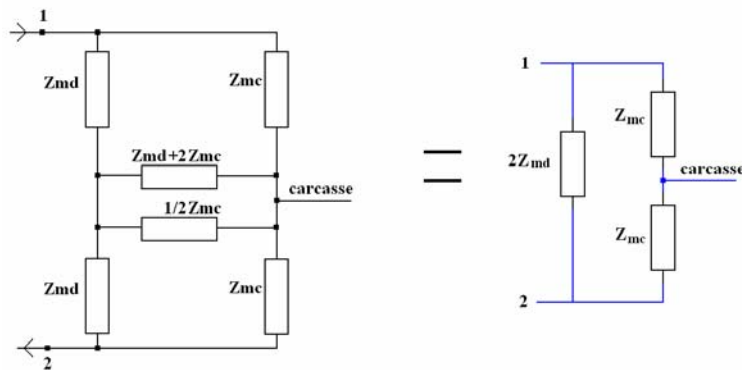


Figure II. 59 : Schéma électrique équivalent à l'impédance  $Z_{1-2}$

Ce schéma doit pouvoir représenter l'évolution de l'impédance  $Z_{1-2}$  mesurée au pont d'impédance et rappelée à la Figure II. 60.

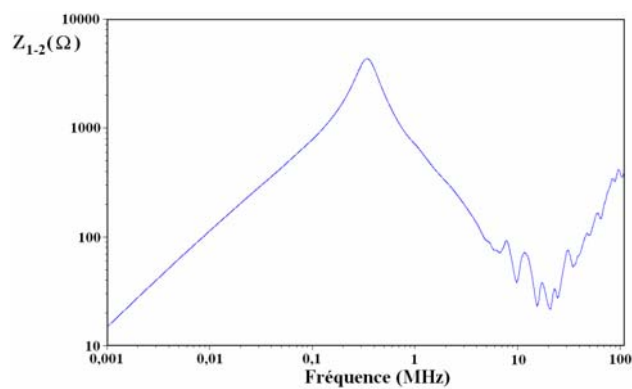


Figure II. 60 : Evolution mesurée de l'impédance  $Z_{1-2}$

- Pour la partie BF, nous avons utilisé la même association d'éléments RL que sur le schéma de la Figure II. 40.
- Le schéma équivalent de l'impédance  $Z_{mc}$  a été défini sur la Figure II. 57.

Il reste donc à définir les éléments nécessaires pour obtenir l'évolution de l'impédance  $Z_{1-2}$  indiquée sur la Figure II. 60.

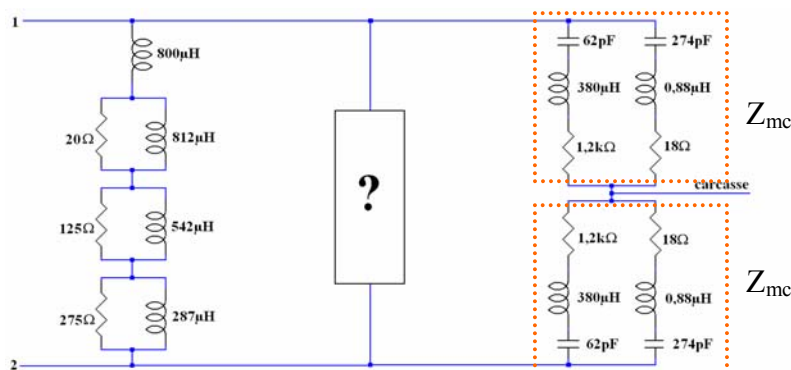


Figure II. 61 : Circuit électrique équivalent à l'impédance  $Z_{1-2}$

Après plusieurs essais, nous avons choisi d'utiliser le circuit indiqué sur la Figure II. 62 où les valeurs des différents éléments ont été obtenues toujours de la même manière.

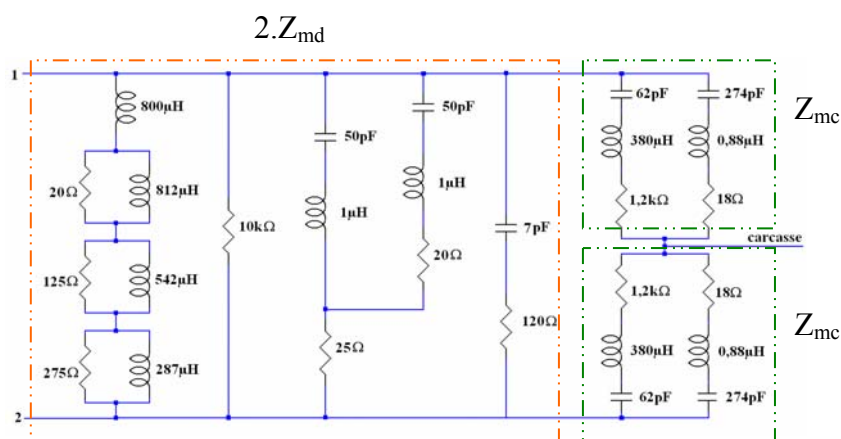


Figure II. 62 : Schéma équivalent au moteur dans la configuration de charge inductive

Disposant de l'ensemble des modèles, il est alors possible, comme pour le câble bifilaire, de comparer les courants ( $I_1$ ,  $I_2$  et  $I_3$ ) à l'entrée du câble, les courants ( $I_4$ ,  $I_5$  et  $I_6$ ) à la sortie du câble ainsi que la tension entre les deux enroulements utilisés ( $V_s$ ) pour les deux commutations du hacheur : « Transistor vers Diode » et « Diode vers Transistor ».

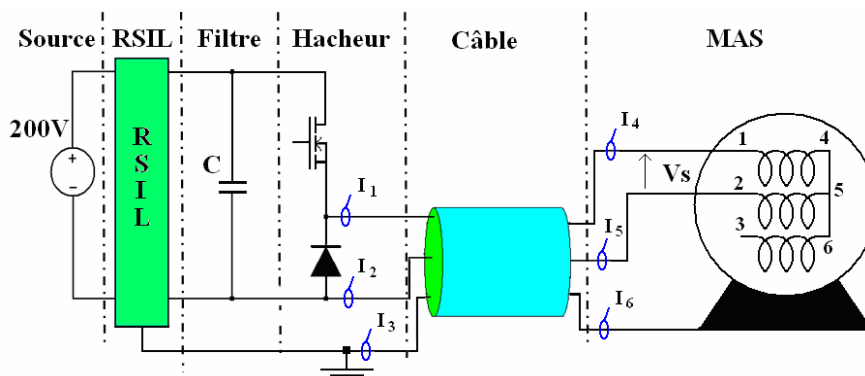


Figure II. 63 : Dispositif expérimental utilisé pour valider le modèle du câble

### 3.4.2 Commutation MOSFET vers Diode

La Figure II. 64 représente le courant à l'entrée du câble pour la commutation MOSFET vers Diode. Nous remarquons sur cette figure que le résultat de la simulation se superpose bien avec le relevé expérimental. On note un faible écart sur l'amplitude et sur la fréquence de l'oscillation HF du courant.

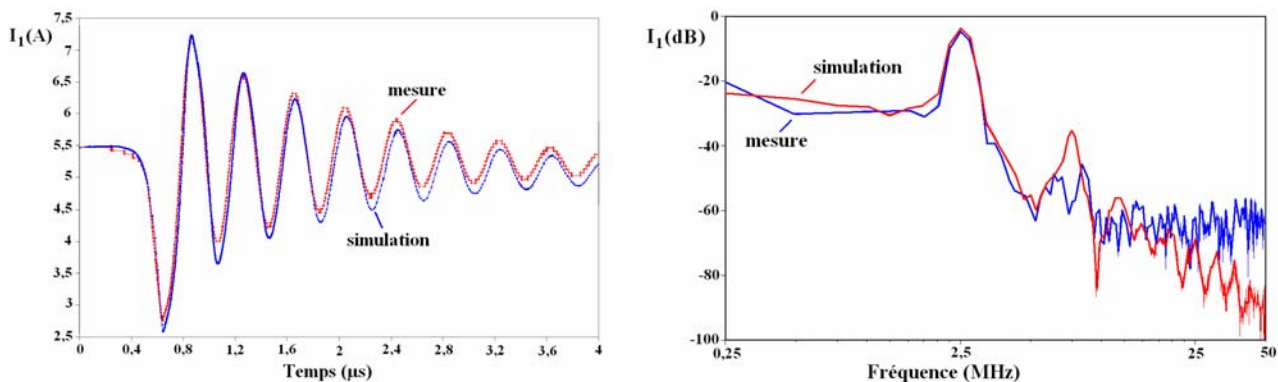


Figure II. 64 : Courant  $I_1$  à l'entrée du câble

Le courant de mode différentiel  $I_2$  dans le conducteur 2 du câble est représenté sur la Figure II. 65. Là encore, nous pouvons faire les mêmes remarques que pour les courbes précédentes.

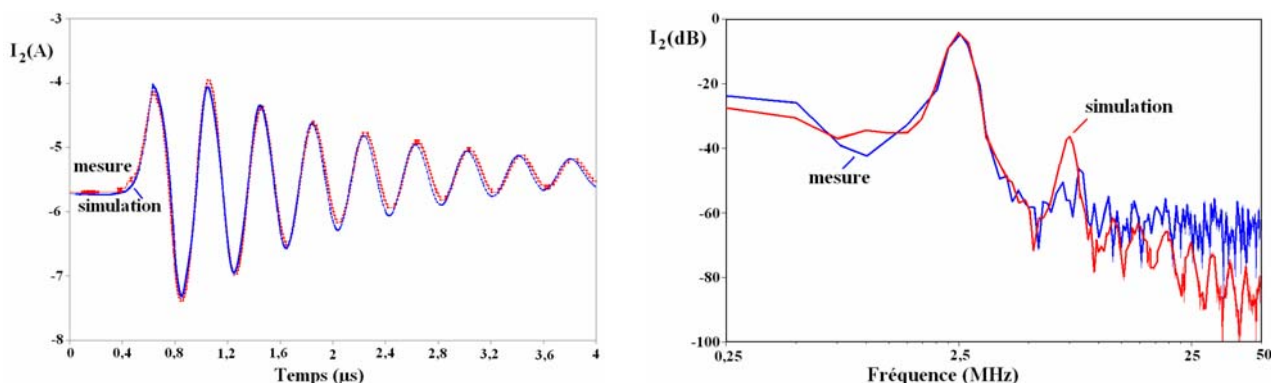


Figure II. 65 : Courant  $I_2$  à l'entrée du câble

La Figure II. 66 représente les courants de mode commun circulant dans le troisième conducteur :  $I_3$  à l'entrée du câble (a) et  $I_6$  à la sortie du câble (b). La simulation reproduit de façon satisfaisante l'amplitude et la durée de la première oscillation ; au-delà, les écarts sont plus importants. Cette différence pourrait venir du fait que le troisième enroulement du moteur n'est pas connecté, et que divers couplages capacitifs entre enroulements, connectés ou non, ne sont pas pris en compte dans le modèle.

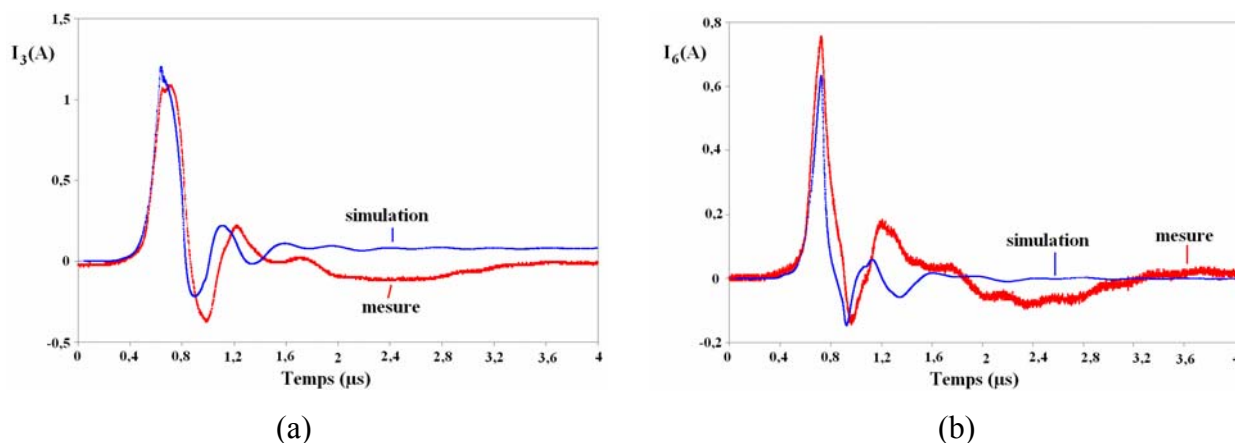


Figure II. 66 : Courants de mode commun à l'entrée et à la sortie du câble

Concernant les courants à la sortie du câble, nous pouvons faire les mêmes remarques que pour les courants à l'entrée du câble sur les formes d'ondes de courants  $I_4$  (Figure II. 67a) et  $I_5$  (Figure II. 67b) mesurés et obtenus par simulation.

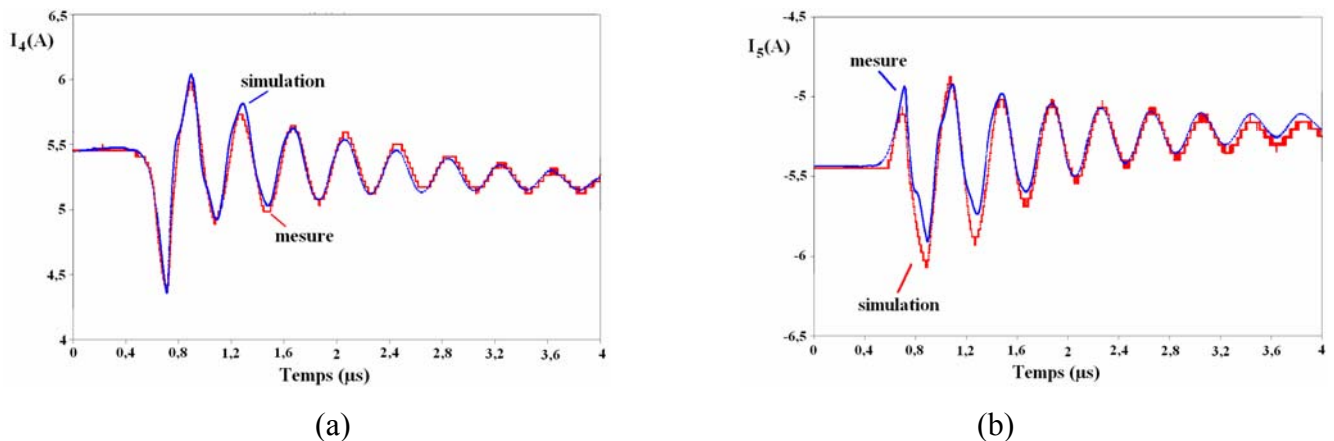


Figure II. 67 : Courants de mode différentiel à la sortie du câble

La tension entre les bornes (1-2) du moteur est représentée sur la Figure II. 68. Ces courbes présentent un léger décalage d'environ 250kHz dans la fréquence des oscillations. L'amplitude de la première surtension est d'environ 150V pour la simulation et de 140V pour le relevé expérimental soit un écart de 11%.

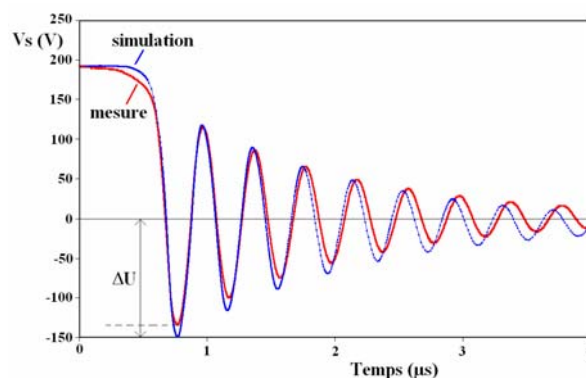


Figure II. 68 : Tension entre les bornes 1 et 2 du moteur

### 3.4.3 Commutation Diode vers MOSFET

Comme pour la commutation MOSFET vers Diode, les différents courants et la tension entre les bornes 1 et 2 du moteur seront comparés.

La Figure II. 69 représente les formes d'onde du courant entrant dans le câble. Elles laissent apparaître un léger décalage dans la fréquence des oscillations et un amortissement plus important de leurs amplitudes dans la simulation.

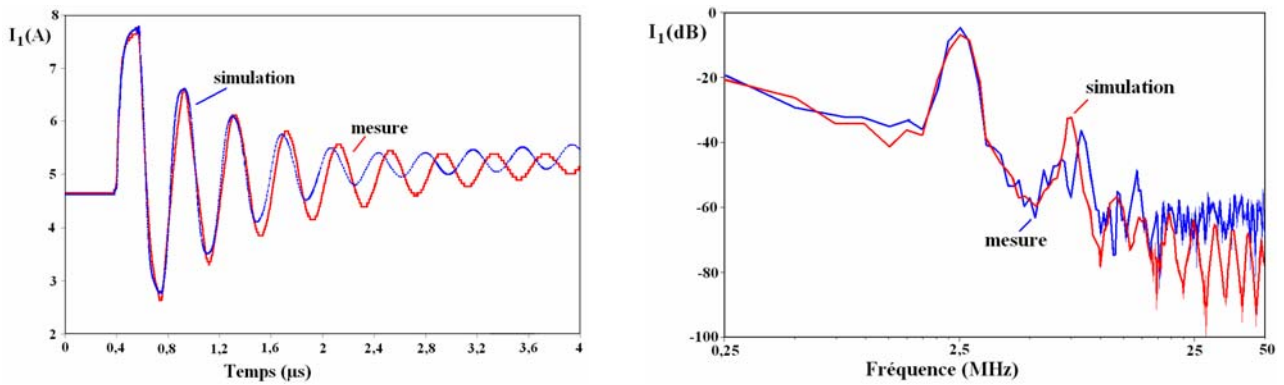


Figure II. 69 : Courant  $I_1$  à l'entrée du câble

Nous pouvons effectuer les mêmes remarques concernant la forme d'onde du courant  $I_2$  de mode différentiel de la Figure II. 70.

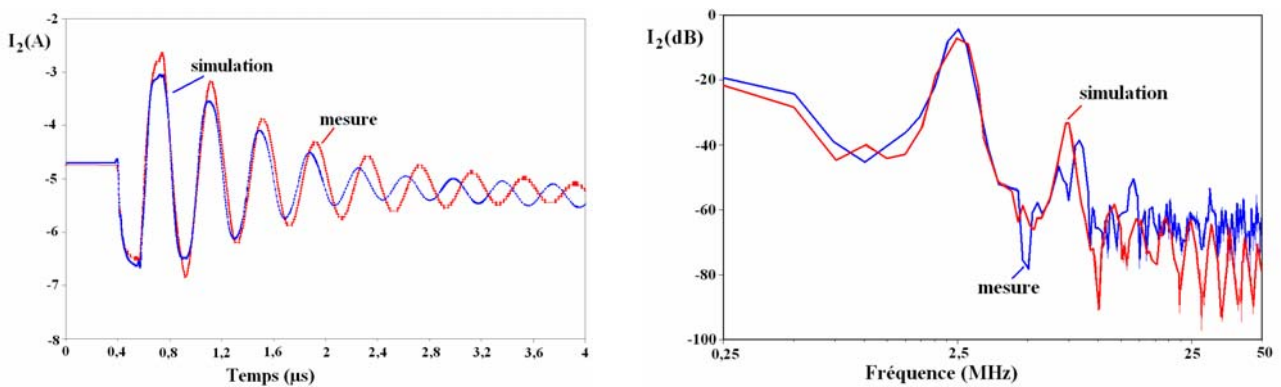


Figure II. 70 : Courant  $I_2$  à l'entrée du câble

Comme pour la commutation MOSFET vers Diode, il apparaît une différence entre la mesure et le résultat de la simulation des courants de mode commun  $I_3$  à l'entrée et  $I_6$  à la sortie du câble.



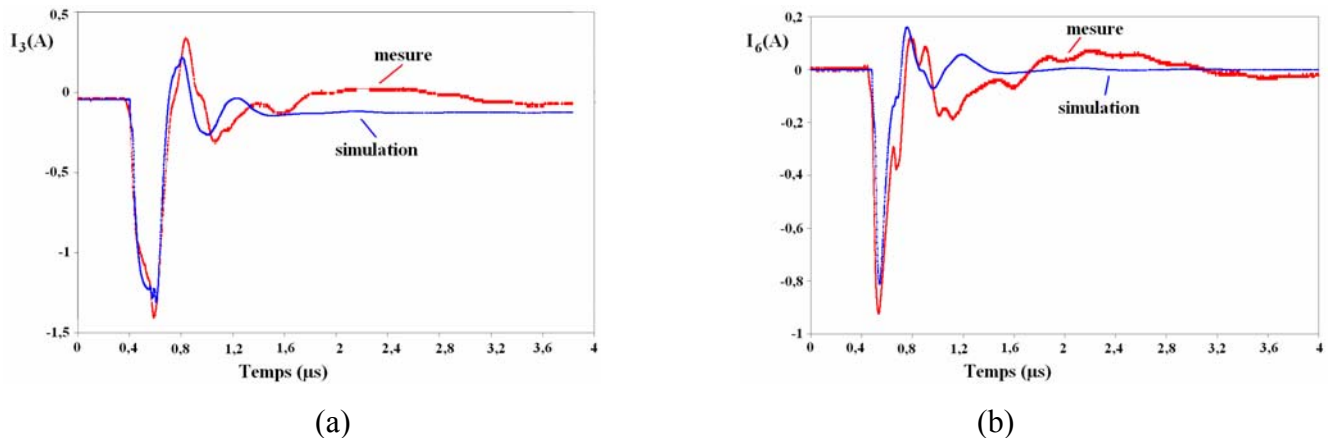


Figure II. 71 : Courants de mode commun à l'entrée et à la sortie du câble

Les écarts constatés sur les courants de mode commun entre mesure et simulation pourraient être réduits à condition de fixer le potentiel de la borne 3 du moteur en la reliant par exemple à la borne 2. Pour cela, nous proposerons dans le chapitre III une méthode de modélisation HF de moteur triphasé.

La Figure II. 72 représente respectivement les formes d'ondes des courants  $I_4$  et  $I_5$  à la sortie du câble. Nous constatons un décalage sur la fréquence des oscillations et un amortissement des amplitudes plus important sur le résultat de la simulation.

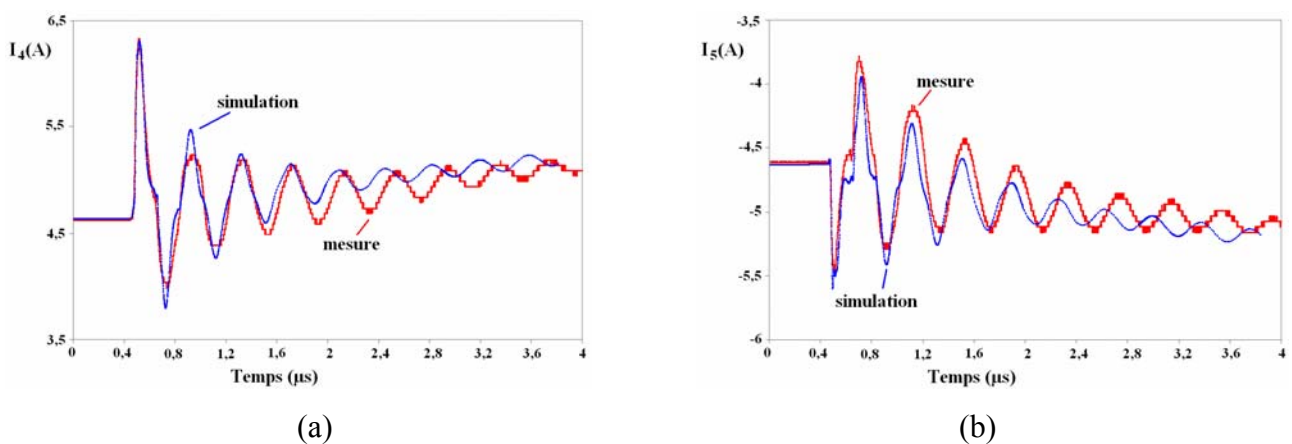


Figure II. 72 : Courants de mode différentiel à la sortie du câble

La Figure II. 73 représente l'évolution de la tension entre les bornes 1 et 2 du moteur. Les amplitudes mesurée et simulée de la première oscillation sont toutes deux égales à 170V.

Mais il y a toujours un décalage sur la fréquence de l'oscillation et un amortissement des amplitudes plus important pour le résultat de simulation.

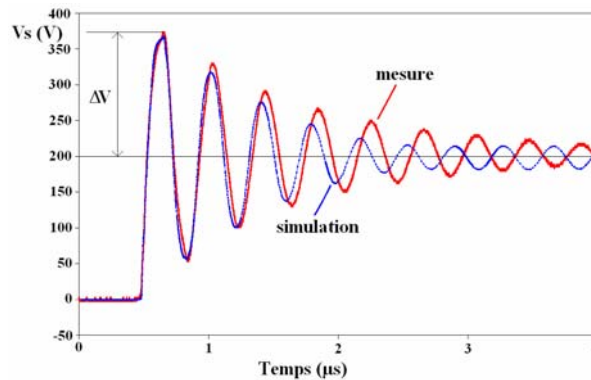


Figure II. 73 : Tension entre les bornes 1 et 2 du moteur

Dans ce paragraphe, les modèles de câbles non blindés de 2 et 3 conducteurs ont été validés dans le domaine temporel pour des longueurs respectives de 10 et 12 mètres. Cette étape a nécessité la modélisation de chaque élément du convertisseur statique utilisé, c'est-à-dire le hacheur et le moteur MOT-1. Pour cela, la caractérisation des pistes du circuit de puissance a été effectuée. Une méthode de modélisation HF d'un moteur asynchrone a été proposée. Les formes d'ondes obtenues par la simulation reproduisent les mêmes phénomènes que les formes d'ondes relevées expérimentalement. Les écarts constatés entre la mesure et la simulation proviennent à la fois des erreurs de mesure (tolérance des sondes, ...), des modèles SPICE choisis pour la diode et le MOSFET, et des hypothèses simplificatrices faites pour obtenir les modèles proposés (câble, circuit de puissance et moteur).

Dans ce chapitre, nous avons d'abord proposé une méthode de modélisation d'un câble bifilaire non blindé, qui a été validée pour différentes longueurs de câble et qui peut être divisée en 3 étapes.

La première consiste à déterminer les paramètres linéiques du câble étudié. Pour cela, nous avons comparé les résultats obtenus à partir de 3 méthodes :

- Les formulations analytiques ;
- Un code de calculs éléments finis en connaissant les caractéristiques physiques et géométriques du câble ;
- Une méthode expérimentale qui nécessite un dispositif composé d'un pont d'impédance et de connexions adaptées (socket et balun). L'ensemble du dispositif de mesure doit être compensé correctement, en tenant compte de l'erreur de mesure en fonction de la fréquence.

La seconde étape consiste à modéliser l'évolution de la résistance et de la conductance linéiques du conducteur en fonction de la fréquence à partir de réseaux en échelle. Les paramètres de ces réseaux sont déterminés à partir de relevés expérimentaux ainsi que de calculs par la méthode des éléments finis. Les résultats obtenus sont insérés dans le logiciel APLAC qui détermine les différentes valeurs des éléments des réseaux R-L (pour la résistance linéique) et R-C (pour la conductance).

La troisième et dernière étape consiste à assembler le modèle composé de 32 cellules élémentaires par unité de longueur et à l'appliquer à la longueur du câble.

Cette méthode de modélisation a été appliquée à un câble non blindé de 3 conducteurs. La détermination des paramètres linéiques du câble non blindé de 3 conducteurs a été effectuée de la même façon que pour le câble bifilaire non blindé. Toutefois, il a été nécessaire de prendre en compte l'évolution de l'inductance linéique en fonction de la fréquence (qui n'était pas nécessaire pour le câble bifilaire non blindé). A cet effet, une

méthode de modélisation a été proposée. Cette méthode utilise un réseau R-L dont les paramètres sont déterminés avec le logiciel APLAC à partir d'une courbe d'évolution tracée avec le code de calculs éléments finis FEMM. Les résultats obtenus avec le modèle du câble proposé ont permis de valider ce modèle dans le domaine fréquentiel pour des longueurs allant jusqu'à 12 mètres.

La validation dans le domaine temporel a été réalisée en insérant les câbles dans un système composé d'un hacheur série et d'une charge inductive pour laquelle nous avons utilisé un moteur asynchrone triphasé entre deux bornes. Nous avons proposé un modèle HF pour le hacheur et le moteur afin de simuler l'ensemble et de comparer les résultats de simulation aux relevés expérimentaux. Les résultats de simulation reproduisent avec une bonne concordance l'amplitude et la durée des premières oscillations des courants de mode commun et de mode différentiel, ainsi que celles de la tension de mode différentiel à la sortie du câble, ce qui permet de valider nos modèles de câbles mais aussi les modèles HF du hacheur et du moteur.



Chapitre III :  
MODELISATION DES CABLES D'ENERGIE  
BLINDES



La méthode de modélisation des câbles d'énergie présentée dans le chapitre précédent a été validée pour des câbles non blindés de deux et trois conducteurs dans les domaines fréquentiel et temporel. Pour des applications utilisant des convertisseurs d'électronique de puissance, lorsque les câbles d'énergie reliant le convertisseur à la charge dépassent la dizaine de mètres, l'utilisation de câbles blindés est nécessaire afin d'éviter les émissions rayonnées.

Dans les deux premières parties de ce chapitre, nous appliquerons la méthode présentée précédemment pour modéliser des câbles d'énergie blindés. Nous commencerons par la modélisation d'un câble bifilaire blindé, puis nous appliquerons la même démarche pour un câble blindé de 4 conducteurs. Nous déterminerons les paramètres linéiques de ces câbles à l'aide de 3 méthodes : formulations analytiques, méthode des éléments finis et relevés expérimentaux. Pour la modélisation des câbles blindés, la plupart des références considèrent le blindage comme un conducteur idéal [24] [34] [52]. C'est ce que nous allons utiliser dans le cadre de notre travail. Nous avons également négligé la capacité de blindage par rapport au plan de masse car sa valeur dépend de la façon dont le câble est disposé au dessus du plan.

Enfin, dans la dernière partie de ce chapitre, nous validerons les modèles de câbles proposés dans le domaine temporel. Pour cela, nous alimenterons le câble bifilaire à partir du hacheur utilisé dans le chapitre II ; l'autre extrémité du câble sera reliée à un moteur (MOT-2) pour lequel nous proposerons deux méthodes de modélisation HF. Le câble blindé de 4 conducteurs sera utilisé dans un variateur de vitesse complet comprenant un onduleur triphasé, que nous modéliserons, et le même moteur (MOT-2).



## 1 Câble bifilaire blindé

Dans cette partie, nous appliquons à un câble bifilaire blindé la démarche mise au point lors de la modélisation des câbles d'énergie non blindés. Pour cela, nous commençons par déterminer les paramètres linéiques de ce câble par les 3 méthodes utilisées précédemment, puis nous modélisons l'évolution de chaque paramètre en fonction de la fréquence.

Pour les capacités et les conductances nous avons distingué les éléments inter-conducteurs et les éléments entre un conducteur et le blindage. Le modèle proposé du câble bifilaire blindé sera validé dans le domaine fréquentiel.

### 1.1 Caractérisation du câble bifilaire blindé

Le câble étudié est composé de deux conducteurs de section  $1,5\text{mm}^2$  enrobés de PVC et entourés d'un blindage tressé. L'ensemble est disposé à l'intérieur d'une gaine en PVC comme le montre la Figure III. 1. La section du câble est ovale, ce qui peut être dû aux faibles épaisseurs du blindage et du PVC. Les caractéristiques géométriques présentées sont donc approximatives car il est très difficile de mesurer correctement ces épaisseurs.

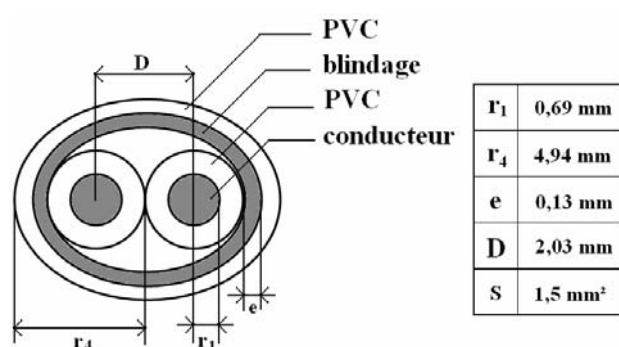


Figure III. 1 : Caractéristiques géométriques du câble bifilaire blindé

Le modèle choisi pour le câble bifilaire blindé est représenté sur la Figure III. 2.

Chaque conducteur est modélisé par une résistance (R) et une inductance (L) linéiques. Entre ces conducteurs, nous avons placé une capacité ( $C_i$ ) et une conductance ( $G_i$ ) linéiques. De plus, nous avons placé, entre chacun des conducteurs et le blindage, une capacité ( $C_b$ ) et une conductance ( $G_b$ ) linéiques. Le couplage inductif entre chaque conducteur est représenté par un coefficient de couplage K.

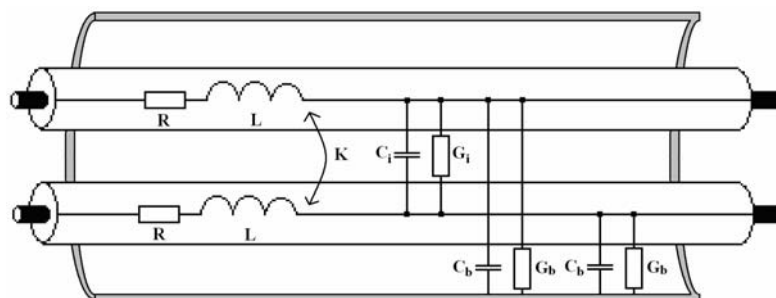


Figure III. 2 : Modèle RLCG du câble bifilaire blindé

## 1.2 Détermination des paramètres linéiques en basse fréquence

Pour déterminer les paramètres linéiques du câble bifilaire blindé, nous utilisons les 3 méthodes qui ont été appliquées dans l'étude des câbles non blindés. L'ensemble des paramètres du câble sont déterminés à la fréquence de 500kHz.

### 1.2.1 Détermination des paramètres linéiques du câble bifilaire blindé à l'aide de formulations analytiques

Les valeurs des différentes caractéristiques géométriques et physiques du câble (Figure III. 1), qui seront utilisées pour les applications numériques, sont regroupées dans le tableau suivant :

Paramètres	$r_1$	D	$\mu_r$	$\epsilon_r$	$\sigma$	$\rho$
Valeurs	0,69mm	2,03mm	1	4,4	46MS/m	$2,18 \cdot 10^{-8} \Omega/m$

Tableau III. 1 : Caractéristiques géométriques et physiques du câble

Les applications numériques des différentes formulations analytiques présentées dans le Tableau I. 2 (chapitre I) sont regroupées dans le Tableau III. 2.

Grandeurs	formulations	valeurs
Résistance linéique	$R = \rho \frac{\ell}{\pi \left[ r_1^2 - \left( r_1 - \frac{1}{\sqrt{\pi \mu \sigma f}} \right)^2 \right]}$	51,8mΩ/m
Inductance linéique	$L = L_{ii} = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{3D}{4r_1}\right)$ $L_{ij} = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{25}{4}}\right)$ $K = \frac{L_{ii}}{L_{ij}}$	L=159nH/m  K=0,28
Capacité linéique entre un conducteur et le blindage	$C_b = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{15D}{16r_1}\right)}$	107pF/m
Capacité linéique inter conducteurs	$C_i = C_b \frac{\ln\left(\frac{5}{4}\right)}{\ln\left(\frac{3D}{5r_1}\right)}$	31,3pF/m
Conductance linéique entre un conducteur et le blindage	$G_b = C_b \omega \tan \delta$ <p>Avec <math>\tan \delta = 5,01 \cdot 10^{-2}</math> (valeur issue des mesures)</p>	16,9μS/m
Conductance linéique inter conducteurs	$G_i = C_i \omega \tan \delta$ <p>Avec <math>\tan \delta = 5,01 \cdot 10^{-2}</math> (valeur issue des mesures)</p>	4,93μS/m

Tableau III. 2 : Formulations utilisées pour déterminer les paramètres linéiques du câble

### 1.2.2 Détermination des paramètres linéiques du câble par la méthode des éléments finis

La détermination des paramètres du câble bifilaire blindé a été réalisée à l'aide du code de calcul éléments finis « FEMM ». La procédure utilisée pour modéliser le câble est la même que celle utilisée pour le câble bifilaire non blindé (II.1.2.2).

Nous faisons l'hypothèse que la perméabilité relative du PVC est égale à celle de l'air, c'est-à-dire 1. Nous utilisons la permittivité du PVC fournie par le constructeur (NEXANS) qui est d'environ 4,4. N'ayant pas d'autres informations sur l'évolution de la permittivité relative du PVC en fonction de la fréquence, nous considérerons que  $\epsilon_r = \text{cte} = 4,4$ .

Nous déterminons les paramètres linéiques du câble bifilaire blindé en utilisant les configurations qui seront réalisées lors des relevés expérimentaux. Nous utilisons une configuration de mode commun (2 conducteurs retour par le blindage) et une configuration de mode différentiel (1 conducteur retour par l'autre conducteur) avec le câble en court-circuit puis en circuit ouvert.

Les différentes valeurs des paramètres linéiques du câble obtenues avec FEMM pour les deux configurations (mode commun et mode différentiel) sont représentées dans le Tableau III. 3.

Eléments	R (mΩ/m)	L (nH/m)	K	C <sub>i</sub> (pF/m)	C <sub>b</sub> (pF/m)
Logiciel FEMM	100	234	0,074	20,4	108

Tableau III. 3 : Valeurs calculées avec le logiciel FEMM

Comme pour les câbles non blindés, le logiciel FEMM ne nous permet pas d'obtenir les différentes conductances.

### 1.2.3 Détermination expérimentale des paramètres linéiques du câble

Lors de nos relevés expérimentaux, nous avons relevé que la connectique (même compensée) influence la précision de la mesure et principalement la résistance de contact. Dans le but de rendre la résistance de contact négligeable devant la résistance mesurée, nous avons effectué la mesure des paramètres R, L, C et G sur un échantillon de câble supérieur à 1 mètre. Pour le câble bifilaire blindé, nous avons utilisé un échantillon de 10 mètres. Les valeurs mesurées seront alors divisées par 10 afin d'obtenir les paramètres linéiques du câble.

Le modèle représenté sur la Figure III. 2 comporte une capacité et une conductance inter-conducteurs (C<sub>i</sub> et G<sub>i</sub>) mais également une capacité et une conductance entre chaque conducteur et le blindage (C<sub>b</sub> et G<sub>b</sub>). Il est donc indispensable d'effectuer deux mesures dans

deux configurations distinctes afin de dissocier les différents éléments. Nous avons utilisé une configuration de mode commun (Figure III. 3 a) dans laquelle les conducteurs sont en parallèle, le retour se faisant par le blindage, et une configuration de mode différentiel (Figure III. 3 b) dans laquelle le blindage n'est pas relié.

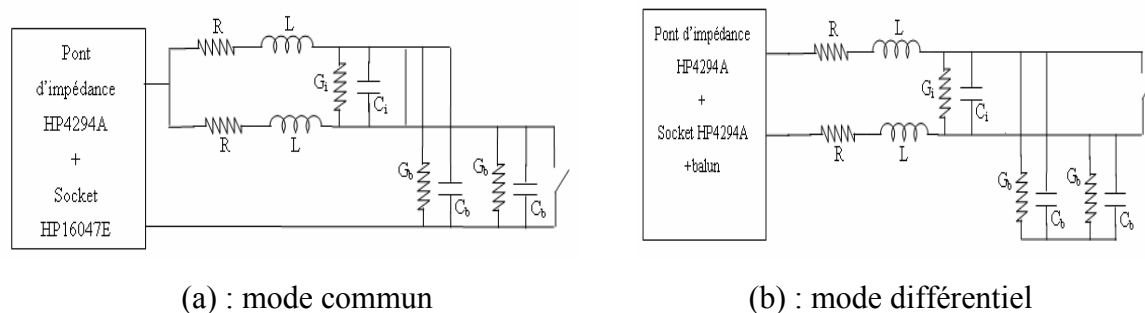


Figure III. 3 : Configurations de mesure utilisées pour la détermination des paramètres linéiques du câble

Pour chaque configuration, nous avons effectué un essai en court-circuit et un essai en circuit ouvert. Les mesures dans la configuration de mode commun sont effectuées sans balun car la configuration de mesure adoptée est asymétrique (I.3.3.1). Par contre, le balun est indispensable pour les mesures en mode différentiel. Pour ces essais, les différents paramètres du câble sont déterminés à la fréquence de 500kHz.

### 1.2.3.1 Configuration de mode commun

Les essais du câble dans cette configuration permettent d'obtenir une première série de mesures que nous indiquerons « mesure MC ». Les résultats de mesure sont donnés dans le tableau suivant :

Essai en CC		Essai en CO	
$R_{\text{mesure MC}}$	62,5mΩ/m	$G_{\text{mesure MC}}$	42,2μS/m
$L_{\text{mesure MC}}$	141nH/m	$C_{\text{mesure MC}}$	268pF/m

Tableau III. 4 : Résultats de mesure des paramètres linéiques dans la configuration de mode commun

### 1.2.3.2 Configuration de mode différentiel

Les paramètres du câble obtenus dans cette configuration de mode différentiel, que nous indiquerons « mesure MD », ont également été déterminés à partir de 2 essais. Les résultats de mesure sont présentés dans le Tableau III. 5.

Essai en CC		Essai en CO	
$R_{\text{mesure MD}}$	218mΩ/m	$G_{\text{mesure MD}}$	11,5μS/m
$L_{\text{mesure MD}}$	475nH/m	$C_{\text{mesure MD}}$	81,4pF/m

Tableau III. 5: Résultats de mesure des paramètres linéiques dans la configuration de mode différentiel

### 1.2.3.3 Calcul des différents paramètres linéiques du câble étudié

Partant des résultats de mesure du câble dans les configurations de mode commun et de mode différentiel, nous pouvons déterminer les différents paramètres du câble.

- Détermination de la résistance  $R$

La résistance linéique du câble peut être déterminée à partir de l'essai de mode commun dont la valeur est donnée par :

$$R = 2 R_{\text{mesure MC}} \quad (\text{III. 1})$$

ou à partir de l'essai de mode différentiel dont la valeur est déterminée par :

$$R = \frac{R_{\text{mesure MD}}}{2} \quad (\text{III. 2})$$

L'équation (III. 1) donne une résistance linéique de 125 mΩ/m et l'équation (III. 2) donne une valeur de 109 mΩ/m. Dans la suite de notre travail, nous garderons la valeur obtenue à partir de l'essai de mode commun (125mΩ/m), car cette mesure est réalisée sans l'utilisation du balun.

• Détermination de l'inductance linéique  $L$  et du coefficient de couplage inductif  $K$

Pour le calcul de l'inductance et du coefficient de couplage inductif  $K$ , nous considérerons que les conducteurs sont équivalents à des inductances bobinées orientées dans le sens entrant [52] comme le montre la Figure III. 4.



Figure III. 4 : Inductances des conducteurs dans les configurations de mode commun et de mode différentiel

Les inductances mesurées dans les configurations de mode commun et de mode différentiel nous permettent de déterminer l'inductance linéique et le coefficient de couplage inductif  $K$  à l'aide des équations suivantes :

$$\begin{cases} L_{\text{mesure MC}} = \frac{L}{2} (1 + K) \\ L_{\text{mesure MD}} = 2 L (1 - K) \end{cases} \quad (\text{III. 3})$$

Soit :

$$\begin{cases} L = \frac{1}{4} (4 L_{\text{mesure MC}} + L_{\text{mesure MD}}) \\ K = \frac{4 L_{\text{mesure MC}} - L_{\text{mesure MD}}}{4 L_{\text{mesure MC}} + L_{\text{mesure MD}}} \end{cases} \quad (\text{III. 4})$$

Les applications numériques des équations (III. 4) donnent les résultats suivants :

L	260nH/m
K	$8,57 \cdot 10^{-2}$

- Détermination de la capacité  $C_b$  et de la conductance  $G_b$  entre un conducteur et le blindage

La capacité  $C_b$  et la conductance  $G_b$  linéiques sont déterminées à partir d'un essai du câble en circuit ouvert dans la configuration de mode commun (Figure III. 3) par les relations suivantes :

$$C_b = \frac{C_{mesure MC}}{2} = 134 pF / m \quad (III. 5)$$

$$G_b = \frac{G_{mesure MC}}{2} = 21,1 \mu S / m \quad (III. 6)$$

- Détermination de la capacité inter conducteurs  $C_i$

La capacité inter conducteurs  $C_i$  s'exprime en fonction de la capacité  $C_{mesure MD}$  et de la capacité  $C_b$  par la relation :

$$C_i = C_{mesure MD} - \frac{C_b}{2} = 17,1 pF / m \quad (III. 7)$$

- Détermination de la conductance inter conducteurs  $G_i$

Les mesures de résistance et de conductance à l'aide du pont d'impédance et d'un balun sont entachées d'erreurs dues à la connectique ; nous n'utiliserons donc pas cette méthode pour déterminer la conductance  $G_i$ . Sachant que la conductance et la capacité sont liées par la relation (III. 8), nous déterminerons le terme «  $\tan \delta$  » correspondant à l'angle de pertes dans le diélectrique à l'aide des valeurs de  $C_b$  et  $G_b$  déterminées précédemment.

$$G_b = C_b \omega \tan \delta \quad \text{avec } \omega = 2 \pi f \quad (III. 8)$$

Soit :  $\tan \delta = 0,050122$ .

Le PVC étant le même entre deux conducteurs et entre un conducteur et le blindage, nous considérons que le terme «  $\tan \delta$  » qui relie  $G_i$  à  $C_i$  est identique. Nous déterminerons la conductance  $G_i$  à partir de la capacité  $C_i$  obtenue précédemment.

$$G_i = C_i \omega \tan \delta = 2,69 \mu S / m \quad (III. 9)$$



L'ensemble des résultats de ces 3 méthodes a été regroupé dans le Tableau II. 18 :

Eléments	Formulations analytiques	Logiciel FEMM	Mesure	Ecart entre Mesure et Formulations analytiques (%)	Ecart entre Mesure et FEMM (%)
R (mΩ/m)	51,8	100	125	58,6	20
L (nH/m)	159	234	260	38,8	9,7
K	0,28	0,074	0,085	229	12,9
C <sub>i</sub> (pF/m)	31,3	20,4	17,1	83	19,3
G <sub>i</sub> (μS/m)	4,9	-	2,69	82,2	-
C <sub>b</sub> (pF/m)	107	108	134	19,9	19,3
G <sub>b</sub> (μS/m)	16,9	-	21,1	19,9	-

Tableau II. 18 : Comparaison des valeurs mesurées et obtenues avec les formulations analytiques et le logiciel FEMM

Les valeurs des paramètres obtenues à partir des formulations analytiques sont très éloignées de celles obtenues à partir des résultats expérimentaux. Une partie de cet écart peut être expliquée par le fait que ces formulations utilisent des hypothèses simplificatrices (câble parfaitement cylindrique, conducteur massif, valeur de la permittivité du PVC, ...) qui ne sont apparemment pas applicables au câble étudié.

La précision sur les valeurs des paramètres linéiques déterminées par FEMM est directement liée à celle des paramètres géométriques du câble. Une faible variation de l'épaisseur de l'isolant du conducteur intervient directement sur les paramètres calculés.

Comme le but est de comparer les résultats de simulations aux relevés expérimentaux, nous utiliserons pour les paramètres, les valeurs déterminées à partir des mesures. Les deux autres méthodes ont été utilisées pour estimer dans quelle mesure il était possible de déterminer les paramètres lorsque les conditions ne permettent pas d'effectuer des relevés expérimentaux. Devant les écarts constatés entre les résultats obtenus, il ressort que ces deux méthodes ne sont pas directement applicables sous cette forme.

### 1.3 Modèle à paramètres linéiques variables

Nous proposons de modéliser l'évolution de chaque paramètre en fonction de la fréquence à l'aide de réseaux R-L ou R-C que nous avons présentés dans l'étude des câbles non blindés.

Pour déterminer l'évolution des paramètres linéiques en fonction de la fréquence, nous avons utilisé le pont d'impédance. Cependant, la mesure n'est représentative que pour des fréquences inférieures au dixième de la première fréquence de résonance (II.1.2.3). Or pour l'échantillon de câble de 10 mètres cette première fréquence est d'environ 4,5MHz ce qui limite la bande de fréquence à 100kHz – 450kHz. Les essais ont été effectués en mode commun pour s'affranchir du balun, et nous avons pris un échantillon de 10cm : ceci porte la limite haute de la bande de fréquence à 45MHz. Pour l'étude des perturbations conduites, cette bande de fréquence est largement suffisante. Dans la suite de cette étude, on se limitera à la fréquence de 40MHz. A partir de ces relevés, nous réaliserons des homothéties dont les valeurs de références sont celles mesurées à la fréquence de 500kHz comme le montre la Figure III. 5.

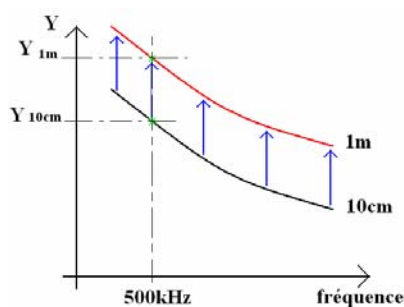


Figure III. 5 : Homothétie réalisée afin d'obtenir l'évolution de la grandeur  $Y(f)$  pour une longueur de 1 mètre

Afin de simplifier la représentation du modèle global du câble, nous avons regroupé les paramètres linéiques en impédances longitudinales  $Z_L$  qui incluent les paramètres  $R$  et  $L$ , et transversales  $Z_{Ti}$  et  $Z_{Tb}$  rassemblant respectivement les paramètres  $(C_i, G_i)$  et  $(C_b, G_b)$ .

### 1.3.1 Modélisation de la variation de l'impédance longitudinale $Z_L$

Le circuit électrique équivalent permettant de modéliser l'évolution de l'impédance  $Z_L$  est composé de 2 réseaux R-L en échelle : un modélisant l'évolution de la résistance en fonction de la fréquence, et l'autre l'évolution de l'inductance. La Figure III. 6 représente une comparaison de l'évolution de la résistance et de l'inductance linéiques d'un conducteur mesurées à celle obtenue avec les réseaux R-L dont les valeurs ont été déterminées à l'aide du logiciel APLAC.

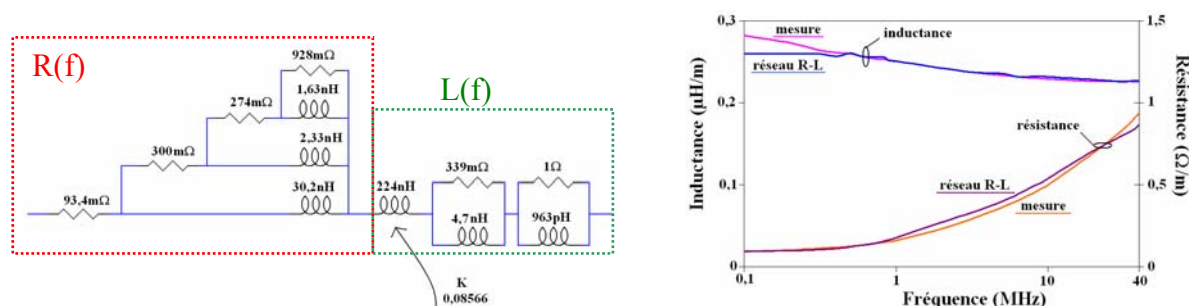


Figure III. 6 : Réseaux R-L et évolution de la résistance et de l'inductance linéiques d'un conducteur en fonction de la fréquence

L'écart constaté sur l'évolution de l'inductance en basse fréquence entre la mesure et le résultat de simulation du réseau R-L est dû à la simplicité du circuit utilisé. Pour la résistance l'écart ne dépasse pas 23% sur toute la bande de fréquence.

### 1.3.2 Modélisation de la variation de l'impédance transversale inter conducteurs

$$Z_{Ti}$$

Le circuit électrique équivalent permettant de modéliser les évolutions des paramètres  $C_i$  et  $G_i$  est constitué de 2 réseaux R-C en échelle : l'un permet de modéliser l'évolution de la conductance en fonction de la fréquence, et l'autre l'évolution de la capacité. La Figure III. 7 permet de comparer les évolutions simulées et mesurées de la conductance et de la capacité linéiques inter conducteurs en fonction de la fréquence.

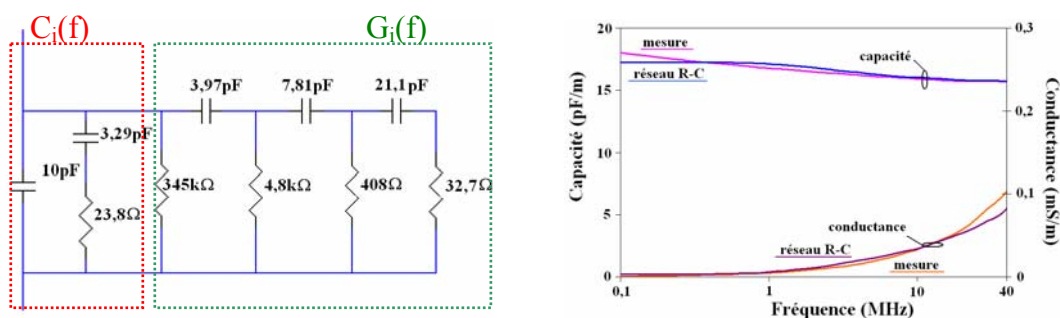


Figure III. 7 : Réseaux R-C et évolution de la conductance et de la capacité linéique inter conducteurs en fonction de la fréquence

La détermination des différents éléments du circuit R-C a été réalisée de la même manière que précédemment. Nous constatons, ici encore, un écart en basse fréquence sur la capacité, et un écart sur le reste de la courbe ne dépassant pas 20% entre les évolutions des paramètres  $G_i$  et  $C_i$  en fonction de la fréquence et le résultat de simulation du circuit électrique équivalent à cette impédance transversale inter conducteurs.

### 1.3.3 Modélisation de la variation de l'impédance transversale entre chaque conducteur et le blindage $Z_{Tb}$

Nous avons utilisé la même démarche que pour l'impédance transversale inter conducteurs  $Z_{Ti}$  pour modéliser l'évolution de la conductance et de la capacité linéiques entre chaque conducteur et le blindage en fonction de la fréquence. La Figure III. 8 compare l'évolution des paramètres  $C_b$  et  $G_b$  mesurés au résultat de simulation du circuit R-C électrique équivalent.

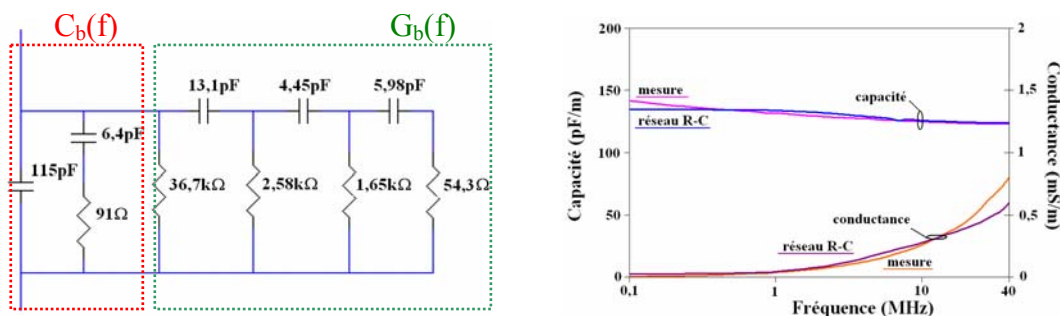


Figure III. 8 : Réseaux R-C et évolution de la conductance et de la capacité linéiques entre chaque conducteur et le blindage en fonction de la fréquence

Nous constatons, également un écart en basse fréquence pour  $C_b$  et un écart maximal de 20% entre les évolutions des paramètres  $G_b$  et  $C_b$  en fonction de la fréquence, et le résultat de simulation du circuit électrique équivalent à cette impédance transversale  $Z_{Tb}$ .

### 1.3.4 Cellule élémentaire du modèle du câble

Afin de réduire les temps de simulation, en prévision des essais sur des longueurs de câble plus importantes, nous avons représenté chaque tronçon de 10 mètres de câble par 32 cellules élémentaires. Une cellule élémentaire ( $1/32^{\text{ième}}$ ) du modèle du câble bifilaire blindé étudié est représentée sur la Figure III. 9.

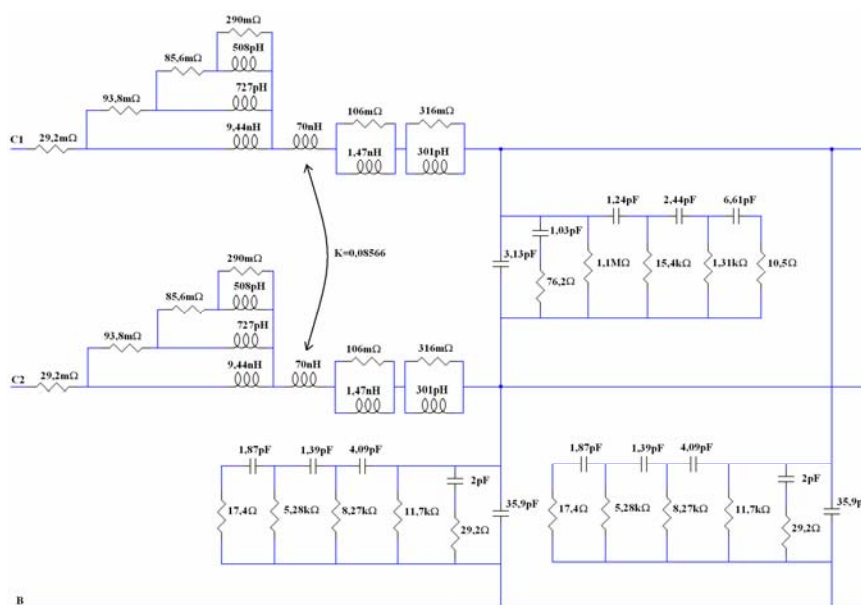


Figure III. 9 : Cellule élémentaire du modèle de câble bifilaire blindé ( $1/32^{\text{ième}}$ )

## 1.4 Validation du modèle de câble dans le domaine fréquentiel

La validation dans le domaine fréquentiel du modèle du câble bifilaire blindé est effectuée sur une longueur de 10 mètres pour une configuration de mode commun et une configuration de mode différentiel pour des essais du câble en court-circuit puis en circuit ouvert (Figure III. 3).

### 1.4.1 Essai du câble en mode commun

Pour valider le modèle de câble en mode commun, nous avons utilisé la configuration représentée sur la Figure III. 3a. Les évolutions du module et de la phase du câble dans cette configuration pour les essais en court-circuit et en circuit ouvert sont représentées sur la Figure III. 10.

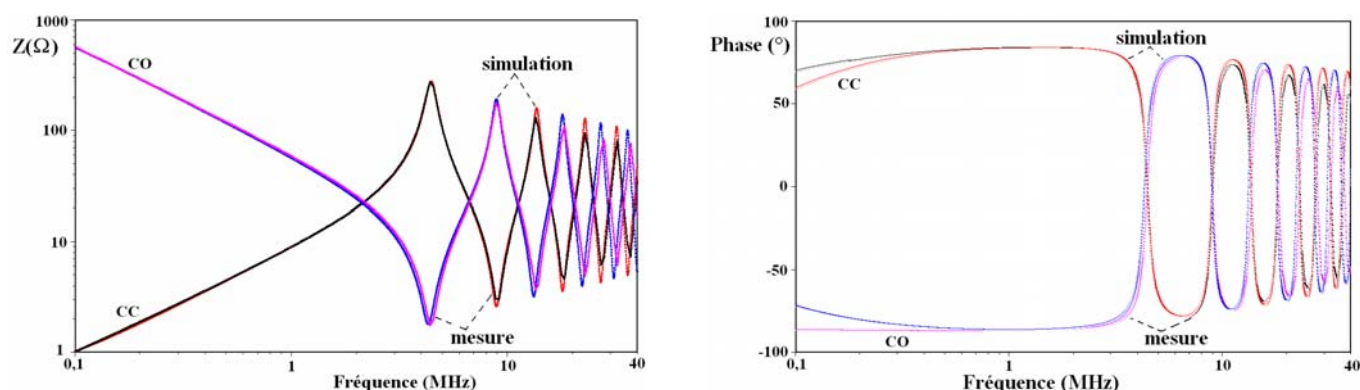


Figure III. 10 : Evolutions de l'impédance et de la phase du câble bifilaire blindé de 10 mètres pour les essais en court-circuit (CC) et en circuit ouvert (CO)

Les écarts en fréquence et en amplitude aux fréquences de résonances sont regroupés dans le tableau suivant :

	Court-Circuit				Circuit Ouvert			
	$f_a$ (MHz)	$ Z _{fa}$ ( $\Omega$ )	$f_{02}$ (MHz)	$ Z _{f02}$ ( $\Omega$ )	$f_0$ (MHz)	$ Z _{f0}$ ( $\Omega$ )	$f_{a2}$ (MHz)	$ Z _{fa2}$ ( $\Omega$ )
Mesure	4,40	274	9,14	3,01	4,40	1,76	8,85	175
Simulation	4,45	278	8,91	2,59	4,31	1,79	8,91	191
<i>Ecart (%)</i>	<i>1,16</i>	<i>1,42</i>	<i>2,5</i>	<i>13,9</i>	<i>2,05</i>	<i>1,73</i>	<i>0,69</i>	<i>9,28</i>

Tableau III. 6 : Comparaison des valeurs mesurées et simulées dans la configuration de mode commun

### 1.4.2 Essai du câble en mode différentiel

Pour réaliser cet essai, nous avons utilisé le câble dans la configuration de la Figure III. 3b. L'évolution du module et de la phase du câble dans la configuration de mode différentiel pour les essais en court-circuit et en circuit ouvert est représentée sur la Figure III. 11. En basse fréquence, le décalage entre la mesure et la simulation, pour la configuration du câble

en circuit ouvert, est identique à celui observé lors des études précédentes. Cet écart est attribué à la difficulté de compensation du balun associé au pont d'impédance en basse fréquence et à l'écart des paramètres L et C des réseaux R-L et R-C en basse fréquence.

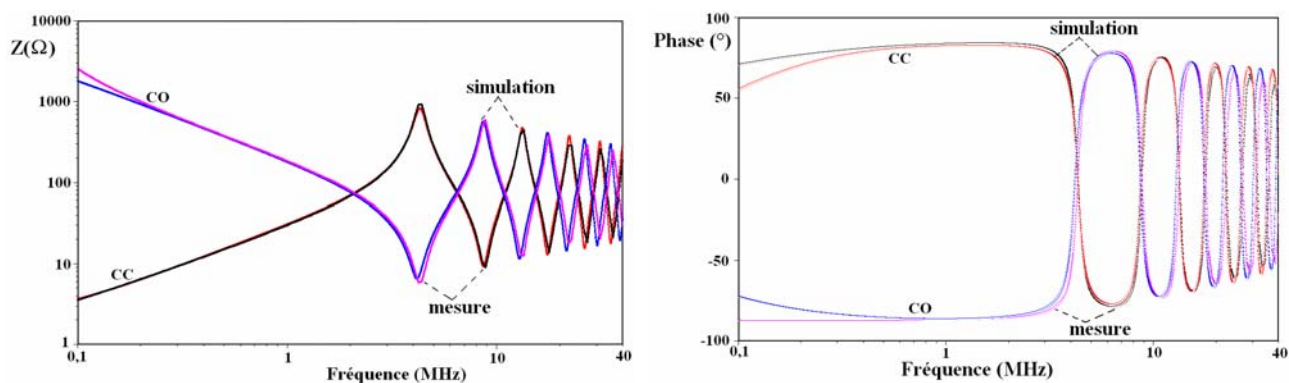


Figure III. 11 : Evolutions de l'impédance et de la phase du câble bifilaire blindé de 10 mètres pour les essais en court-circuit (CC) et en circuit ouvert (CO)

Les écarts en fréquence et en amplitude aux fréquences de résonances sont regroupés dans le tableau suivant :

	Court-circuit				Circuit ouvert			
	$f_a$ (MHz)	$ Z _{f_a}$ ( $\Omega$ )	$f_{02}$ (MHz)	$ Z _{f_{02}}$ ( $\Omega$ )	$f_0$ (MHz)	$ Z _{f_0}$ ( $\Omega$ )	$f_{a2}$ (MHz)	$ Z _{f_{a2}}$ ( $\Omega$ )
Mesure	4,31	923	8,83	8,96	4,25	5,83	8,83	593
Simulation	4,31	826	8,63	9,38	4,17	6,55	8,63	571
<i>Ecart (%)</i>	<i>0,00</i>	<i>10,1</i>	<i>2,28</i>	<i>4,65</i>	<i>1,83</i>	<i>12,5</i>	<i>2,28</i>	<i>3,64</i>

Tableau III. 7 : Comparaison des valeurs mesurées et simulées dans la configuration de mode différentiel

Le modèle proposé du câble bifilaire blindé étant validé dans le domaine fréquentiel, nous allons appliquer cette même démarche afin de modéliser un câble blindé de 4 conducteurs.

## 2 Câble blindé de 4 conducteurs

Nous venons de voir que la méthode de modélisation des câbles d'énergie non blindés peut être appliquée aux câbles d'énergie blindés à condition d'adapter cette méthode en utilisant un coefficient de couplage inductif entre les conducteurs, et en distinguant les impédances transversales inter conducteurs et entre chaque conducteur et le blindage.

Pour le câble blindé de 4 conducteurs, en plus de l'hypothèse qui consiste à assimiler le blindage à un conducteur parfait, nous avons considéré le câble comme parfaitement symétrique, c'est-à-dire que les couplages inductifs et capacitifs entre les conducteurs croisés et adjacents sont identiques.

### 2.1 Caractérisation du câble blindé de 4 conducteurs

Le câble étudié est composé de quatre conducteurs de section  $1,5\text{mm}^2$ . Les quatre conducteurs sont enrobés dans du PVC et maintenus ensemble grâce à un film plastique autour duquel un blindage tressé a été déposé. L'ensemble est disposé à l'intérieur d'une gaine en PVC comme le montre la Figure III. 12. Comme pour le câble bifilaire blindé, la mesure de l'épaisseur du blindage reste approximative.

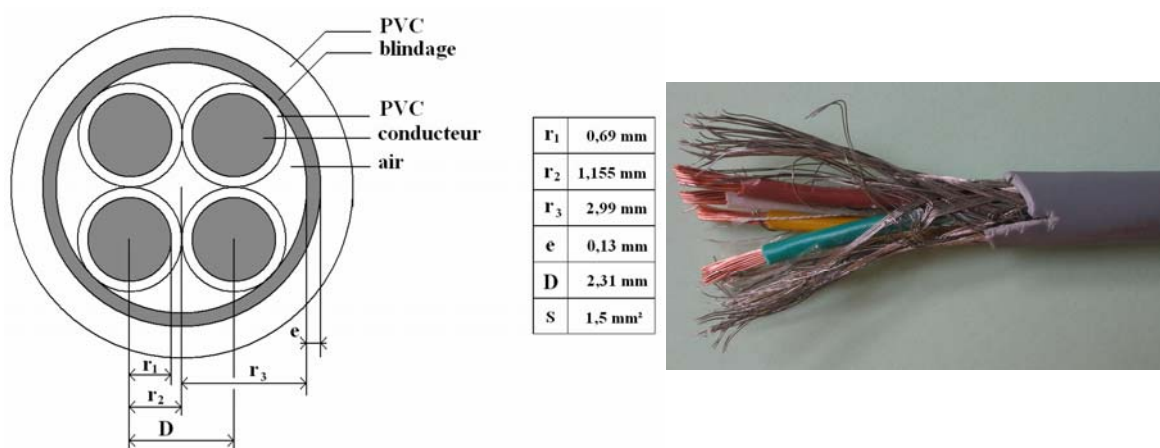


Figure III. 12 : Caractéristiques géométriques du câble blindé de 4 conducteurs



Pour modéliser le câble blindé de 4 conducteurs, nous avons utilisé un modèle à constantes localisées dont la cellule élémentaire est représentée sur la Figure III. 13. Les paramètres linéiques du câble peuvent être représentés par les impédances suivantes :

- 4 impédances longitudinales  $Z_L$  représentant la résistance (R) et l'inductance (L) linéiques de chaque conducteur ;
- 6 impédances transversales  $Z_{Ti}$  représentant la conductance ( $G_i$ ) et la capacité ( $C_i$ ) linéiques entre chaque paire de conducteurs ;
- 4 impédances transversales  $Z_{Tb}$  représentant la conductance ( $G_b$ ) et la capacité ( $C_b$ ) entre chaque conducteur et le blindage.

De plus, ce modèle comporte 6 couplages inductifs K entre chaque paire de conducteurs comme le montre la Figure III. 13.

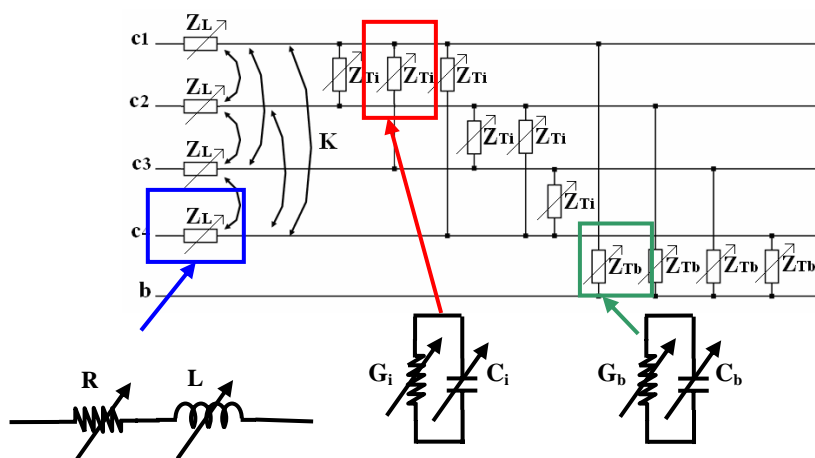


Figure III. 13 : Cellule élémentaire du modèle du câble blindé de 4 conducteurs

## 2.2 Détermination des paramètres linéiques en basse fréquence

### 2.2.1 Détermination des paramètres linéiques du câble blindé de 4 conducteurs à l'aide de formulations analytiques

La détermination des différents paramètres linéiques du câble blindé de 4 conducteurs a été réalisée à l'aide des formulations analytiques déduites de la méthode MTL [17] et présentées au chapitre I.

Les valeurs des différentes caractéristiques géométriques et physiques du câble utilisées pour les applications numériques ont été regroupées dans le tableau suivant :

Paramètres	$r_1$	$r_3$	D	$\mu_r$	$\epsilon_r$	$\sigma$	$\rho$
Valeurs	0,69mm	2,99mm	2,31mm	1	4,4	46MS/m	$2,18.10^{-8}\Omega/m$

Tableau III. 8 : Caractéristiques géométriques et physiques du câble

Les applications numériques, pour une fréquence de 500kHz, des différentes formulations analytiques présentées dans le Tableau I. 3 (chapitre I) ont été regroupées dans le Tableau III. 9.

Grandeurs	formulations	valeur
Résistance linéique	$R = \rho \frac{\ell}{\pi \left[ r_1^2 - \left( r_1 - \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma \cdot f}} \right)^2 \right]}$	51,8mΩ/m
Inductance linéique	$L = L_{ii} = \frac{\mu}{2 \pi} \ln \left( \frac{r_3^2 - 2r_2^2}{r_3 r_1} \right)$ $L_{ij} = \frac{\mu}{2 \pi} \ln \left( \frac{r_2 \sqrt{2}}{r_3} \sqrt{\frac{4 r_2^4 + r_3^4}{8 r_2^2}} \right)$ $K = \frac{L_{ii}}{L_{ij}}$	L=223nH/m  K=0,27

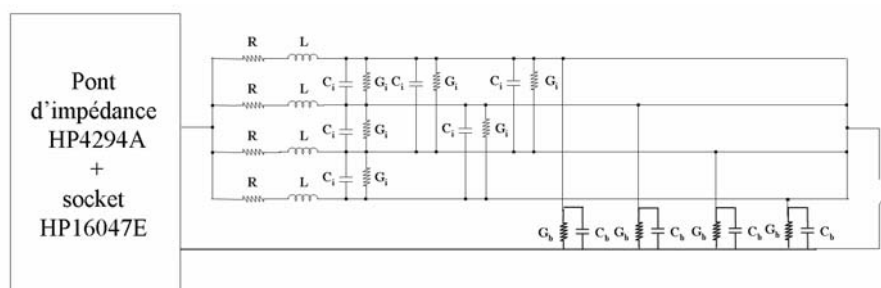
Capacités linéiques	<p>➤ entre un conducteur et le blindage</p> $C_b = C_{ii} - 3 C_{ij}$	121pF/m
	<p>➤ inter conducteurs</p> $C_i = -C_{ij}$ <p>obtenues à partir de :</p> $[C] = \mu \cdot \epsilon \cdot [L]^{-1} = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} & -C_{13} & -C_{14} \\ -C_{12} & C_{22} & -C_{23} & -C_{24} \\ -C_{13} & -C_{23} & C_{33} & -C_{34} \\ -C_{14} & -C_{24} & -C_{34} & C_{44} \end{bmatrix}$ <p>avec :</p> $[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} \\ L_{12} & L_{22} & L_{23} & L_{24} \\ L_{13} & L_{23} & L_{33} & L_{34} \\ L_{14} & L_{24} & L_{34} & L_{44} \end{bmatrix}$	44,8pF/m
Conductance linéique entre un conducteur et le blindage	$G_b = C_b \omega \tan \delta$	8,63μS/m
Conductance linéique inter conducteurs	$G_i = C_i \omega \tan \delta$	3,19μS/m

Tableau III. 9 : Formulations utilisées pour déterminer les paramètres linéiques du câble et résultats obtenus

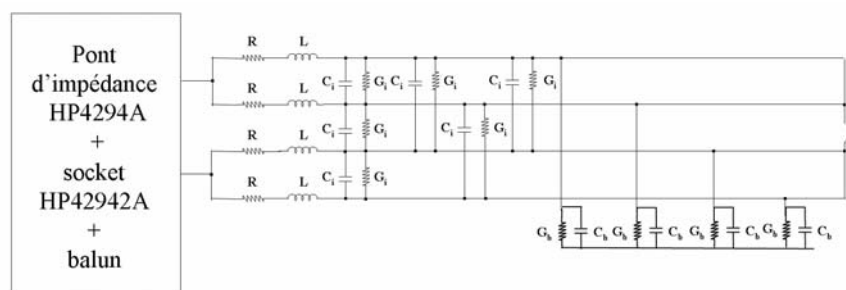
### 2.2.2 Détermination des paramètres linéiques du câble blindé de 4 conducteurs à partir d'un code de calculs éléments finis

La procédure utilisée pour modéliser le câble blindé de 4 conducteurs à l'aide d'un code de calcul éléments finis FEMM est identique à celle utilisée jusqu'ici. Ne pouvant mesurer précisément les différentes caractéristiques géométriques du câble, nous n'avons utilisé les résultats obtenus que pour estimer l'ordre de grandeur des paramètres linéiques. Afin d'extraire les paramètres, nous avons effectué deux simulations correspondant aux configurations représentées sur la Figure III. 14 :

- configuration de mode commun « 4 conducteurs retour blindage »
- configuration de mode différentiel « 2 conducteurs retour 2 conducteurs »



(a) mode commun



(b) mode différentiel

Figure III. 14 : Configurations utilisées pour la détermination des paramètres linéiques du câble

Nous avons fait les hypothèses que la permittivité relative du PVC est :  $\epsilon_r = 4,4$  et que la perméabilité du PVC est :  $\mu_r = 1$ , à la fréquence de 500kHz. Les différents paramètres linéiques du câble obtenus avec le logiciel FEMM sont représentés dans le Tableau III. 10.

Eléments	R (mΩ/m)	L (nH/m)	K	C <sub>i</sub> (pF/m)	G <sub>i</sub> (μS/m)	C <sub>b</sub> (pF/m)	G <sub>b</sub> (μS/m)
Logiciel FEMM	88	203	0,129	78,4	-	199	-

Tableau III. 10 : Valeurs calculées avec le logiciel FEMM

### 2.2.3 Détermination expérimentale des paramètres linéiques du câble

Ayant rencontré, avec un câble de 1 mètre, les mêmes problèmes de mesure des paramètres linéiques que lors de l'étude sur le câble bifilaire blindé, nous avons décidé

d'effectuer nos mesures sur un échantillon de 5 mètres. Les grandeurs mesurées seront ensuite ramenées par unité de longueur.

Pour caractériser le câble, nous avons procédé à des essais en court-circuit et en circuit ouvert dans des configurations de mode commun et de mode différentiel (Figure III. 14).

### 2.2.3.1 Configuration de mode commun

Nous avons effectué un essai du câble en court-circuit et un autre en circuit ouvert. Les valeurs mesurées sont indiquées « mesure MC ». Les mesures sont réalisées sur un câble de 5 mètres à la fréquence de 500kHz. Les résultats de mesure sont donnés dans le tableau suivant :

Essai en CC		Essai en CO	
$R_{\text{mesure MC}}$	46,9mΩ/m	$G_{\text{mesure MC}}$	36,2μS/m
$L_{\text{mesure MC}}$	82,6nH/m	$C_{\text{mesure MC}}$	509pF/m

Tableau III. 11 : Résultats de mesure des paramètres linéiques dans la configuration de mode commun

### 2.2.3.2 Configuration de mode différentiel

Les paramètres du câble obtenus dans cette configuration ont également été déterminés à partir de 2 essais. Les résultats de mesure sont présentés dans le Tableau III. 12.

Essai en CC		Essai en CO	
$R_{\text{mesure MD}}$	26,6mΩ/m	$G_{\text{mesure MD}}$	98,9μS/m
$L_{\text{mesure MD}}$	186nH/m	$C_{\text{mesure MD}}$	208pF/m

Tableau III. 12 : Résultats de mesure des paramètres linéiques dans la configuration de mode différentiel

### 2.2.3.3 Calcul des différents paramètres linéiques du câble étudié

Les paramètres  $R$ ,  $L$ ,  $K$ ,  $C_i$ ,  $G_i$ ,  $C_b$  et  $G_b$  du modèle du câble blindé de 4 conducteurs peuvent être déterminés à partir des grandeurs mesurées.

- Détermination de la résistance R

A partir des essais du câble dans les configurations de mode commun et de mode différentiel, nous avons :

$$R = 4 R_{\text{mesure MC}} \quad (\text{III. 10})$$

$$R = R_{\text{mesure MD}} \quad (\text{III. 11})$$

L'équation (III. 10) donne une résistance linéique de 188mΩ/m et l'équation (III. 11) donne une valeur de 26,6mΩ/m. Ces valeurs sont très différentes et montrent bien le problème lié à la mesure de la résistance avec le dispositif incluant le balun. Nous garderons donc la valeur issue de la mesure en mode commun soit 188mΩ/m.

- Détermination de l'inductance linéique L et du coefficient de couplage inductif K

Pour le calcul de l'inductance L et du coefficient de couplage inductif K, nous avons considéré (comme pour le câble bifilaire blindé) que les conducteurs sont équivalents à des inductances bobinées orientées dans le sens entrant (Figure III. 15).

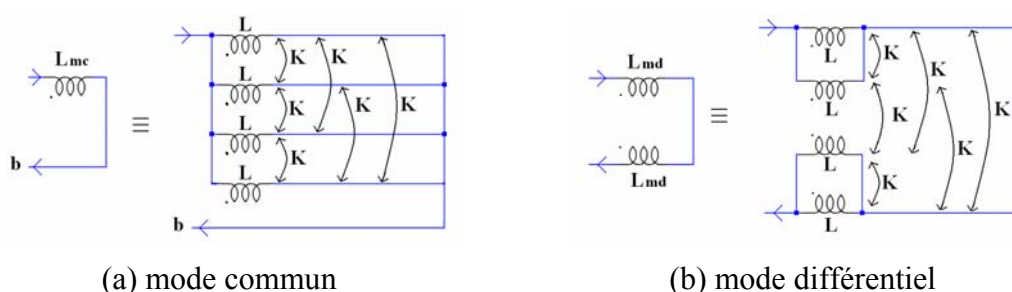


Figure III. 15 : Disposition des quatre inductances dans les configurations de mode commun et différentiel

Les valeurs de L et K peuvent être obtenues à partir des équations suivantes :

$$\begin{cases} L_{\text{mesure MC}} = \frac{L}{4} (1 + 3 K) \\ L_{\text{mesure MD}} = L (1 - K) \end{cases} \quad (\text{III. 12})$$

Soit :

$$\begin{cases} L = L_{\text{mesure MC}} + \frac{3}{4} L_{\text{mesure MD}} \\ K = \frac{4 L_{\text{mesure MC}} - L_{\text{mesure MD}}}{4 L_{\text{mesure MC}} + 3 L_{\text{mesure MD}}} \end{cases} \quad (\text{III. 13})$$

On obtient :

L	222nH/m
K	0,163

- Détermination de la capacité  $C_b$  et de la conductance  $G_b$  entre un conducteur et le blindage

La capacité et la conductance mesurées à partir de l'essai du câble en circuit ouvert dans la configuration de mode commun permettent de déterminer la capacité  $C_b$  et la conductance  $G_b$  à partir des relations :

$$C_b = \frac{C_{\text{mesure MC}}}{4} = 127\text{pF/m} \quad (\text{III. 14})$$

$$G_b = \frac{G_{\text{mesure MC}}}{4} = 9,05\mu\text{S/m} \quad (\text{III. 15})$$

- Détermination de la capacité inter conducteurs  $C_i$

La capacité inter conducteurs  $C_i$  s'exprime en fonction de la capacité  $C_{\text{mesure MD}}$  et de la capacité  $C_b$  par la relation :

$$C_{\text{mesure MD}} = 4 C_i + C_b = 20,1\text{pF/m} \quad (\text{III. 16})$$

- Détermination de la conductance inter conducteurs  $G_i$

Pour déterminer la conductance inter conducteurs  $G_i$ , nous avons procédé de la même manière que pour le câble bifilaire blindé. A partir de la relation (III. 8), nous déterminons l'angle de perte «  $\tan \delta$  » à partir des valeurs de  $C_b$  et  $G_b$ .

L'application numérique donne :  $\tan \delta = 0,022647$ .

Puis à partir de la même relation (III. 8) et de la valeur de la capacité  $C_i$ , nous calculons la valeur de la conductance inter conducteurs :  $G_i = 1,43\mu\text{S/m}$ .

Les valeurs des différents paramètres du câble sont regroupées dans le tableau suivant :

R (mΩ/m)	L (nH/m)	K	$C_i$ (pF/m)	$G_i$ (μS/m)	$C_b$ (pF/m)	$G_b$ (μS/m)
188	222	0,163	20,1	1,43	127	9,05

Tableau III. 13 : Paramètres linéiques du câble

L'ensemble des résultats obtenus à l'aide des 3 méthodes a été regroupé dans le Tableau III. 14 :

Eléments	Formulations analytiques	Logiciel FEMM	Mesure	Ecart entre Mesure et Formulations analytiques (%)	Ecart entre Mesure et FEMM (%)
R (mΩ/m)	51,8	88	187,9	72,4	53,2
L (nH/m)	223	203	222	0,5	8,6
K	0,27	0,129	0,163	65,6	20,9
$C_i$ (pF/m)	44,8	78,4	20,1	123	290
$G_i$ (μS/m)	3,19	-	1,43	123	-
$C_b$ (pF/m)	121	199	127	4,6	56,8
$G_b$ (μS/m)	8,63	-	9,05	4,6	-

Tableau III. 14 : Comparaison des valeurs mesurées et obtenues avec les formulations analytiques et le logiciel FEMM

Comme pour le câble bifilaire blindé, nous constatons des écarts significatifs entre les valeurs mesurées et calculées, qui peuvent être dus au fait que ces formulations utilisent des hypothèses simplificatrices (conducteur massif, valeur de la permittivité du PVC, position des conducteurs...) qui ne sont pas valables pour le câble étudié.

## 2.3 Modèle à paramètres variables

L'évolution des différents paramètres linéiques de ce câble en fonction de la fréquence sera modélisée à l'aide des réseaux de type R-L et R-C.



La détermination de l'évolution des paramètres linéiques du câble blindé de 4 conducteurs a été réalisée, de la même manière que pour la câble bifilaire blindé, avec un échantillon de 10cm.

### 2.3.1 Modélisation de la variation de l'impédance longitudinale $Z_L$ en fonction de la fréquence

L'impédance longitudinale inclut la résistance et l'inductance du câble (Figure III. 13). La démarche d'identification des paramètres est toujours la même :

- relevé de l'évolution de la résistance et de l'inductance du câble avec la fréquence entre 100kHz et 40MHz pour un tronçon de câble de 10cm
- translation de la courbe pour que les points à 500kHz correspondent aux valeurs linéiques mesurées au paragraphe précédent
- introduction des configurations choisies pour les réseaux R-L dans le logiciel APLAC
- calcul des valeurs des éléments des réseaux par le logiciel APLAC

La Figure III. 16 représente les réseaux R-L qui ont été choisis, et permet de comparer les résultats de mesure et de simulation obtenus pour l'évolution de la résistance et de l'inductance linéique d'un conducteur en fonction de la fréquence,

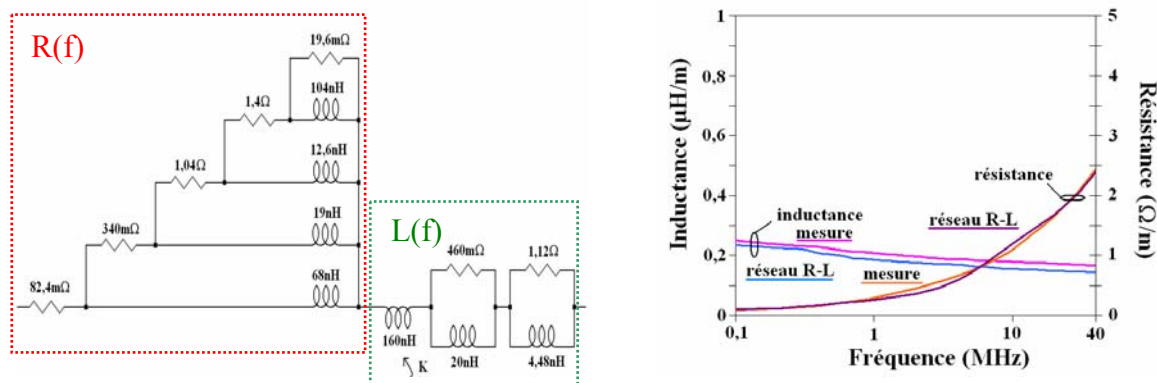


Figure III. 16 : Réseaux R-L et évolution de la résistance et de l'inductance linéique d'un conducteur en fonction de la fréquence

Sur cette figure, l'écart maximal entre les évolutions des paramètres R et L issues de la mesure et de la simulation est de 15%.

### 2.3.2 Modélisation de la variation de l'impédance transversale inter conducteurs

$$Z_{Ti}$$

L'impédance transversale  $Z_{Ti}$  représente la capacité et la conductance inter conducteurs du câble (Figure III. 13). La même démarche que pour l'impédance longitudinale a été adoptée en remplaçant les réseaux R-L par des réseaux R-C. La Figure III. 17 représente les réseaux R-C utilisés, et la comparaison entre les résultats mesurés et simulés pour les évolutions de la conductance  $G_i$  et de la capacité  $C_i$  linéiques inter conducteurs. L'écart maximal entre les différentes courbes ne dépasse pas 4%.

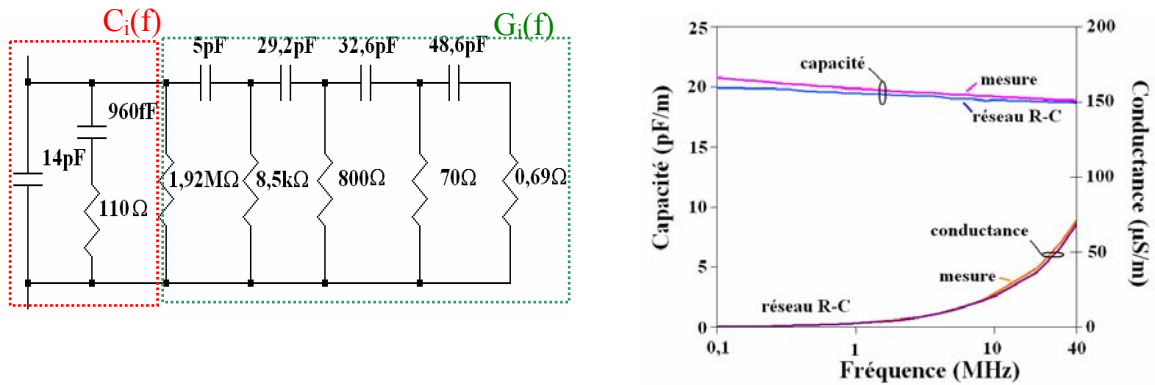


Figure III. 17 : Réseaux R-C et évolution de la conductance et de la capacité linéique entre chaque conducteur et le blindage en fonction de la fréquence

### 2.3.3 Modélisation de la variation de l'impédance transversale entre chaque conducteur et le blindage $Z_{Tb}$

L'impédance transversale  $Z_{Tb}$  représente la capacité et la conductance entre chaque conducteur et le blindage du câble (Figure III. 13). Nous avons représenté sur la Figure III. 18 les réseaux R-C utilisés ainsi que les évolutions de la conductance  $G_b$  et de la capacité  $C_b$  linéiques entre un conducteur et le blindage obtenues expérimentalement, comparées aux résultats de simulation obtenus avec les réseaux R-C, dont les valeurs des éléments ont été déterminées à l'aide du logiciel APLAC.

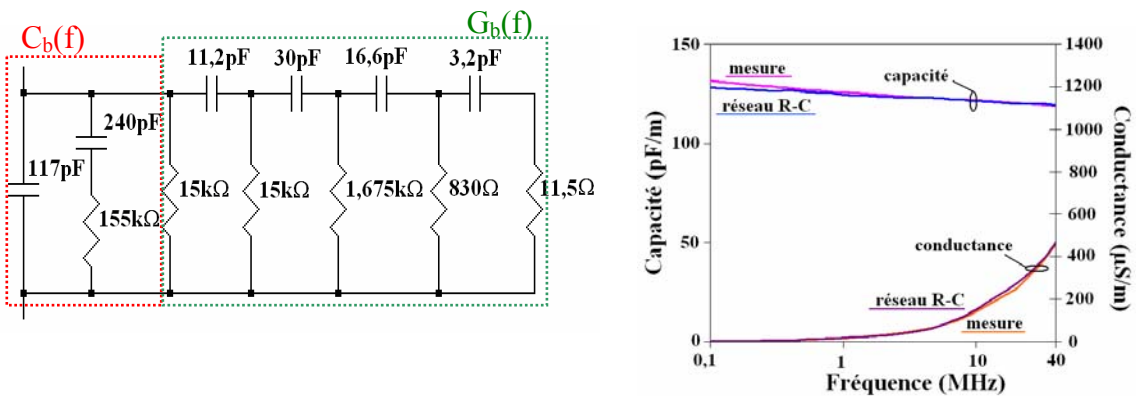


Figure III. 18 : Evolution de la conductance et de la capacité linéique inter conducteurs en fonction de la fréquence et réseaux R-C associés

L'écart maximal entre ces courbes est de 4%.

### 2.3.4 Cellule élémentaire

Nous avons choisi de représenter chaque tronçon de 5 mètres de câble blindé de 4 conducteurs par 32 cellules. Le modèle d'une cellule élémentaire ( $1/32^{\text{ième}}$  de 5 mètres) composé des différentes impédances est représenté sur la Figure III. 19.

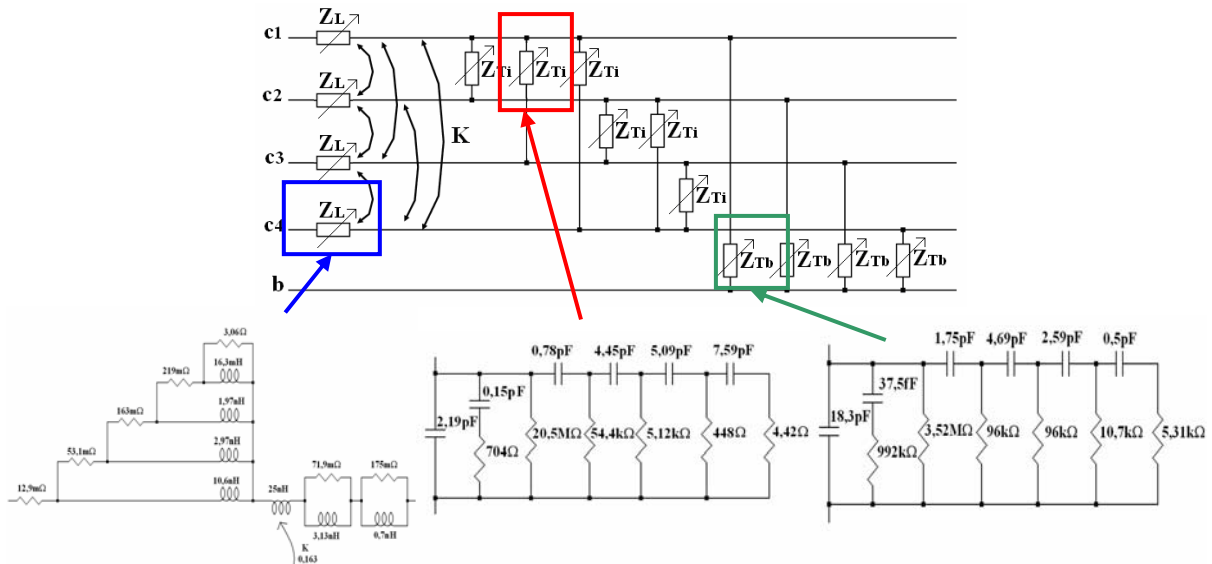


Figure III. 19 : Cellule élémentaire du modèle de câble blindé de 4 conducteurs

## 2.4 Validation du modèle du câble dans le domaine fréquentiel

Nous avons validé le modèle de câble blindé de 4 conducteurs obtenu dans le domaine fréquentiel pour une longueur de 5 mètres. Nous avons comparé les résultats obtenus, par mesure et par simulation, pour les évolutions du module et de la phase de l'impédance du câble, en court-circuit puis en circuit ouvert, dans les configurations de mode commun et de mode différentiel.

### 2.4.1 Validation du modèle de 5 mètres de câble en mode commun

L'impédance du câble dans la configuration de mode commun (Figure III. 14a) pour les essais en court-circuit et en circuit ouvert est représentée sur la Figure III. 20.

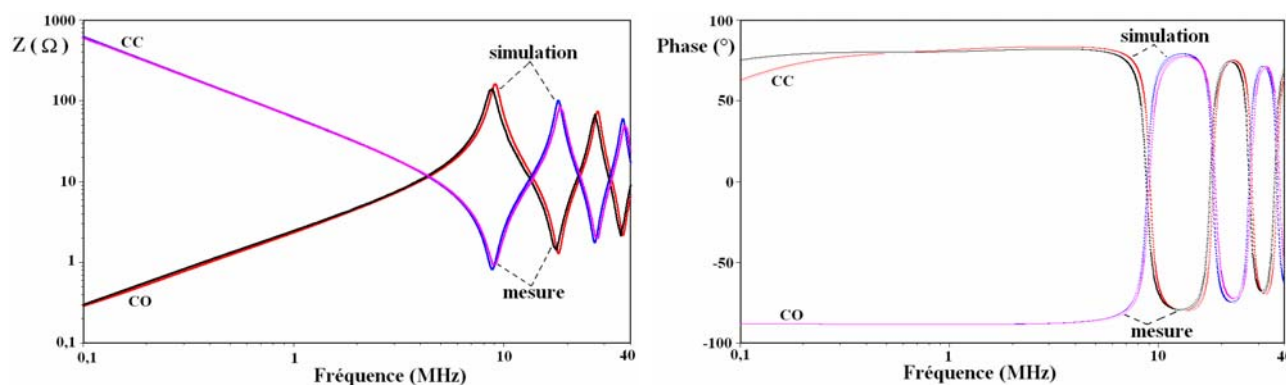


Figure III. 20 : Evolution de l'impédance du câble blindé (de 5 mètres) pour les essais en court circuit et en circuit ouvert

Les écarts en fréquence et en amplitude aux fréquences de résonances sont regroupés dans le tableau suivant :

	Court-Circuit				Circuit Ouvert			
	$f_a$ (MHz)	$ Z _{f_a}$ (Ω)	$f_{02}$ (MHz)	$ Z _{f_{02}}$ (Ω)	$f_0$ (MHz)	$ Z _{f_0}$ (Ω)	$f_{a2}$ (MHz)	$ Z _{f_{a2}}$ (Ω)
Mesure	8,83	139	17,8	1,42	8,85	0,94	18,4	84,9
Simulation	9,08	162	18,2	1,30	8,79	0,82	18,2	101
<i>Ecart (%)</i>	<i>2,80</i>	<i>16,4</i>	<i>2,09</i>	<i>8,61</i>	<i>0,69</i>	<i>12,6</i>	<i>1,37</i>	<i>18,4</i>

Tableau III. 15 : Comparaison des valeurs mesurées et simulées dans la configuration de mode commun

#### 2.4.2 Validation du modèle de 5 mètres de câble en mode différentiel

De même, l'évolution du module et de la phase de l'impédance du câble dans la configuration de mode différentiel (Figure III. 14b) pour les essais en court-circuit et en circuit ouvert est représentée sur la Figure III. 21.

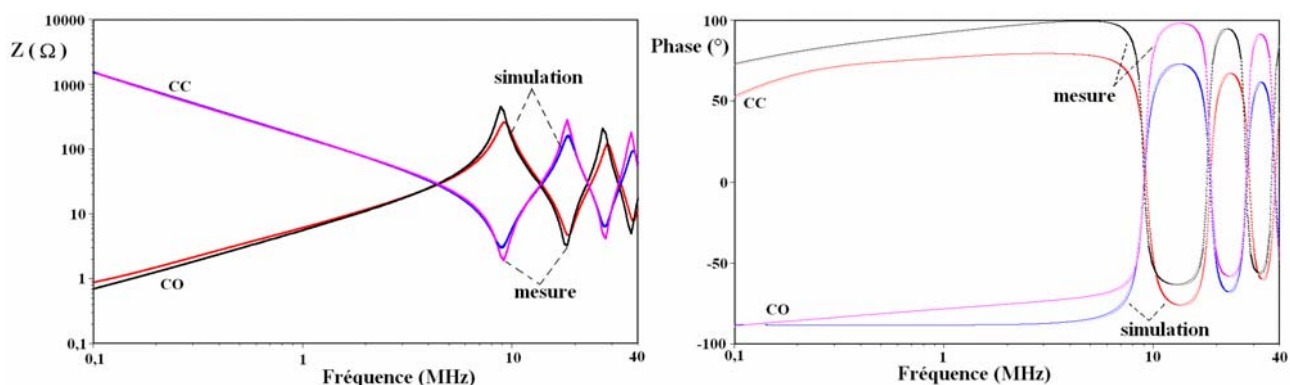


Figure III. 21 : Evolution de l'impédance du câble (de 5 mètres) pour les essais en court circuit et en circuit ouvert

Les écarts en fréquence et en amplitude aux fréquences de résonances sont regroupés dans le Tableau III. 16 :

	Court-Circuit				Circuit Ouvert			
	$f_a$ (MHz)	$ Z _{f_a}$ (Ω)	$f_{02}$ (MHz)	$ Z _{f_{02}}$ (Ω)	$f_0$ (MHz)	$ Z _{f_0}$ (Ω)	$f_{a2}$ (MHz)	$ Z _{f_{a2}}$ (Ω)
Mesure	8,85	449	18,4	3,25	9,16	1,90	18,4	284
Simulation	9,23	260	18,6	4,66	8,93	3,01	18,6	162
<i>Ecart (%)</i>	4,23	42	1,39	43,4	2,50	58,5	0,93	43

Tableau III. 16 : Comparaison des valeurs mesurées et simulées dans la configuration de mode différentiel

Dans la configuration de mode différentiel, les écarts plus importants sur les amplitudes peuvent être attribués à la dissymétrie du câble qui n'a pas été prise en compte lors de la détermination des paramètres linéiques.

## 3 Validation des modèles des câbles blindés dans le domaine temporel

Nous commencerons par présenter la modélisation HF du moteur asynchrone qui sera utilisé dans les deux dispositifs expérimentaux.

### 3.1 Modélisation HF du moteur (MOT-2)

Lors de la validation de nos modèles de câbles non blindés, nous avons utilisé un moteur basse tension qui admet des tensions maximales de 87V (pour un couplage étoile). Ce moteur n'est pas adapté aux tensions de sortie de l'onduleur triphasé qui sera utilisé pour les essais avec le câble blindé de 4 conducteurs. Nous avons donc utilisé pour la validation des modèles de câbles blindés un moteur asynchrone dont la tension maximale est de 380V (pour un couplage étoile) d'une puissance de 1,5kW. Dans la méthode de modélisation utilisée pour le premier moteur nous avons fait quelques choix arbitraires. Avec ce changement de moteur, nous proposons deux méthodes de modélisation HF plus systématiques du moteur asynchrone.

La première méthode, que nous avons nommée « méthode asymptotique », consiste à modéliser l'évolution de l'impédance du moteur en la découpant par bandes de fréquence. La seconde, que nous avons nommée « méthode analytique », consiste à identifier séparément les impédances de mode commun et de mode différentiel du moteur à partir de deux essais expérimentaux en utilisant une démarche analytique.

Les modèles présentés dans la suite de cette étude ne tiennent pas compte de l'impédance BF (puissance) du moteur qui est remplacée par des sources de courant dans chaque enroulement lors des simulations SPICE.

Il existe différents modèles HF du moteur [53] - [56]. Les différents phénomènes qui apparaissent dans le moteur sont répartis, mais afin de simplifier la modélisation du moteur, nous avons choisi d'utiliser un modèle à constantes localisées en  $\Pi$  pour chaque enroulement.

Le modèle se compose d'une impédance de mode différentiel et de deux impédances de mode commun : il est représenté sur la Figure III. 22.

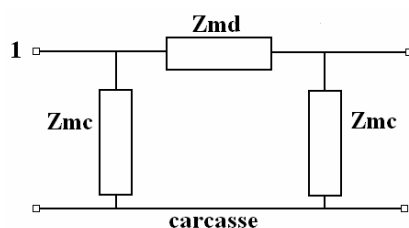


Figure III. 22 : Modèle en  $\Pi$  d'un enroulement du moteur

Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter les deux méthodes de modélisation du moteur asynchrone et les valider dans les domaines fréquentiel et temporel.

### 3.1.1 Méthode asymptotique

Le principe de cette méthode consiste à assimiler les courbes relevées pour les impédances du moteur à des asymptotes. Nous avons modélisé alors les résonances et anti-résonances par des circuits RLC série et/ou parallèle.

Les configurations d'essais utilisées pour nos relevés expérimentaux sont représentées sur la Figure III. 23. Dans la configuration de mode commun, les 3 enroulements du moteur sont court-circuités et nous relevons l'impédance du moteur entre ces 3 enroulements et la carcasse. Dans la configuration de mode différentiel, nous relevons l'impédance du moteur entre un enroulement et les 2 autres que nous avons placés en parallèle.



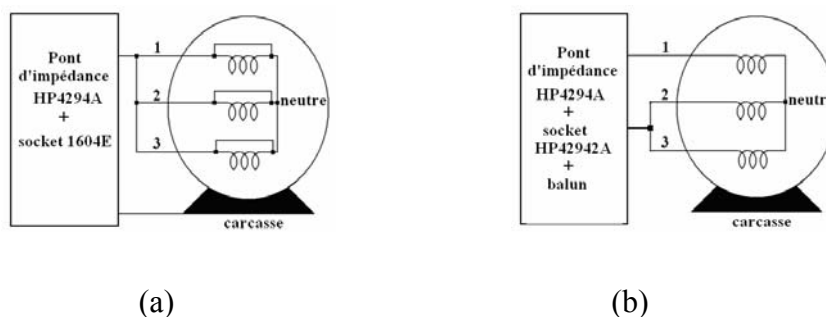


Figure III. 23 : Configuration de mesure de l'impédance  $Z_{MC}$  (a) et de l'impédance  $Z_{MD}$  (b)

En utilisant le modèle en  $\Pi$  de la Figure III. 22, les impédances équivalentes au moteur dans la configuration de mode commun  $Z_{MC}$  et dans la configuration de mode différentiel  $Z_{MD}$  de la Figure III. 23, sont définies par les relations :

$$Z_{MC} = \frac{Z_{mc}}{6} \quad (\text{III. 17})$$

$$Z_{MD} = \frac{3}{2} (Z_{mc} // Z_{md}) \quad (\text{III. 18})$$

L'impédance  $Z_{mc}$  d'un enroulement (Figure III. 22) peut être déterminée directement à l'aide de l'essai de mode commun. Puis, à partir de cette impédance  $Z_{mc}$ , et connaissant l'évolution de l'impédance mesurée dans la configuration de mode différentiel  $Z_{MD}$ , nous pouvons déterminer l'impédance  $Z_{md}$ .

L'évolution de l'impédance du moteur  $Z_{MC}$  mesurée dans la configuration de mode commun est représentée sur la Figure III. 24.

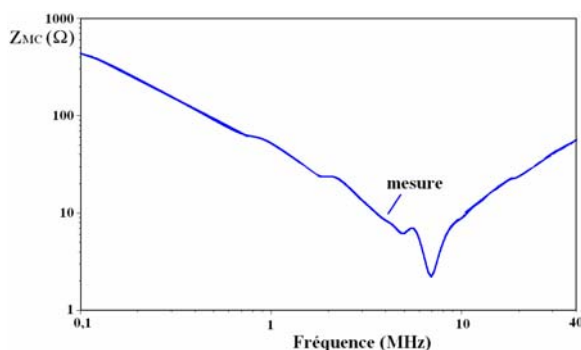


Figure III. 24 : Evolution de l'impédance du moteur dans la configuration de mode commun

Nous avons choisi un modèle RLC série pour l'impédance  $Z_{MC}$  représenté sur la Figure III. 25 et dont les valeurs ont été obtenues à l'aide du pont d'impédance.

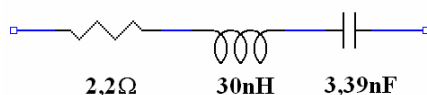


Figure III. 25 : Circuit électrique équivalent à l'impédance  $Z_{MC}$  du moteur dans la configuration de mode commun

Les résultats obtenus sont indiqués sur la Figure III. 26.

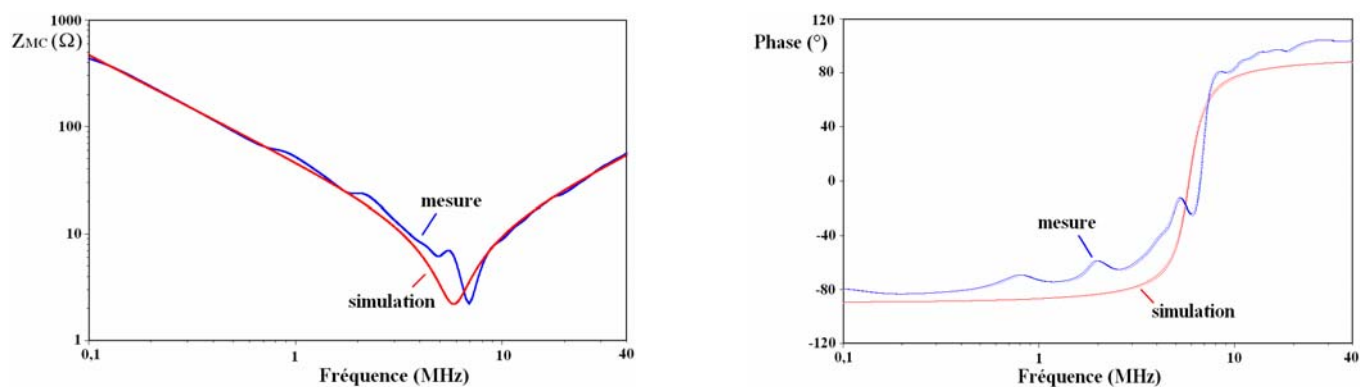


Figure III. 26 : Evolution de l'impédance  $Z_{MC}$  et de la phase du moteur dans la configuration de mode commun

Pour déterminer l'impédance  $Z_{md}$  d'un enroulement du moteur à partir de la relation (III. 18) il faut modéliser l'évolution de l'impédance  $Z_{MD}$  dans la configuration de mode différentiel.

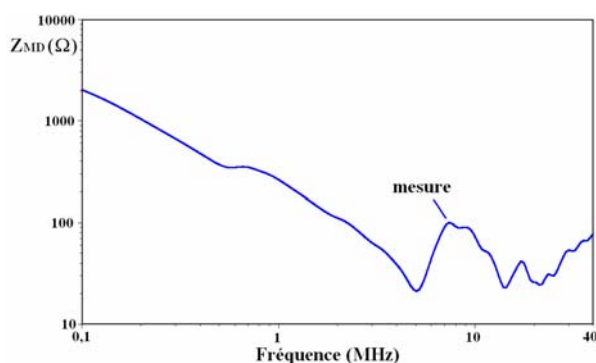


Figure III. 27 : Evolution de l'impédance du moteur dans la configuration de mode différentiel

Pour cela, nous avons procédé en décomposant l'évolution de  $Z_{MD}$  en bandes de fréquence. La courbe fait apparaître 3 résonances série : nous avons donc choisi de modéliser  $Z_{MD}$  par 3 circuits RLC en parallèle (Figure III. 28a). Comme la relation (III. 18) fait apparaître  $\frac{3}{2} \cdot Z_{mc}$  dans l'expression de  $Z_{MD}$ , nous avons choisi pour le premier circuit RLC les valeurs du modèle de  $Z_{mc}$  multipliées par  $3/2$ . Les valeurs des deux autres circuits sont déterminées par le logiciel APLAC. La comparaison entre les évolutions de  $Z_{MD}$  mesurées et simulées est représentée sur la Figure III. 29, et on peut alors extraire  $Z_{md}$  de ce schéma équivalent (Figure III. 28b)

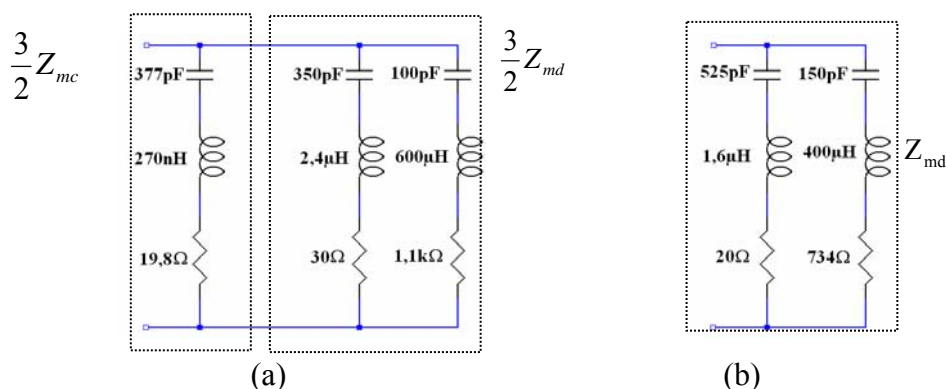


Figure III. 28 : Circuit électrique équivalent du moteur pour l'essai (a) de mode différentiel du moteur  $Z_{MD}$  et (b) à l'impédance d'un enroulement  $Z_{md}$

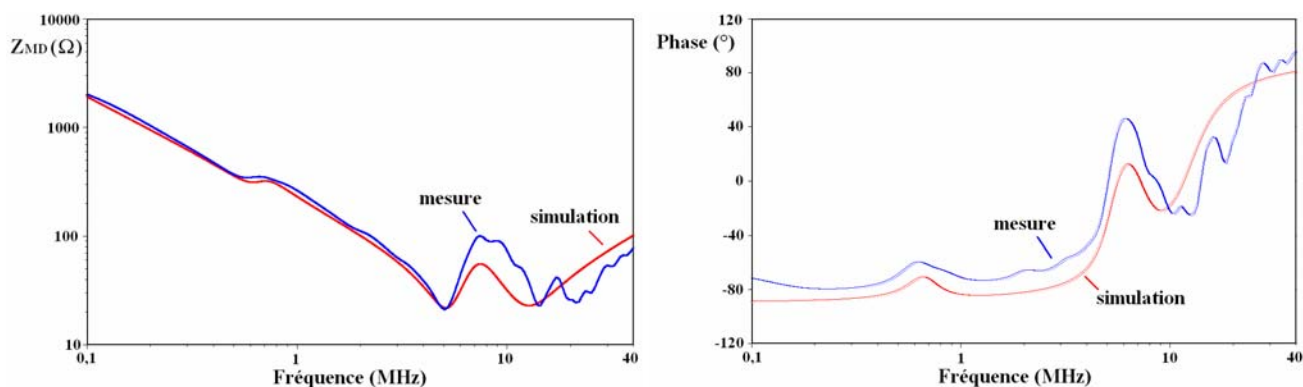


Figure III. 29 : Evolution du module et de la phase de l'impédance  $Z_{MD}$  du moteur dans la configuration de mode différentiel

Le modèle global du moteur asynchrone obtenu par la méthode asymptotique est représenté sur la Figure III. 30.

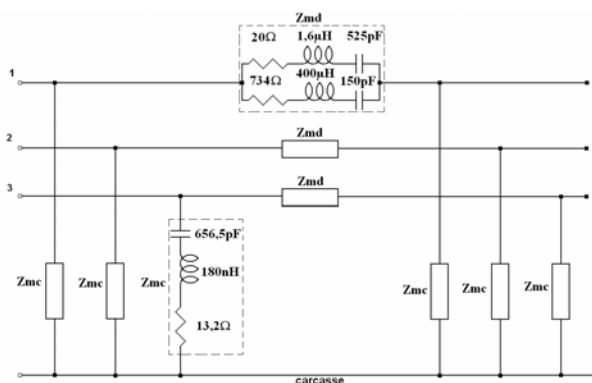


Figure III. 30 : Modèle HF équivalent du moteur obtenu par la méthode asymptotique

### 3.1.2 Méthode analytique

Cette méthode consiste à identifier les impédances de la machine à partir de deux essais en utilisant une démarche analytique. Elle se décompose en 3 étapes :

- Expression des parties réelles et imaginaires de l'impédance du circuit utilisé pour modéliser le moteur
- Relevé de l'évolution des impédances  $Z_{MC}$  et  $Z_{MD}$  et identification des parties réelles et imaginaires par le pont d'impédance
- Identification des paramètres du modèle par le solveur d'Excel.

Dans l'essai de mode commun réalisé pour la méthode asymptotique, les impédances de mode différentiel  $Z_{md}$  ont été court-circuitées. La configuration de mode commun qui est utilisée pour la suite de cette étude est représentée sur la Figure III. 31a. Pour l'essai de mode différentiel du moteur, nous utilisons la même configuration que pour la méthode asymptotique (Figure III. 31b).

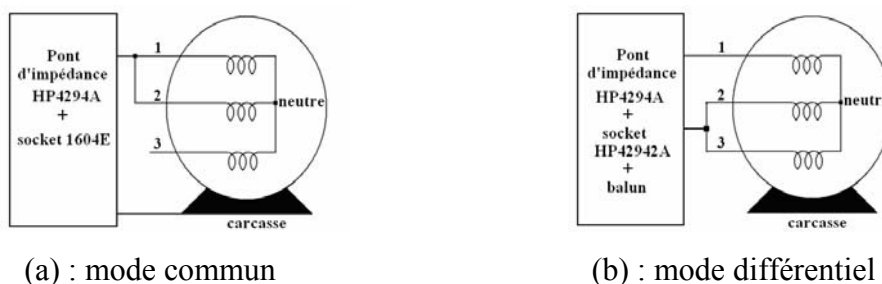


Figure III. 31 : Configurations pour les essais de mode commun et de mode différentiel

Dans un premier temps, nous déterminons les schémas électriques équivalents afin de mettre ces circuits sous forme d'équations analytiques. L'impédance équivalente à l'essai de mode commun est représentée sur la Figure III. 32.

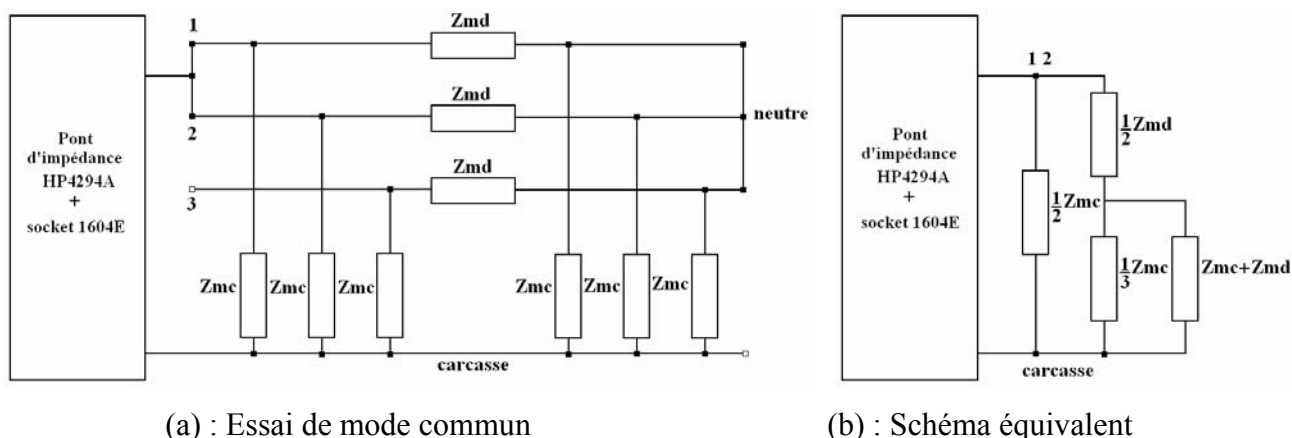
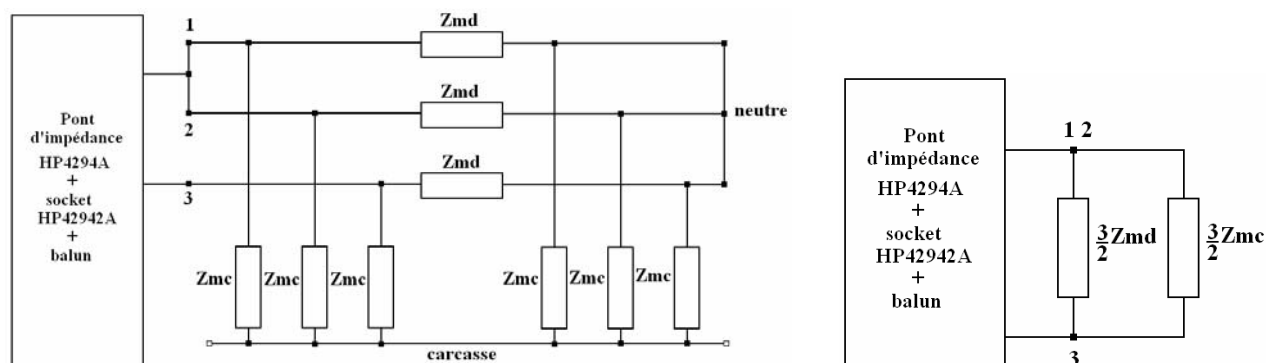


Figure III. 32 : Impédance équivalente du moteur  $Z_{MC}$  pour l'essai de mode commun

L'impédance mesurée entre les deux bornes du pont s'exprime :

$$Z_{MC} = \frac{\frac{1}{4} Z_{mc} Z_{md}^2 + \frac{1}{6} Z_{mc}^3 + \frac{1}{2} Z_{mc}^2 Z_{md}}{Z_{mc}^2 + \frac{1}{2} Z_{md} + \frac{3}{2} Z_{mc} Z_{md}} \quad (\text{III. 19})$$

De même, l'impédance équivalente du moteur dans l'essai de mode différentiel est représentée sur la Figure III. 33.



(a) : Essai de mode différentiel

(b) : Schéma équivalent

Figure III. 33 : Impédance équivalente du moteur pour l'essai de mode différentiel

L'impédance mesurée entre les deux bornes du pont s'exprime :

$$Z_{MD} = \frac{\frac{3}{2} Z_{mc} Z_{md}}{Z_{mc} + Z_{md}} \quad (\text{III. 20})$$

Le but étant d'identifier les différents éléments RLC qui constituent ces impédances, nous mettons les impédances  $Z_{mc}$  et  $Z_{md}$  sous la forme :

$$Z_{mc} = a + j b \quad (\text{III. 21})$$

$$Z_{md} = c + j d \quad (\text{III. 22})$$

Nous pouvons alors exprimer les impédances  $Z_{MD}$  et  $Z_{MC}$  données par les équations (III. 19) et (III. 20) en fonction des paramètres a, b, c et d. Nous ne présentons ici que l'expression de  $Z_{MD}$ . Celle de  $Z_{MC}$  est beaucoup plus lourde et figure en annexe.

$$Z_{MD} = \frac{3}{2} \left\{ \frac{[(c-a-bd)(c+a) + (ad+cb)(b+d)]}{(c+a)^2 + (b+d)^2} + j \frac{[(ad-bc)(c+a) - (ac-bd)(b+d)]}{(c+a)^2 + (b+d)^2} \right\} \quad (\text{III. 23})$$

Le pont d'impédance utilisé pour les relevés expérimentaux permet d'obtenir les courbes d'évolution des impédances  $Z_{MC}$  et  $Z_{MD}$  sous la forme (module ; phase), mais également sous la forme (partie réelle ; partie imaginaire).

Nous mettons ces impédances sous la forme :

$$Z_{MC} = A + j B \quad (III. 24)$$

$$Z_{MD} = C + j D \quad (III. 25)$$

Il reste alors à identifier les paramètres a, b, c et d à partir des paramètres A, B, C et D dont les valeurs sont les points d'acquisitions relevés au pont d'impédance. Cette étape consiste à résoudre un système de 4 équations à 4 inconnues pour chaque point d'acquisition (200 au total) relevé au pont. Pour résoudre ce système, nous avons utilisé le solveur du tableur Excel. Les solutions permettent d'obtenir l'évolution des paramètres a, b, c et d en fonction de la fréquence représentée sur la Figure III. 34.

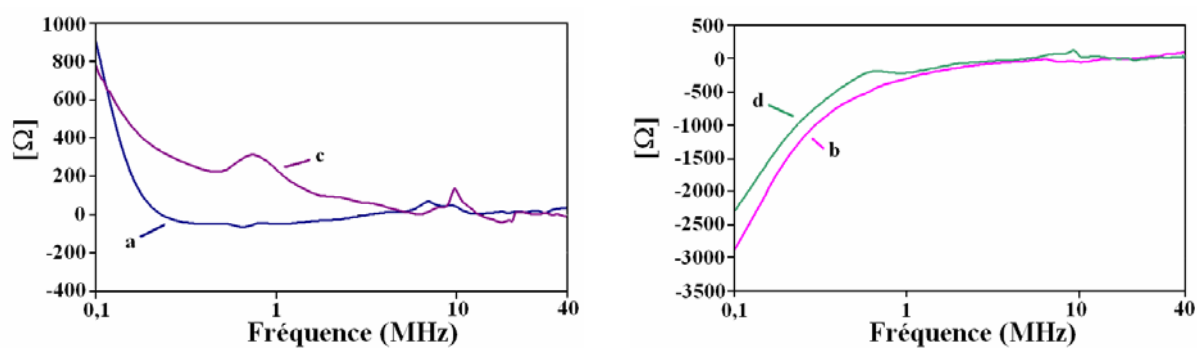


Figure III. 34 : Evolution des paramètres a, b, c et d en fonction de la fréquence

A partir des relations (III. 21) et (III. 22), nous pouvons reconstituer les impédances  $Z_{mc}$  et  $Z_{md}$  d'un enroulement du moteur. Les évolutions respectives de ces impédances en fonction de la fréquence sont représentées sur la Figure III. 35. Les courbes d'évolutions des impédances  $Z_{mc}$  et  $Z_{md}$  ainsi obtenues serviront de référence.

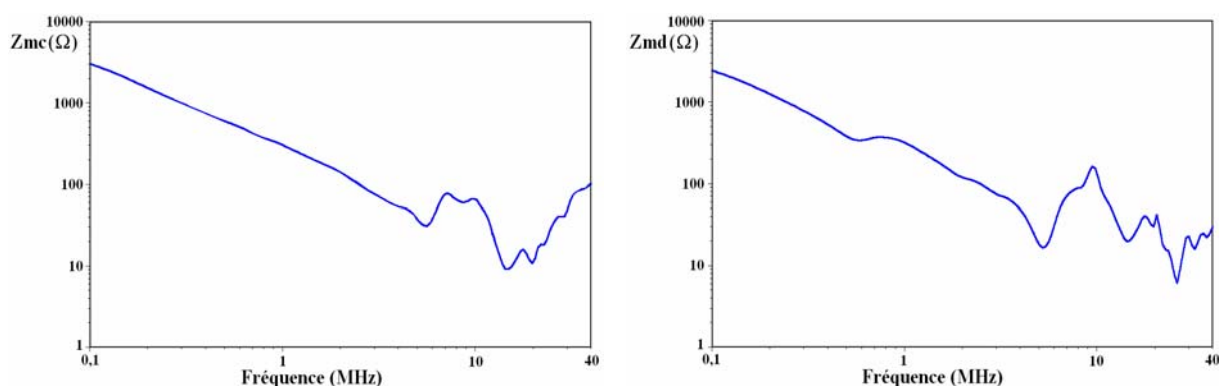


Figure III. 35 : Evolution des impédances de mode commun  $Z_{mc}$  et de mode différentiel  $Z_{md}$  d'un enroulement du moteur asynchrone (référence)

La dernière étape consiste à modéliser l'évolution de ces impédances par un circuit électrique équivalent. Nous avons utilisé des circuits RLC série placés en parallèle. L'impédance  $Z_{mc}$  est modélisée par le circuit électrique équivalent de la Figure III. 36 dont les valeurs ont été déterminées à l'aide du logiciel APLAC. Le résultat de simulation du circuit électrique équivalent comparé à la référence calculée pour l'impédance  $Z_{mc}$  est représenté sur la Figure III. 36.

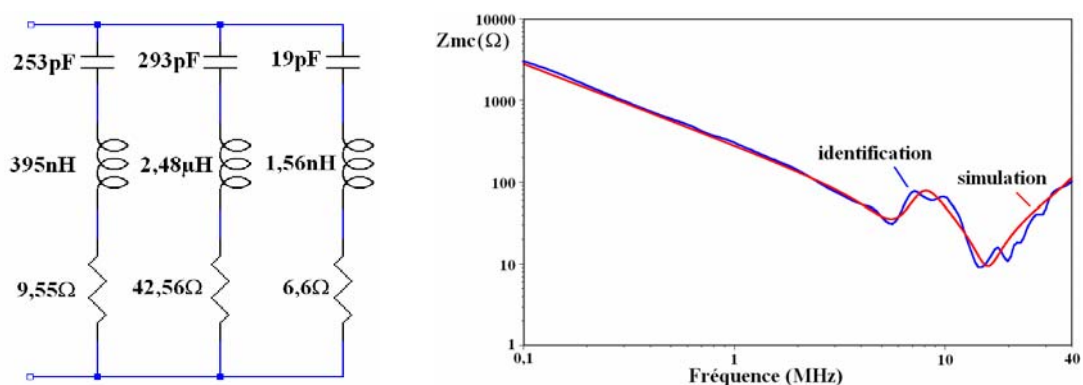


Figure III. 36 : Schéma électrique équivalent et évolution de l'impédance de mode commun  $Z_{mc}$  (référence et simulation)

De même, le circuit électrique équivalent de l'impédance  $Z_{md}$  est représenté sur la Figure III. 37. Les valeurs de ce circuit ont également été déterminées à l'aide du logiciel APLAC. L'évolution de l'impédance du circuit électrique équivalent comparée à la référence de l'impédance  $Z_{md}$  est représentée sur la Figure III. 37.

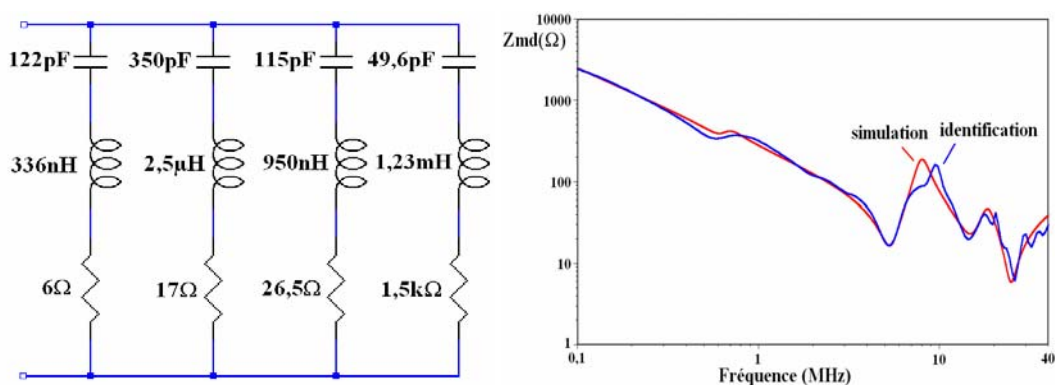


Figure III. 37 : Schéma électrique équivalent et évolution de l'impédance de mode différentiel  $Z_{md}$  (référence et simulation)



Le modèle global du moteur dans lequel nous avons remplacé les impédances  $Z_{mc}$  et  $Z_{md}$  par leurs schémas électriques respectifs est représenté sur la Figure III. 38.

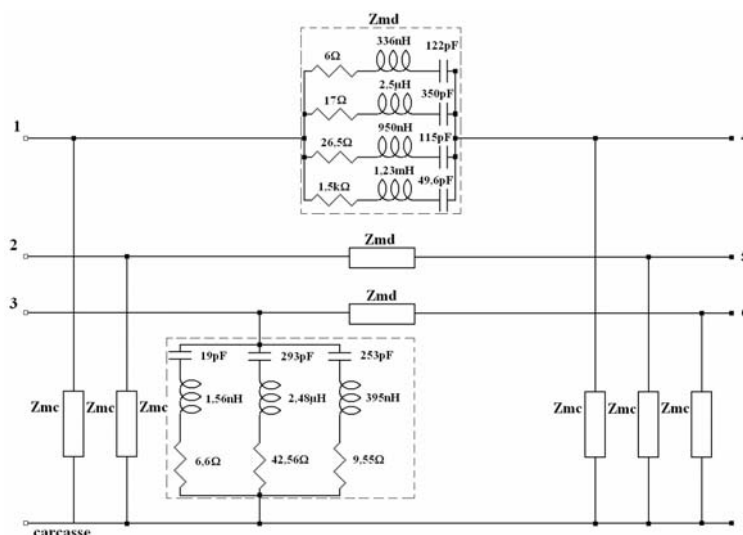


Figure III. 38 : Modèle HF équivalent du moteur

Pour valider les deux modèles obtenus, nous avons effectué des comparaisons entre mesure et simulation dans le domaine fréquentiel pour deux configurations, et dans le domaine temporel.

### 3.1.3 Validation des modèles du moteur dans le domaine fréquentiel

Afin de valider les modèles du moteur obtenus par les méthodes asymptotique et analytique, nous avons réalisé plusieurs essais du moteur dans différentes configurations.

- Configuration de mode différentiel :

Pour déterminer les impédances du moteur, nous avons utilisé la configuration du moteur présentée précédemment (Figure III. 31b).

Les évolutions du module et de la phase de l'impédance  $Z_{MD}$  mesurée comparées aux résultats de simulation sont représentées sur la Figure III. 39.

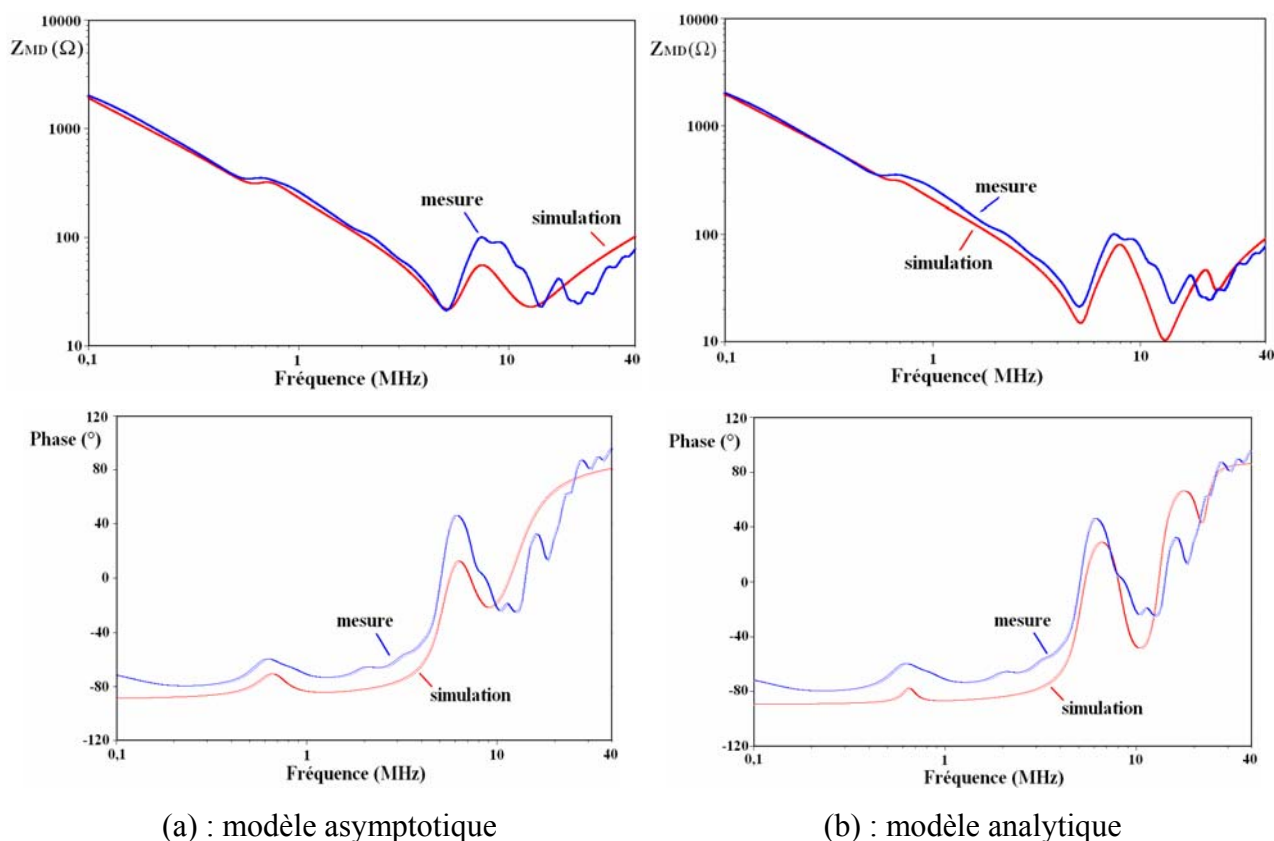


Figure III. 39 : Evolution de l'impédance  $Z_{MD}$  du moteur (mesurée et simulée)

Le modèle du moteur obtenu par la méthode analytique reproduit mieux les variations de l'impédance à l'approche de 10MHz, mais s'écarte un peu plus de la mesure entre 500kHz et 5MHz.

- Configuration de mode commun :

Pour valider le modèle du moteur obtenu par les deux méthodes, nous avons également utilisé la configuration de mode commun représentée à la Figure III. 31a. Les résultats de mesure et de simulation sont représentés sur la Figure III. 40.

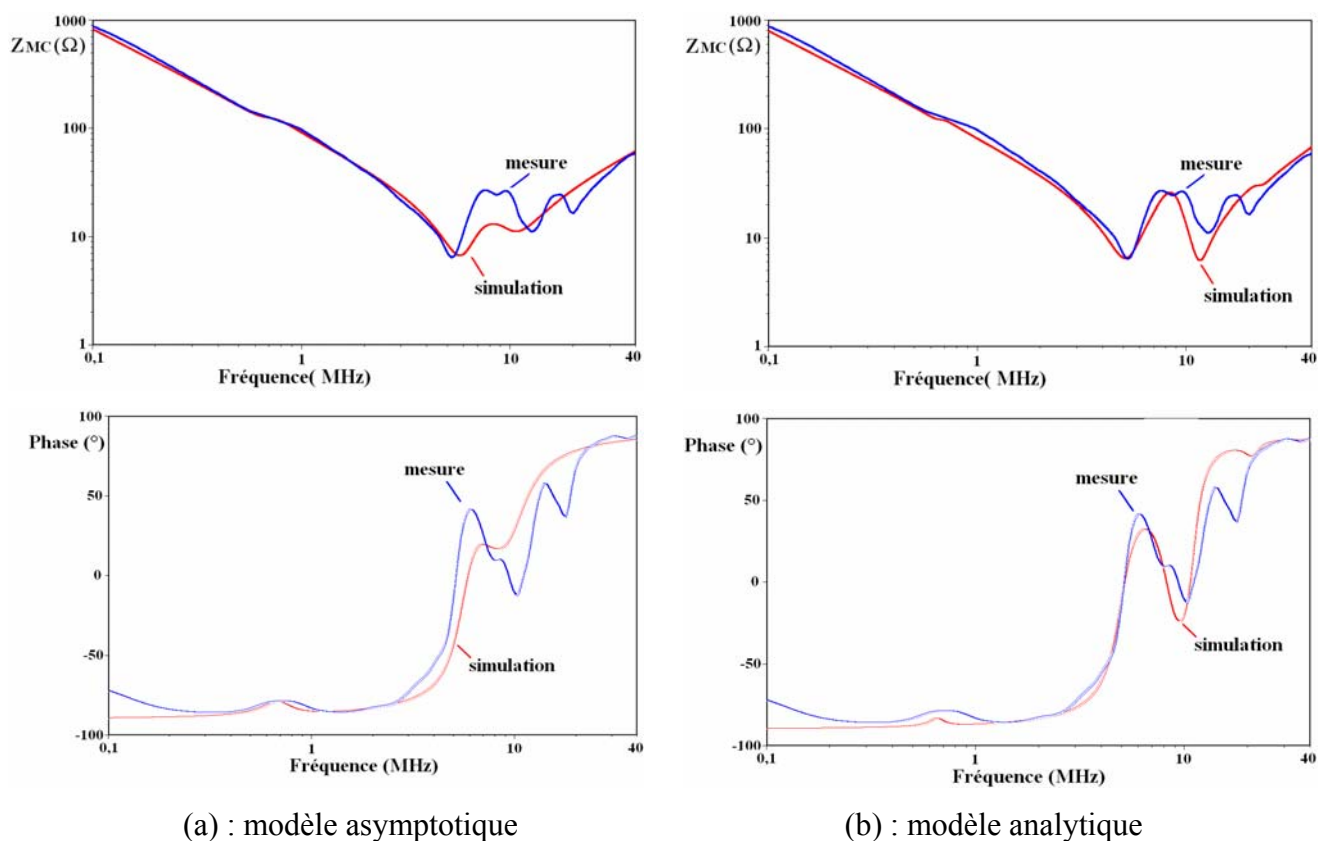


Figure III. 40 : Evolution de l'impédance  $Z_{MC}$  du moteur (mesurée et simulée)

Les résultats montrent que le modèle obtenu par la méthode analytique donne des résultats plus proches de la mesure que celui de la méthode asymptotique.

Pour montrer la robustesse des modèles proposés, nous avons effectué un autre essai dans une configuration de mode commun représentée sur la Figure III. 41, où le conducteur 2 est relié au 3, et non plus au 1.

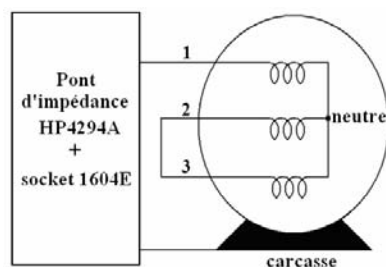


Figure III. 41 : Configuration d'essai du moteur en mode commun

Les évolutions de l'impédance du moteur mesurée et simulée sont représentées sur la Figure III. 42.

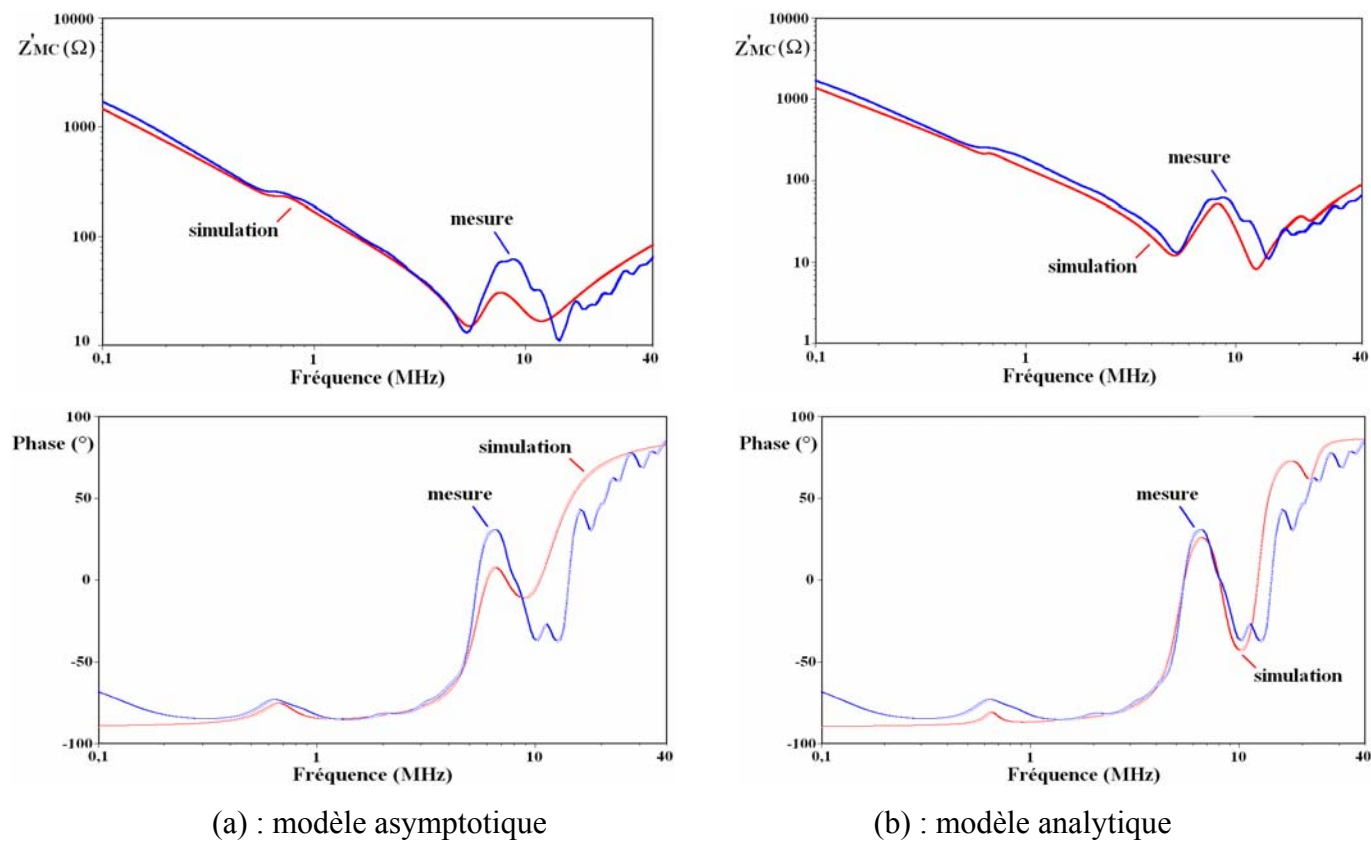


Figure III. 42 : Evolution de l'impédance  $Z'_{MC}$  du moteur (mesurée et simulée)

Le modèle obtenu avec la méthode analytique donne ici encore de meilleurs résultats au-delà de 5MHz.

En conclusion, le modèle obtenu par la méthode asymptotique décrit un peu mieux le comportement du moteur jusqu'à 5MHz ; par contre, le modèle issu de la méthode analytique est fidèle dans une plus large bande de fréquence. Il reste à valider ces modèles dans le domaine temporel.

### 3.1.4 Validation du modèle dans le domaine temporel

Les modèles HF du moteur obtenus à l'aide des deux méthodes de modélisation étant validés dans le domaine fréquentiel, nous avons étudié leur validité dans le domaine temporel. Pour cela, nous avons utilisé le même hacheur qu'au chapitre II et dont le modèle HF a été proposé dans le paragraphe 3.1. Afin de minimiser l'effet du câble sur le comportement du moteur, nous avons raccourci la liaison entre le hacheur et le moteur, en utilisant un câble non blindé de 3 conducteurs de 20cm. Le dispositif expérimental est représenté sur la Figure III. 43. Dans cette étude, nous avons comparé les résultats de simulation aux relevés expérimentaux des formes d'ondes des courants dans le moteur ( $I_{em}$ ) et du courant de mode commun ( $I_{mc}$ ), de la tension aux bornes du moteur ( $V_e$ ), lors de la commutation Diode vers MOSFET.

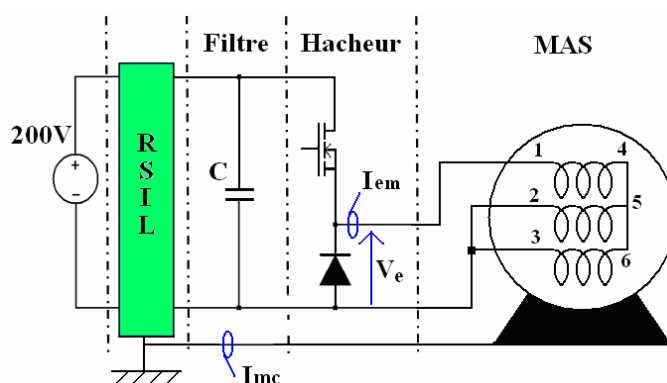


Figure III. 43 : Dispositif expérimental

La Figure III. 44 représente respectivement la forme d'onde et la FFT du courant dans le moteur  $I_{em}$  en comparant les deux modèles de moteur à la mesure.

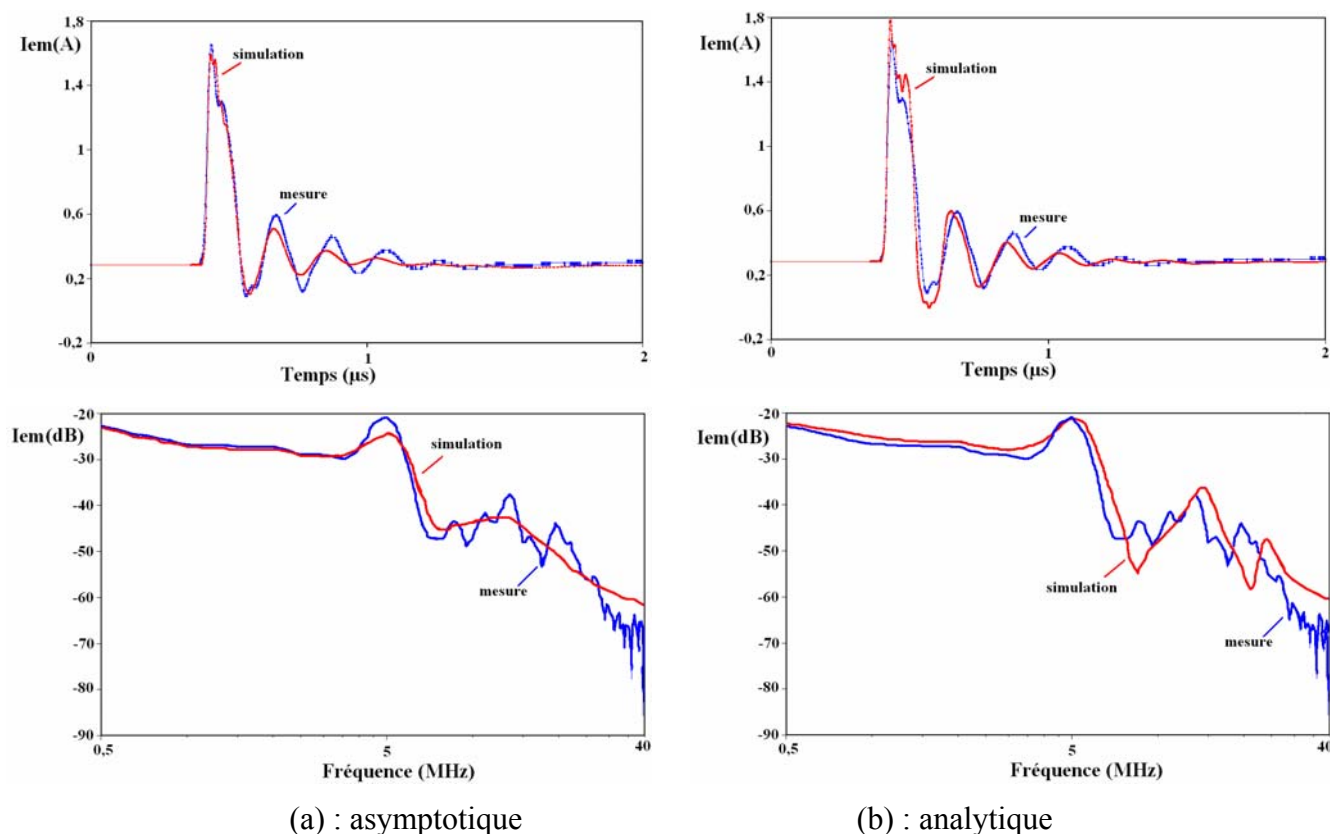


Figure III. 44: Forme d'onde du courant  $I_{em}$  dans le moteur et sa FFT

On observe que le modèle asymptotique reproduit mieux l'amplitude du premier pic de courant, mais avec l'amortissement, la simulation s'écarte plus rapidement de la mesure.

Ceci confirme les résultats précédents qui montraient que le modèle issu de la méthode asymptotique est plus fidèle jusqu'à 5MHz. Les Transformées de Fourier rapides (FFT) du courant  $I_{em}$  confirment ces résultats.

La comparaison des formes d'onde du courant de mode commun  $I_{mc}$  et de sa FFT pour les deux modèles de moteur est représentée sur la Figure III. 45.

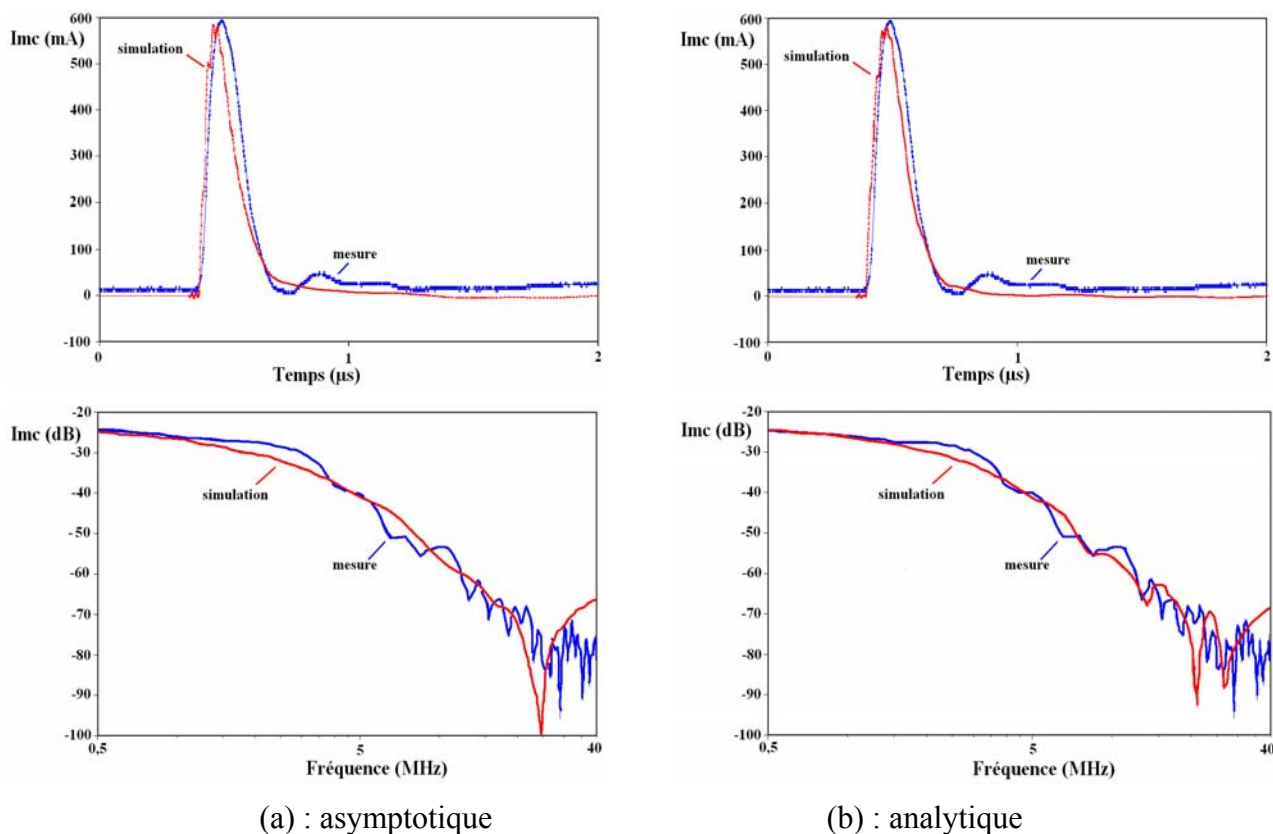


Figure III. 45 : Forme d'onde du courant de mode commun  $I_{mc}$  et sa FFT

Pour ce courant, aucun modèle ne présente un avantage par rapport à l'autre.

la Figure III. 46 représente la forme d'onde de la tension aux bornes du moteur  $V_e$  et sa FFT comparée à la mesure.

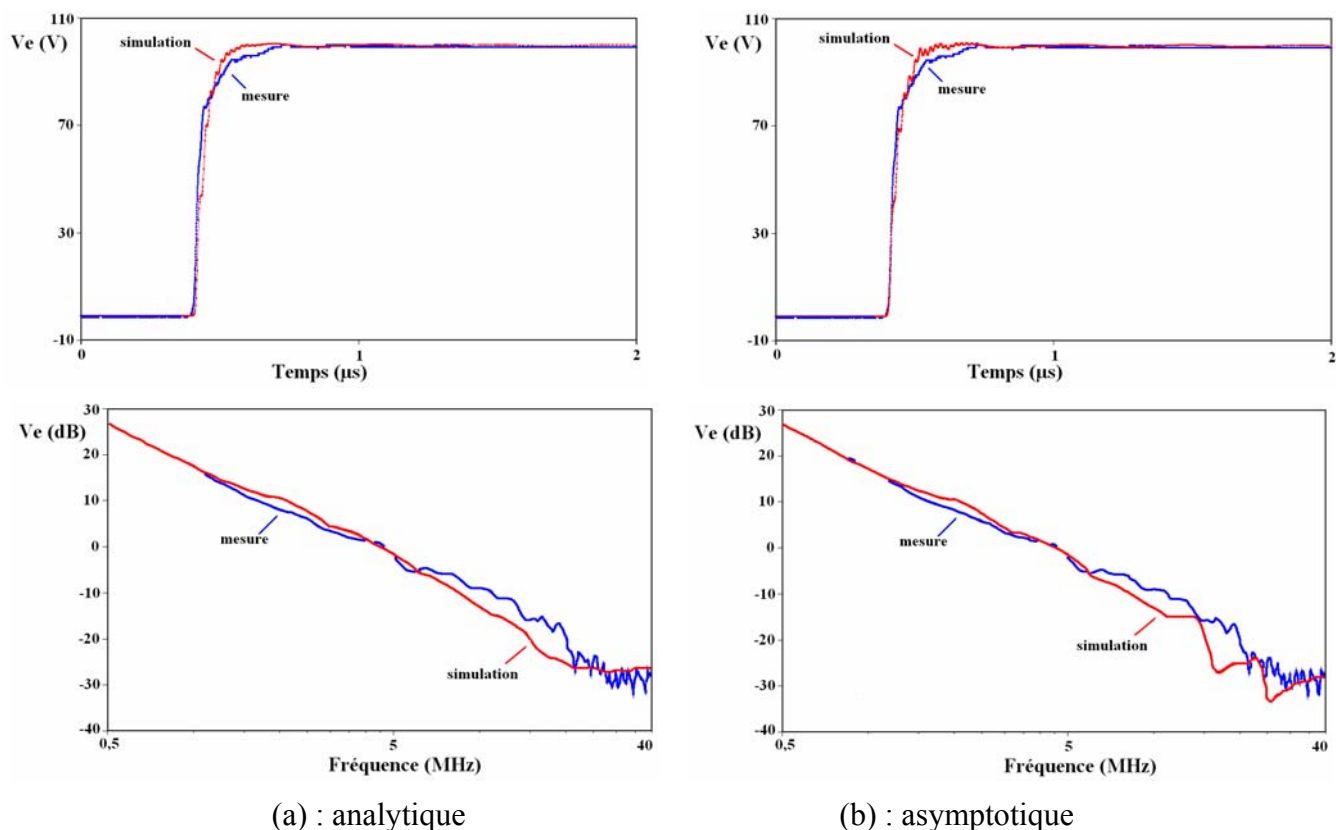


Figure III. 46 : Forme d'onde de la tension à la sortie du convertisseur ( $V_e$ ) et sa FFT

Au vu de ces résultats, nous pouvons tirer les conclusions suivantes :

- La méthode analytique permet de modéliser une machine électrique de manière systématique par une mise en équation des circuits électriques équivalents. L'inconvénient de cette méthode est la lourdeur des calculs à réaliser. Mais il est possible d'automatiser les procédures de calcul.
- La méthode asymptotique utilise moins de circuits RLC : la détermination des valeurs des éléments est plus rapide mais le modèle est moins fiable au-delà de 5MHz.



## 3.2 Validation du modèle du câble bifilaire blindé dans le domaine temporel

Pour valider le modèle du câble bifilaire blindé, nous avons utilisé le dispositif expérimental représenté sur la Figure III. 47. Il est constitué d'un hacheur, dont le modèle HF a été proposé et validé précédemment, et d'un moteur asynchrone qui est alimenté par un câble bifilaire blindé de 10 mètres. Nous avons utilisé dans nos simulations le modèle HF du moteur déterminé à l'aide de la méthode analytique. Pour modéliser le câble, nous avons utilisé 32 cellules pour 10 mètres.

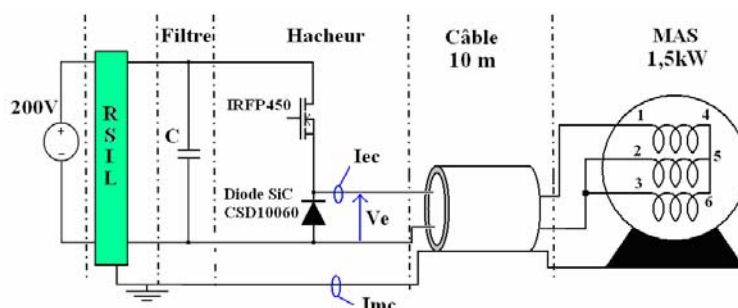


Figure III. 47 : Dispositif expérimental

Nous comparerons dans la suite de ce mémoire les formes d'ondes issues de la simulation aux formes d'ondes mesurées pour les deux types de commutation du hacheur. Nous avons relevé le courant à l'entrée du câble ( $I_{ec}$ ), le courant de mode commun ( $I_{mc}$ ), les tensions à l'entrée ( $V_e$ ) et à la sortie ( $V_s$ ) du câble.

### 3.2.1 Commutation Diode vers MOSFET

Cette commutation correspond au blocage de la diode et à la mise en conduction du MOSFET. La diode utilisée est au carbure de silicium, donc il n'y a pas de phénomène de recouvrement inverse. La forme d'onde du courant  $I_{ec}$  simulée à l'entrée du câble comparée au relevé expérimental ainsi que sa FFT sont représentées sur la Figure III. 48. Nous notons sur ces courbes une différence entre les fréquences d'oscillations d'environ 200kHz (mesure : 2,4MHz et simulation : 2,2MHz, écart qui se retrouve sur les FFT).

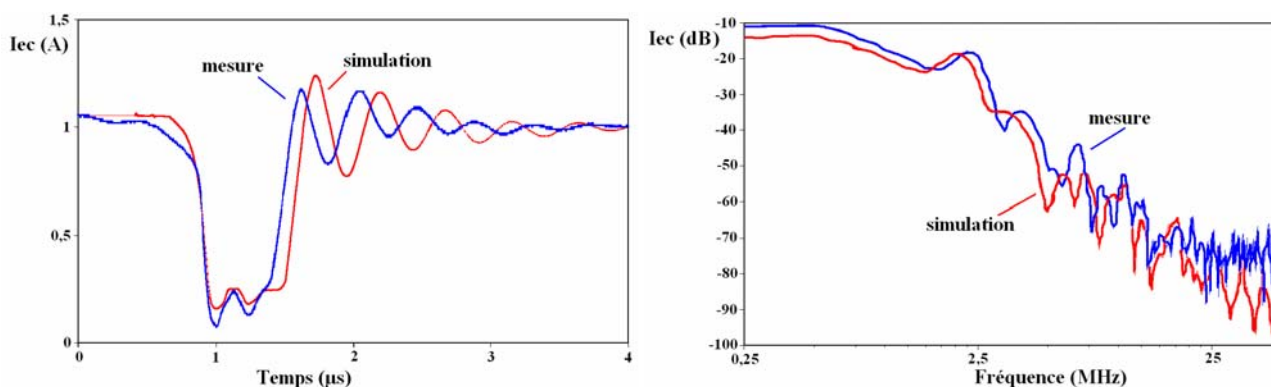


Figure III. 48 : Forme d'onde du courant  $I_{ec}$  à l'entrée du câble et sa FFT

Nous avons également relevé la forme d'onde du courant de mode commun  $I_{mc}$  à l'entrée du câble. La comparaison des résultats de mesure et de simulation montre, comme précédemment, un écart sur la fréquence de l'oscillation de 200kHz.

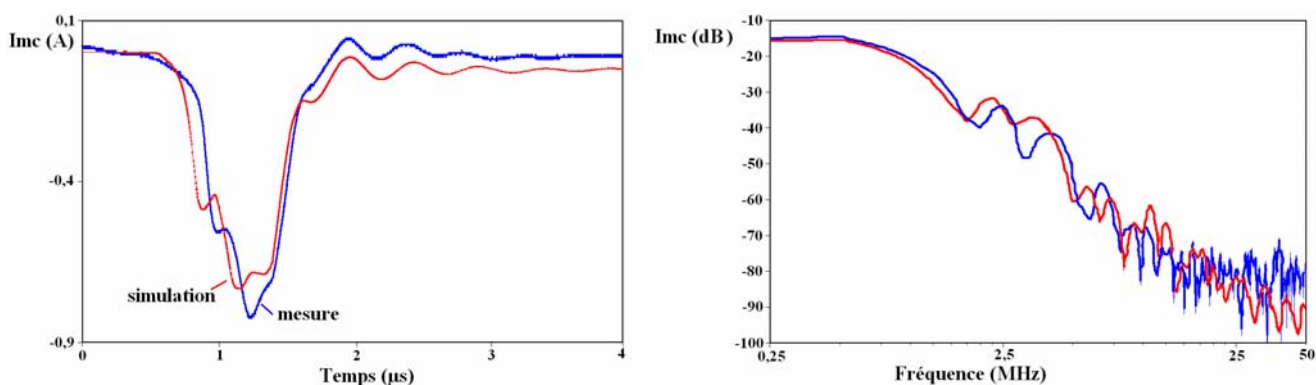


Figure III. 49 : Forme d'onde du courant  $I_{mc}$  de mode commun et sa FFT

La Figure III. 50 représente les formes d'onde de la tension à l'entrée  $V_e$  et à la sortie  $V_s$  du câble comparées à celles mesurées.

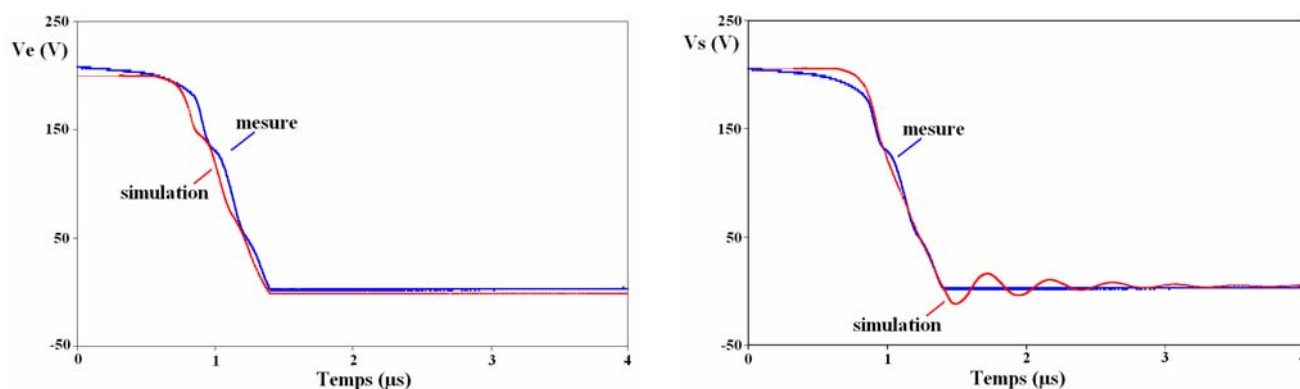


Figure III. 50 : Formes d'ondes des tensions  $V_e$  et  $V_s$

### 3.2.2 Commutation MOSFET vers Diode

La seconde commutation de la cellule élémentaire est celle qui correspond au blocage du MOSFET et à la mise en conduction de la diode. Concernant ces différents relevés, nous pouvons faire les mêmes remarques que pour la précédente commutation. En effet, sur la Figure III. 51 qui montre la forme d'onde du courant  $I_{ec}$  à l'entrée du câble, nous constatons le même écart sur la fréquence d'oscillation (environ 200kHz).

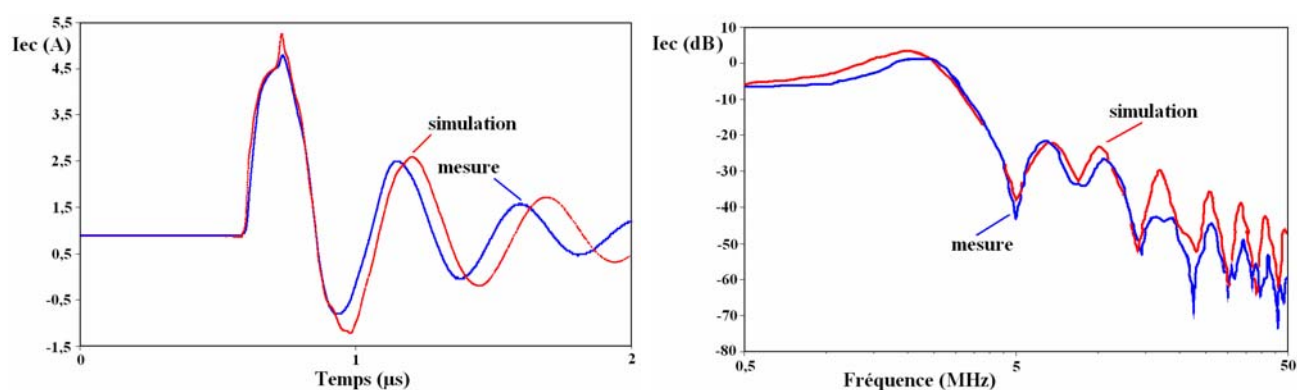


Figure III. 51 : Forme d'onde du courant  $I_e$  à l'entrée du câble et sa FFT

Le courant de mode commun  $I_{mc}$  et sa FFT sont représentés sur la Figure III. 52. Nous constatons toujours un léger écart sur la fréquence des oscillations et sur l'amplitude des oscillations.

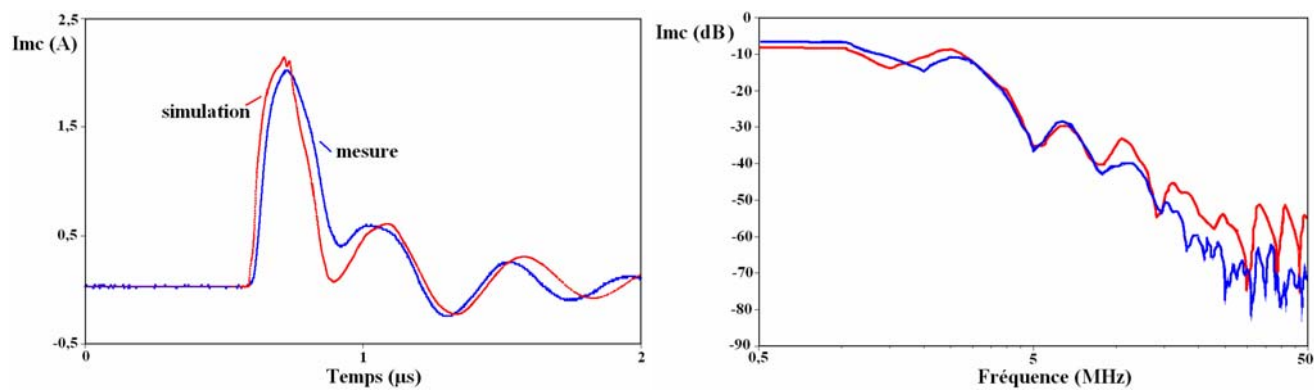


Figure III. 52 : Forme d'onde du courant  $I_{mc}$  de mode commun et sa FFT

Les formes d'ondes des tensions à l'entrée et à la sortie du câble sont représentées sur la Figure III. 53.

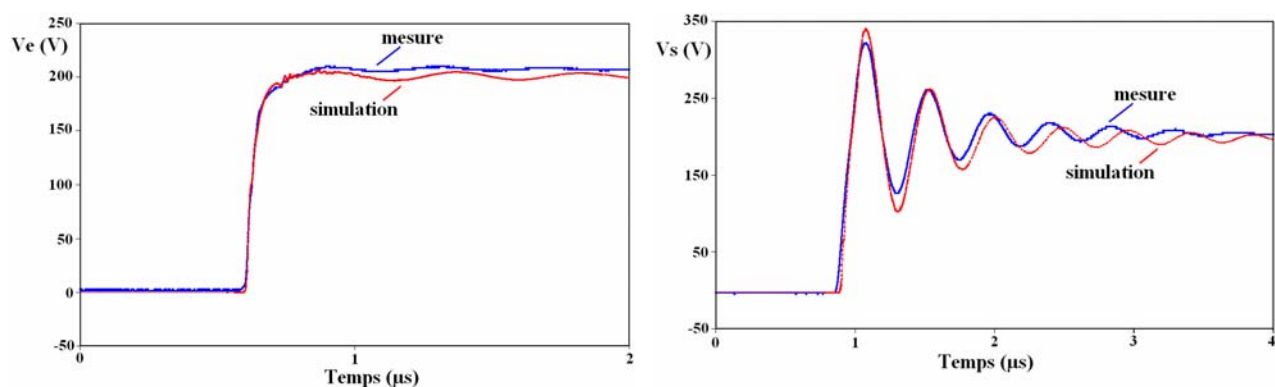


Figure III. 53 : Formes d'ondes des tensions  $V_e$  et  $V_s$

Nous pouvons donc considérer que le modèle du câble bifilaire blindé est validé dans le domaine temporel.

Les câbles d'énergie que nous cherchons à modéliser sont destinés à être utilisés dans des dispositifs tels que les variateurs de vitesse [57] [58] [59]. Pour valider le modèle du câble blindé à 4 conducteurs, nous avons inséré le câble dans un tel dispositif, entre un onduleur triphasé et un moteur asynchrone. Le câble et le moteur ayant déjà été modélisés, il reste à construire le modèle HF de l'onduleur.

### 3.3 Modélisation HF des éléments de l'onduleur

L'onduleur triphasé, représenté sur la Figure III. 54 est composé de 3 modules IGBT de type : SKM50G101D (50A – 1000V), de deux capacités de filtrage (une chimique de 1,6mF et une polypropylène de 150nF).

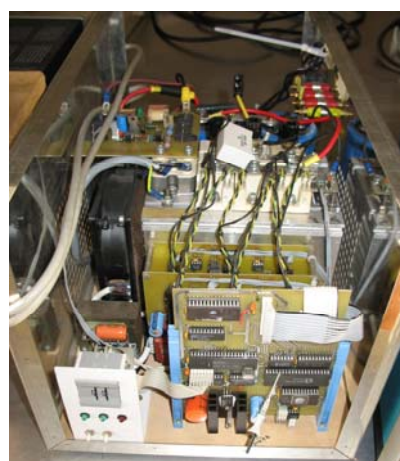
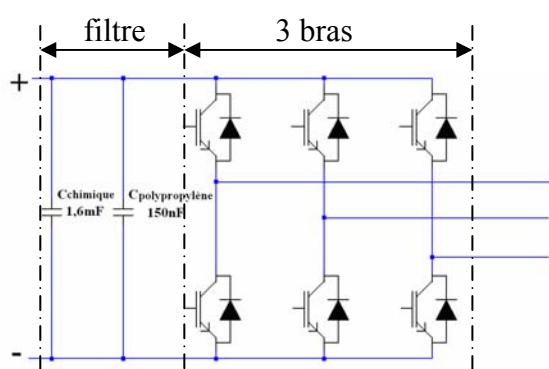


Figure III. 54 : Onduleur triphasé à IGBT

#### 3.3.1 Modélisation des capacités de filtrage et de leurs connectiques

Le circuit de puissance de l'onduleur triphasé est composé de deux pistes (barres) et de deux capacités. La mesure des différentes valeurs des éléments a été réalisée à l'aide du pont d'impédance HP4294A. Le circuit électrique équivalent correspondant aux pistes et aux capacités est représenté sur la Figure III. 55.

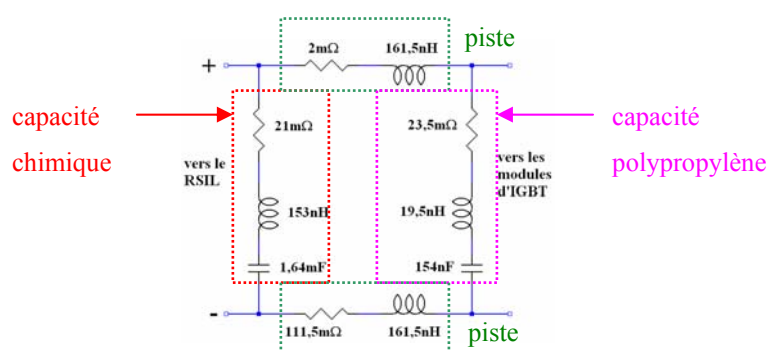


Figure III. 55 : Modèle HF du circuit de puissance

### 3.3.2 Modélisation du module IGBT

La modélisation de l'IGBT ne fait pas partie des objectifs principaux de la thèse. Initialement, nous avons utilisé le modèle de l'IGBT de la bibliothèque SPICE. La comparaison entre les résultats de mesure et de simulation pour le comportement lors des commutations n'a pas donné de résultats satisfaisants. Nous avons donc cherché à améliorer ce modèle.

#### 3.3.2.1 Modèle SPICE du constructeur

Le modèle SPICE d'IGBT et de la diode de puissance connectée en parallèle inverse que nous allons utiliser est défini par le schéma SPICE du composant représenté sur la Figure III. 56.

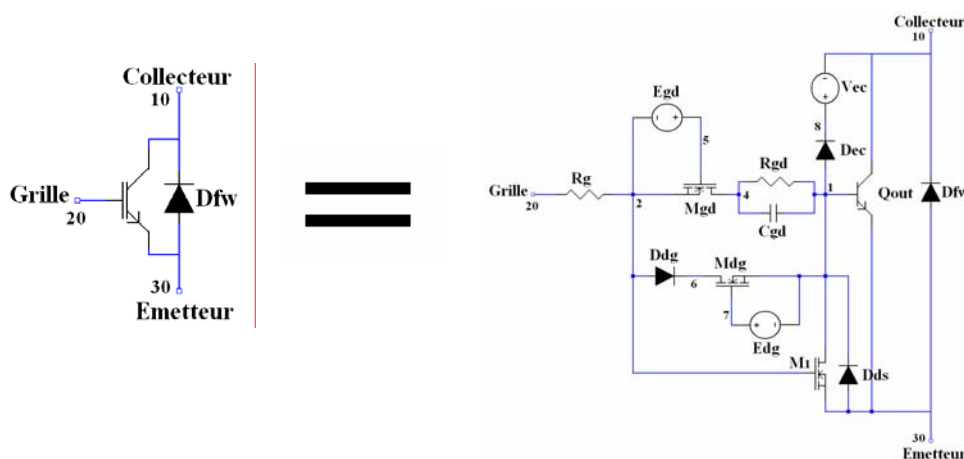


Figure III. 56 : Schéma SPICE du modèle de l'IGBT et de la diode

Le modèle de l'IGBT et de la diode ne tient pas compte des éléments de connexions ni des capacités parasites de mode commun entre la puce et le boîtier du composant. A l'aide du pont d'impédance, nous avons déterminé les valeurs des différents éléments parasites, sauf les inductances parasites du collecteur et de l'émetteur qui sont données par le constructeur (10nH). Le circuit électrique équivalent comprenant le modèle SPICE de l'IGBT + diode, et des différents éléments parasites, est représenté sur la Figure III. 57.

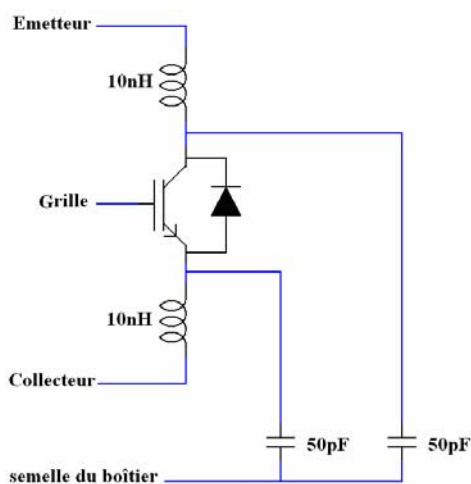


Figure III. 57 : Schéma électrique équivalent de l'IGBT + diode avec ses éléments parasites

Lors d'un essai du bras dans la configuration de cellule élémentaire de type hacheur sur charge résistive, nous avons observé une différence sur les temps de montée et descente des signaux entre les formes d'ondes mesurées et celles issues de la simulation avec le modèle de la Figure III. 57. En comparant certaines lignes du modèle SPICE aux données constructeur, nous nous sommes aperçu que les capacités inter électrodes proposées par le modèle SPICE étaient différentes de celles données par le constructeur. A partir de cette constatation, nous avons amélioré le modèle de ce composant.

### 3.3.2.2 Amélioration du modèle SPICE de l'IGBT

Nous avons procédé en 3 étapes : la première consiste à ajuster les paramètres statiques, puis nous avons inséré les capacités inter électrodes données par le constructeur, et enfin nous avons ajusté les paramètres dynamiques du composant, en adoptant une méthode voisine de celle indiquée dans les références [60] - [61].

- Régime statique :

Par sa structure, le fonctionnement de l'IGBT est lié à celui du MOSFET qui le compose. Nous avons ajusté le paramètre  $K_p$  qui correspond au gain afin d'obtenir un compromis entre les différents essais. Le  $K_p$  obtenu par dichotomie est de 1,85 au lieu de 2,56. Afin de placer la caractéristique statique de la diode dans la plage définie par le datasheet du constructeur, nous avons modifié le paramètre statique  $R_s$ , correspondant à la résistance interne de la diode : par dichotomie nous obtenons  $19,9M\Omega$  au lieu de  $15M\Omega$ .

- Capacités inter électrodes :

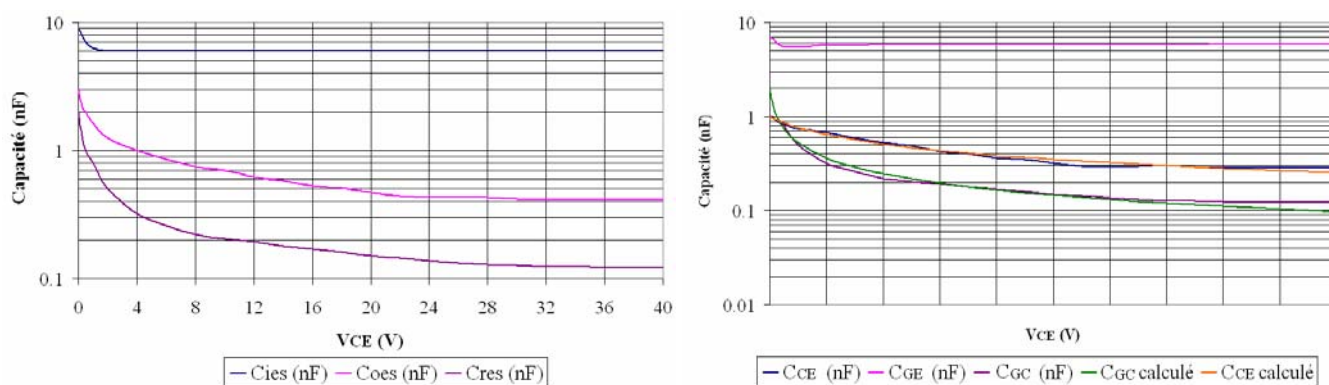
Le constructeur donne l'évolution des capacités  $C_{oes}$ ,  $C_{ies}$  et  $C_{res}$  en fonction de la tension  $V_{CE}$  (Figure III. 58a). Les capacités inter électrodes s'obtiennent alors à l'aide des relations suivantes :

$$C_{GC} = C_{RES} \quad (III. 26)$$

$$C_{CE} = C_{OES} - C_{GC} \quad (III. 27)$$

$$C_{GE} = C_{IES} - C_{GC} \quad (III. 28)$$

Nous pouvons reconstituer l'évolution de ces capacités en fonction de la tension  $V_{CE}$  (Figure III. 58b).



(a) : capacités données par le constructeur

(b) capacités inter électrodes

Figure III. 58 : Evolution des capacités



Pour modéliser l'évolution de ces capacités en fonction de la tension  $V_{CE}$ , SPICE utilise la capacité de jonction de la diode polarisée en inverse. Celle-ci est définie par 3 paramètres :  $C_{j0}$  la capacité de la jonction pour une tension nulle,  $V_j$  le potentiel de jonction, et  $M$  le coefficient de graduation [51]. Nous avons déterminé les valeurs de ces 3 paramètres à l'aide du solveur d'Excel à partir de leurs courbes d'évolutions respectives. Nous obtenons alors :

	$C_{j0}$	$V_j$	$M$
$C_{GC}$	2nF	0,22	0,58
$C_{CE}$	1nF	2,81	0,50

Tableau III. 17 : Valeurs des paramètres des modèles des capacités

La capacité  $C_{GE}$  est constante. Le modèle SPICE de l'IGBT inclut cette capacité dans son sous-circuit sous la forme d'une capacité linéique  $C_{GE} = 6\text{mF/m}$  (paramètre CGSO).

- Régime dynamique :

Pour estimer la validité du modèle de l'IGBT en régime dynamique, nous avons utilisé un dispositif composé d'un hacheur, d'un module IGBT et d'une charge résistive de  $56\Omega$ . Nous avons relevé la tension entre la grille et l'émetteur de l'IGBT, et le courant dans le collecteur. L'objectif est de rapprocher le plus possible les résultats de simulation des relevés expérimentaux, et plus particulièrement les temps de commutation  $t_{on}$  et  $t_{off}$  représentés sur la Figure III. 59, en corrigeant le minimum de paramètres du modèle.

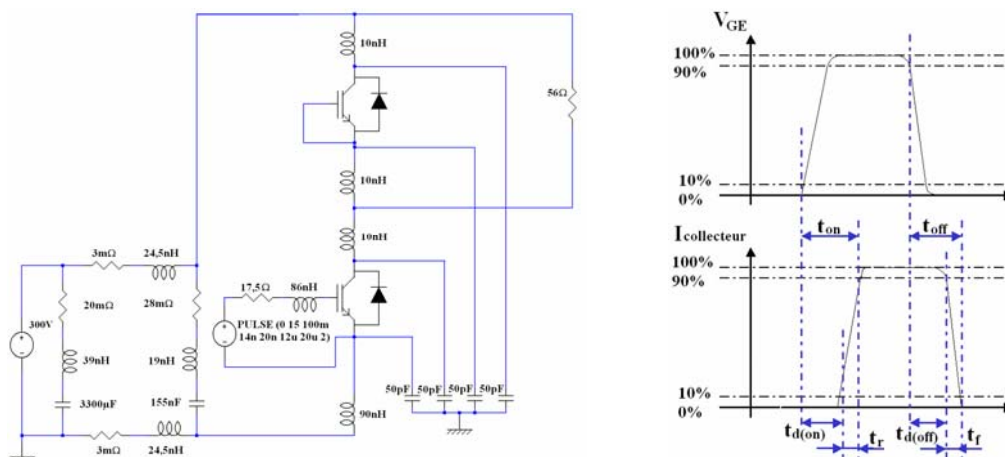


Figure III. 59 : Schéma du circuit et formes d'ondes théoriques de l'essai de l'IGBT sur charge résistive

Le temps de descente  $t_f$  peut être ajusté à l'aide du gain (noté BF dans le subcircuit) ou le temps de transit (noté TF dans le subcircuit) du transistor bipolaire. Le paramètre BF étant lié au comportement statique de l'IGBT ne sera pas modifié. Nous avons donc ajusté le paramètre TF par dichotomie, et avons obtenu  $TF = 75ns$ .

Les temps  $t_{d(on)}$  et  $t_{d(off)}$  ne peuvent être modifiés qu'en agissant sur les capacités inter électrodes, qui ont déjà été corrigées.

Le temps de montée  $t_r$  peut être ajusté à l'aide du gain  $K_p$  ou du courant de saturation  $I_{dsat}$  du MOSFET. Or le paramètre  $K_p$  est également actif dans le régime statique. Dans un premier temps, nous avons agi sur la valeur du paramètre  $I_{dsat}$  sans succès. En définitive, nous avons ajusté le modèle à l'aide du paramètre  $K_p$  au détriment du fonctionnement en régime statique en gardant le produit «  $K_p.BF$  » constant ; nous avons obtenu  $K_p = 0,5$  et  $BF = 5,5$ . En ajustant les paramètres pour améliorer le régime dynamique, nous avons dégradé le modèle en régime statique. Cette difficulté de réglage du modèle peut être due à la simplicité du modèle SPICE utilisé (niveau 1) car il ne comporte pas suffisamment de paramètres de réglage.

### 3.4 Validation du modèle du câble blindé de 4 conducteurs dans le domaine temporel

Après la validation du modèle de câble blindé de 4 conducteurs dans le domaine fréquentiel (III.2.4), nous allons présenter la validation dans le domaine temporel de ce modèle du câble. Le dispositif expérimental utilisé est composé du RSIL, du câble non blindé de 3 conducteurs de 1 mètre pour alimenter l'onduleur triphasé, du câble blindé de 4 conducteurs de 5 mètres, et du moteur asynchrone (MOT-2) comme le montre la Figure III. 60. Les modèles HF de chaque élément ont déjà été présentés précédemment.

#### 3.4.1 Etude des commutations de l'onduleur triphasé

L'onduleur étudié utilise 3 bras identiques, ce qui nous permet de réduire l'étude aux commutations d'un seul bras. Nous avons choisi dans notre cas d'étudier le bras du milieu (bras 2 sur la Figure III. 60). Nous avons également choisi la convention suivante : un courant sortant de l'onduleur sera compté positif.

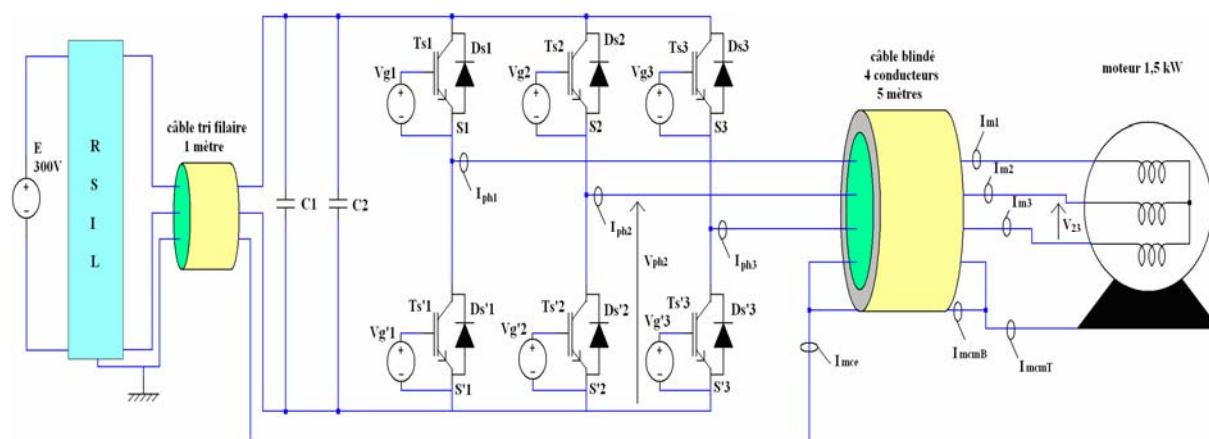


Figure III. 60 : Dispositif expérimental

A partir de l'état des transistors du bras 2 (ouvert ou fermé), nous distinguons deux types de commutations [62] :

Transition	Signe du courant $I_{ph2}$	Type de commutation
S'2 vers S2	$I_{ph2} < 0$	Ts'2 vers Ds2
	$I_{ph2} > 0$	Ds'2 vers Ts2
S2 vers S'2	$I_{ph2} < 0$	Ds2 vers Ts'2
	$I_{ph2} > 0$	Ts2 vers Ds'2

Tableau II. 19: Différents types de commutation du bras 2

Suivant le signe du courant  $I_{ph2}$ , nous serons soit dans une commutation Transistor vers Diode si  $I_{ph2}$  est négatif, ou dans une commutation Diode vers Transistor si  $I_{ph2}$  est positif.

Afin d'éviter de commuter les deux interrupteurs du bras 2 en même temps, nous avons introduit un temps mort  $T_D$  de  $4\mu s$  entre les signaux de commande de ces interrupteurs.

### 3.4.1.1 Etude de la commutation Diode vers Transistor

Cette transition est identique à celle rencontrée dans un hacheur. Elle se compose de 4 étapes :

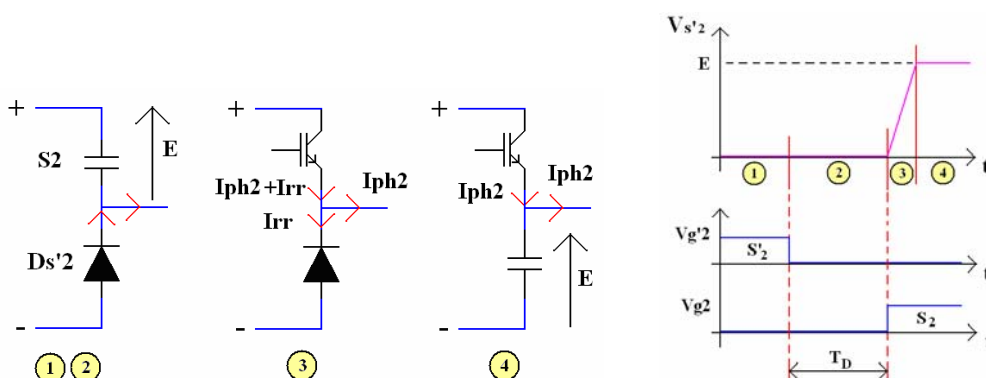


Figure III. 61 : Détails de la commutation Diode vers Transistor

A l'état initial (1), la diode  $Ds'_2$  est passante et l'interrupteur  $S_2$  ouvert (il est alors équivalent à une capacité). La phase 2 commence par l'ordre d'ouverture du transistor  $Ts'_2$  et sa durée est égale au temps mort  $T_D$ . Pendant cette phase, la diode  $Ds'_2$  est passante. Cette phase se termine par l'ordre de fermeture du transistor  $Ts_2$  qui est alors parcouru, en plus du courant de charge  $I_{ph2}$  par le courant de recouvrement inverse  $I_{rr}$  de la diode  $Ds'_2$  (Figure III. 61). La diode est ensuite équivalente à sa capacité inter électrodes.

### 3.4.1.2 Etude de la commutation Transistor vers Diode

Pour cette commutation, il existe deux possibilités qui dépendent de la durée du temps mort  $T_D$ .

➤ Cas 1 : Temps de montée de la tension  $t_m < T_D$

Le déroulement de cette commutation est résumé sur la Figure III. 62. Dans la phase 1 (état initial), le transistor  $Ts'_2$  est passant et l'interrupteur  $S_2$  est ouvert. La seconde phase commence lorsque l'ordre d'ouverture de  $Ts'_2$  est envoyé. La tension aux bornes de l'interrupteur  $S'_2$  augmente avec une pente ( $dv/dt$ ) qui dépend de la valeur du courant de sortie  $I_{ph2}$ . Cette phase se termine théoriquement lorsque cette tension atteint la tension de bus E. La diode  $D_2$  entre alors en conduction (phase 3).

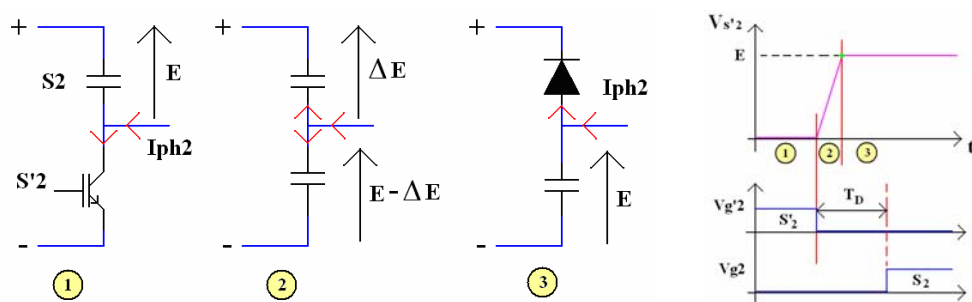


Figure III. 62 : Détails de la commutation Transistor vers Diode (cas 1)

➤ Cas 2 : Temps de montée de la tension  $t_m > T_D$

Cette commutation est résumée sur la Figure III. 63. Les phases 1 et 2 sont les mêmes que pour le cas précédent. Pendant la phase 2, la tension aux bornes de l'interrupteur  $S'_2$  augmente lentement jusqu'à ce que le transistor  $Ts_2$  reçoive l'ordre de fermeture à la fin du temps mort ; la tension  $V_{S'_2}$  augmente alors plus rapidement (phase 3). Quand elle atteint la tension de bus E, la diode  $D_2$  entre en conduction.

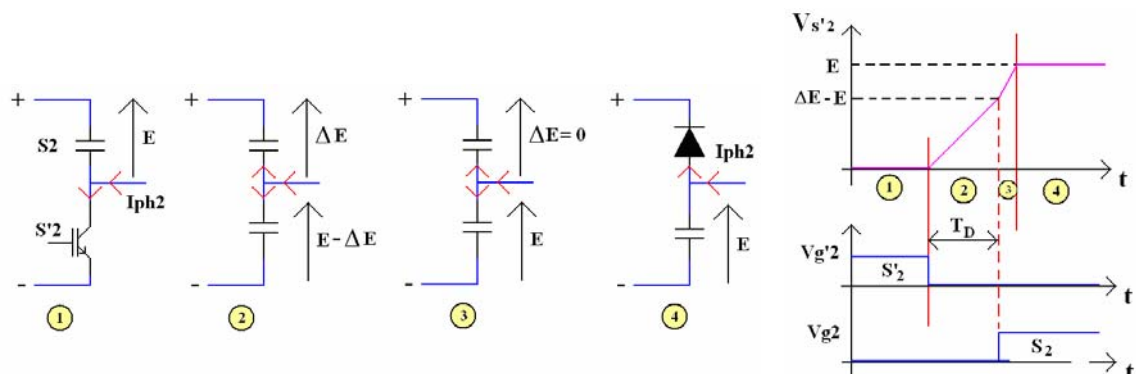


Figure III. 63 : Détails de la commutation Transistor vers Diode (cas 2)

### 3.4.2 Validation dans le domaine temporel du câble blindé de 4 conducteurs (5 mètres)

Pour valider le modèle du câble blindé, nous avons simulé le fonctionnement de l'ensemble du dispositif expérimental représenté sur la Figure III. 60. Pour modéliser le câble blindé de 4 conducteurs, nous utilisons 32 cellules pour 5 mètres.

#### 3.4.2.1 Validation avec le modèle SPICE de l'IGBT

Dans cette partie, nous avons utilisé le modèle SPICE de l'IGBT pour les 6 interrupteurs du pont triphasé (Figure III. 60). Nous avons considéré uniquement la commutation de type Diode vers Transistor. Tout d'abord, nous avons observé la tension de la phase 2 de l'onduleur  $V_{ph2}$  afin de vérifier que le front de tension obtenu avec le modèle SPICE de l'IGBT correspond au front mesuré (Figure III. 64a) : on note un léger écart entre la forme d'onde mesurée et le résultat de simulation, principalement au début et à la fin de la montée de la tension. Par contre le gradient de tension est correctement reproduit ( $R_g = 15\Omega$  et  $dv/dt=1,73kV/\mu s$ ). La tension aux bornes de la machine entre deux enroulements est représentée sur la Figure III. 64b.

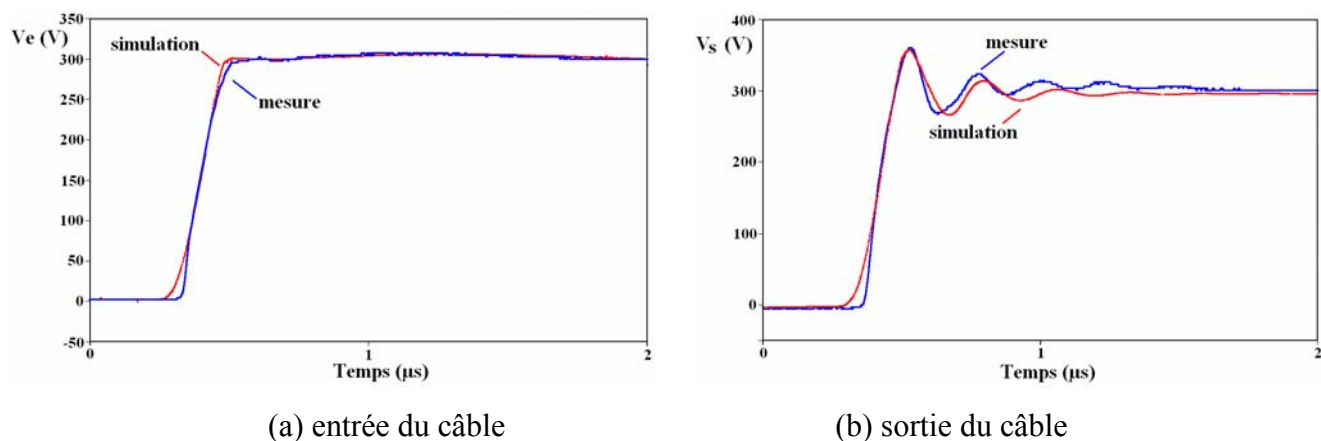


Figure III. 64 : Formes d'ondes de la tension à l'entrée (a) et à la sortie (b) du câble

Les formes d'ondes du courant dans la phase 2 à l'entrée et à la sortie du câble sont représentées sur la Figure III. 65.

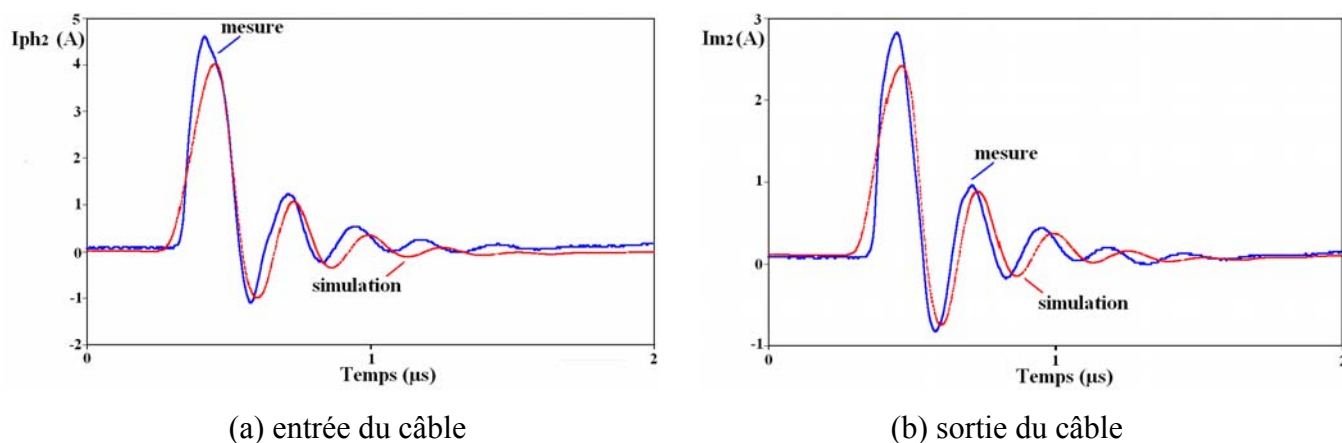


Figure III. 65 : Formes d'ondes du courant de la phase 2 à l'entrée (a) et à la sortie (b) du câble

Concernant le courant entrant dans le câble par la phase 2 ( $I_{ph2}$ ), nous remarquons sur la Figure III. 65 un décalage sur l'amplitude maximale du courant dû à la différence entre les deux pentes (mesure et modèle d'IGBT).

La Figure III. 66a et b représente respectivement le courant de mode commun ( $I_{mce}$ ) à l'entrée du câble et le courant de mode commun ( $I_{mcmT}$ ) à la sortie du câble : la simulation reproduit de façon satisfaisante les formes d'ondes relevées expérimentalement. Il reste

néanmoins de petites oscillations HF dans le relevé expérimental qui ne se retrouvent pas dans la simulation.

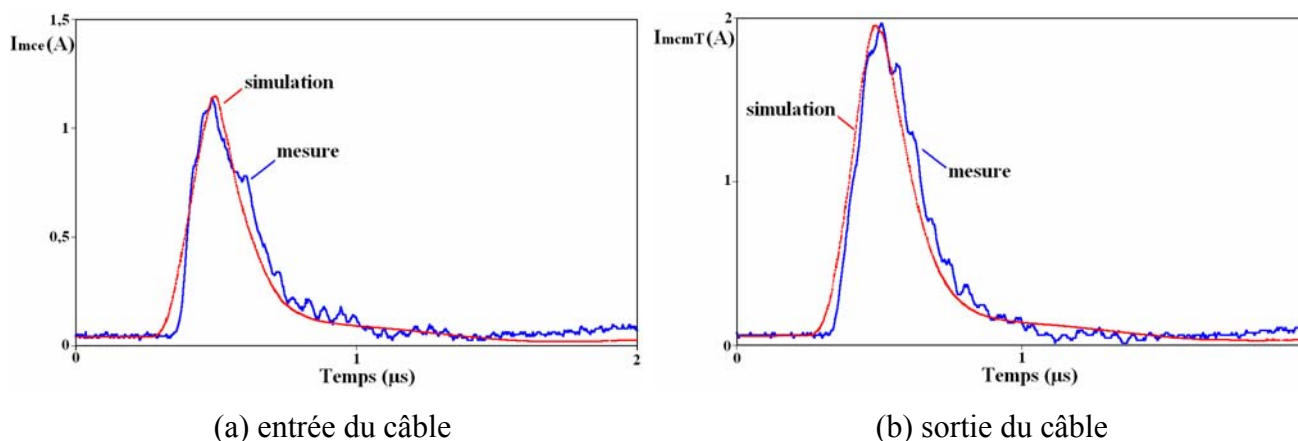


Figure III. 66 : Formes d'ondes du courant de mode commun à l'entrée (a) et à la sortie (b) du câble

Afin de s'affranchir du modèle SPICE de l'IGBT qui nécessite un temps de calcul de l'ordre de 10 heures pour une commutation (Pentium 4, 3.4GHz, 1Go RAM), dans la suite de cette étude, nous remplacerons l'IGBT par un générateur de tension reproduisant le front de tension relevé expérimentalement.

### 3.4.2.2 Validation à l'aide du modèle simplifié

Le dispositif expérimental utilisé pour la simulation devient celui représenté sur la Figure III. 67. Les interrupteurs des bras 1 et 3 ont été remplacés par des courts-circuits en haut, et par des diodes en bas afin de reproduire l'état de ces interrupteurs qui sont figés durant une commutation du bras 2. Les éléments parasites sont toujours présents quel que soit l'état des interrupteurs. Le modèle du moteur est un modèle HF : nous avons utilisé des générateurs de courants, dont les valeurs ont été déterminées expérimentalement, afin de compenser le comportement basse fréquence du modèle du moteur et avoir les valeurs des courants au début des commutations simulées.



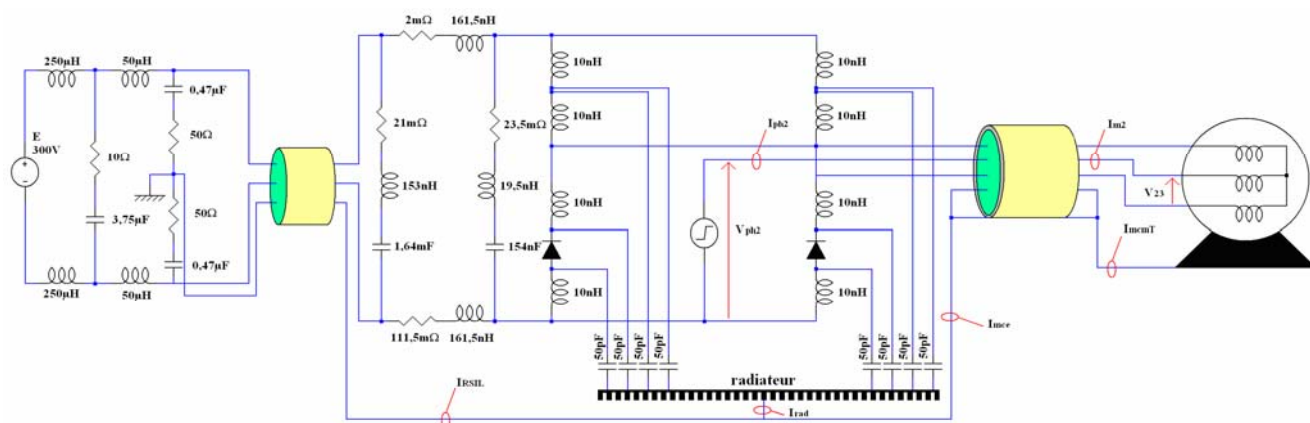


Figure III. 67 : Modélisation du dispositif simulé

Dans la simulation, la forme d'onde de la tension  $V_{ph2}$  qui remplace la tension aux bornes de l'interrupteur bas du bras 2 a déjà été présentée sur la Figure III. 64a. Les formes d'onde (mesurée et simulée) de la tension aux bornes du moteur entre deux enroulements sont représentées sur la Figure III. 68.

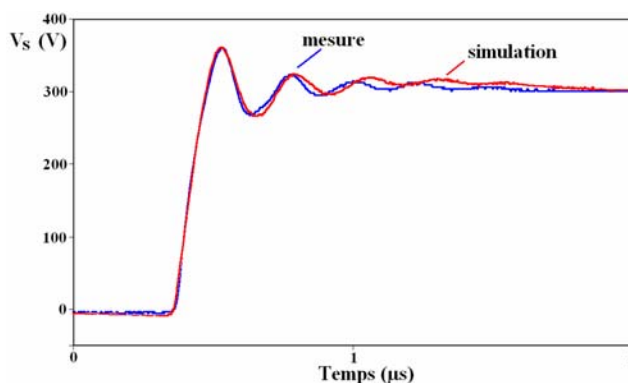


Figure III. 68 : Formes d'onde de la tension entre deux enroulements du moteur

Les résultats expérimentaux et de simulation obtenus pour les courants de la phase 2, à l'entrée et à la sortie du câble, sont indiqués à la Figure III. 69.

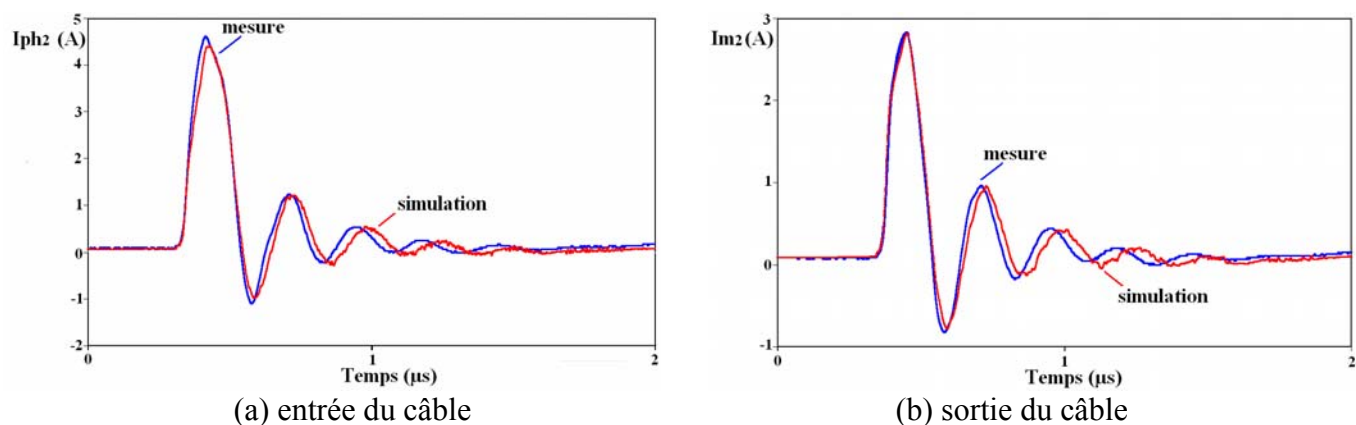


Figure III. 69 : Formes d'ondes du courant de la phase 2 à l'entrée (a) et à la sortie (b) du câble

La Figure III. 70 représente le courant de mode commun entrant et sortant du câble. Le résultat de la simulation comparé au relevé expérimental est satisfaisant puisque l'amplitude maximale est respectée ainsi que les pentes.

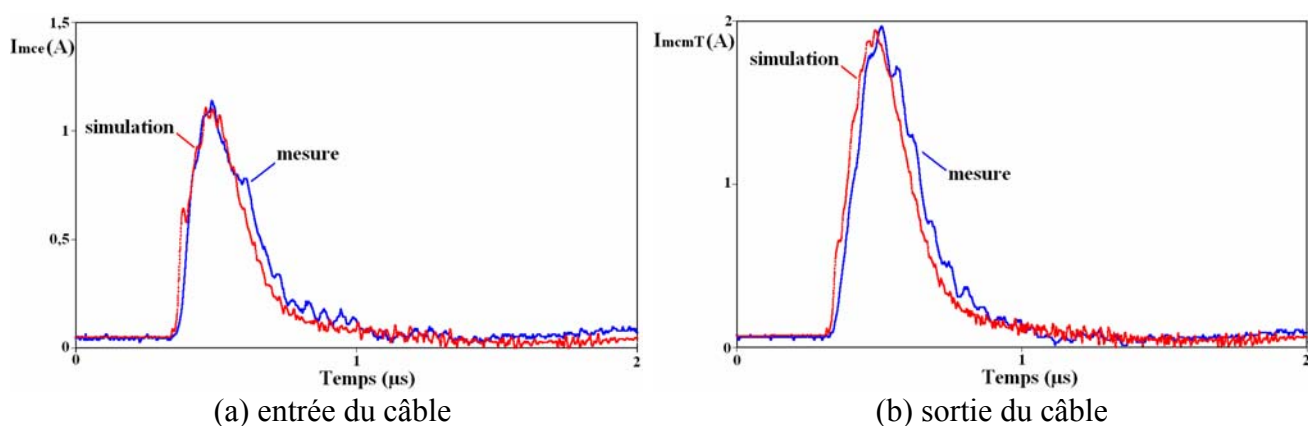


Figure III. 70 : Formes d'ondes du courant de mode commun à l'entrée (a) et à la sortie (b) du câble

Les résultats de simulations obtenus sont en bonne concordance avec les relevés expérimentaux lorsque nous utilisons pour  $V_{ph2}$  le générateur de tension issu de la mesure. Ceci permet de valider le modèle de l'ensemble câble + moteur pour une longueur de câble de 5 mètres.

### 3.4.3 Etude de la robustesse du modèle du câble

Afin d'étudier la robustesse des modèles et principalement celui du câble, nous avons effectué des essais dans la même configuration, Diode vers Transistor, avec deux valeurs de  $dv/dt$  (correspondant à deux valeurs de résistance de grille de l'IGBT : 22 et 47 $\Omega$ ).

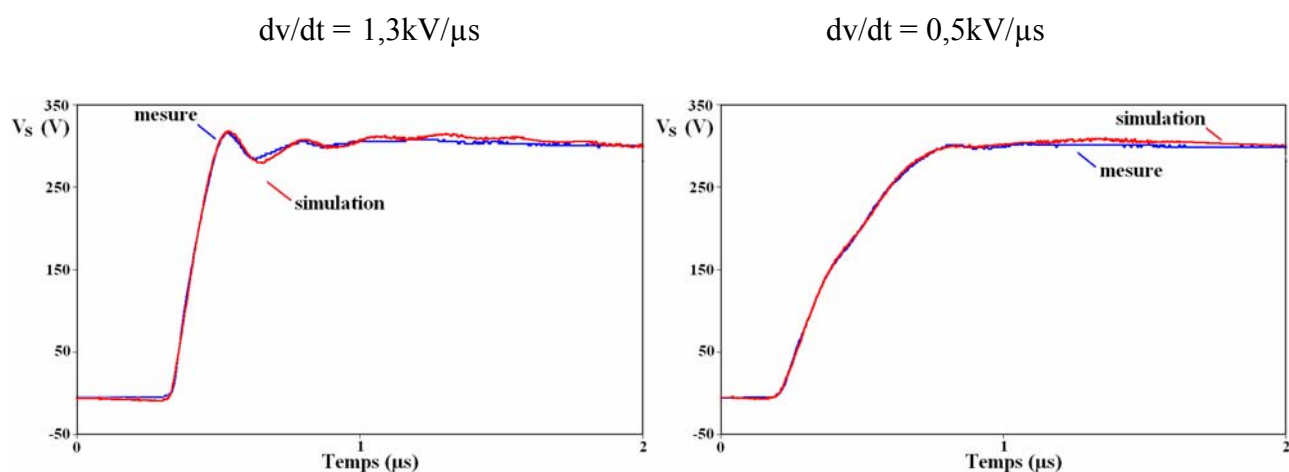


Figure III. 71 : Formes d'ondes de la tension entre deux enroulements du moteur

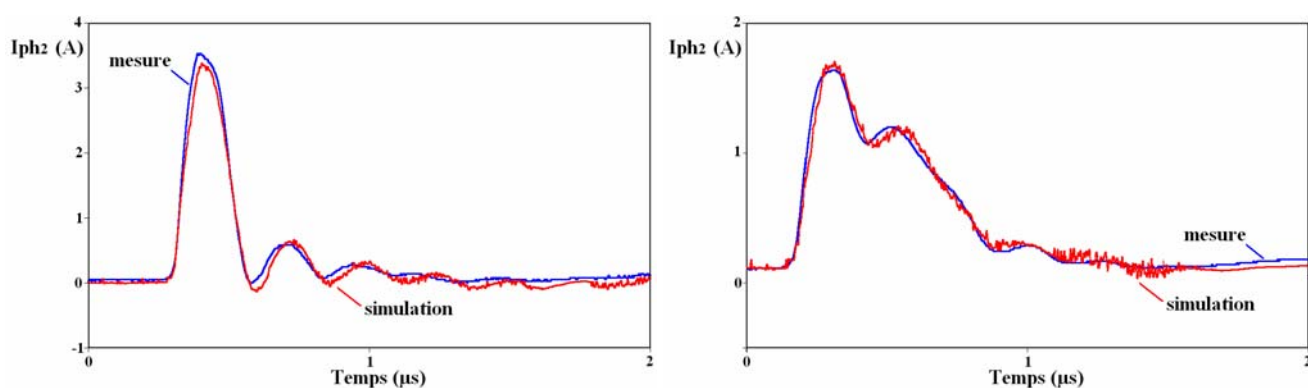


Figure III. 72 : Formes d'ondes du courant dans la phase 2 de l'onduleur

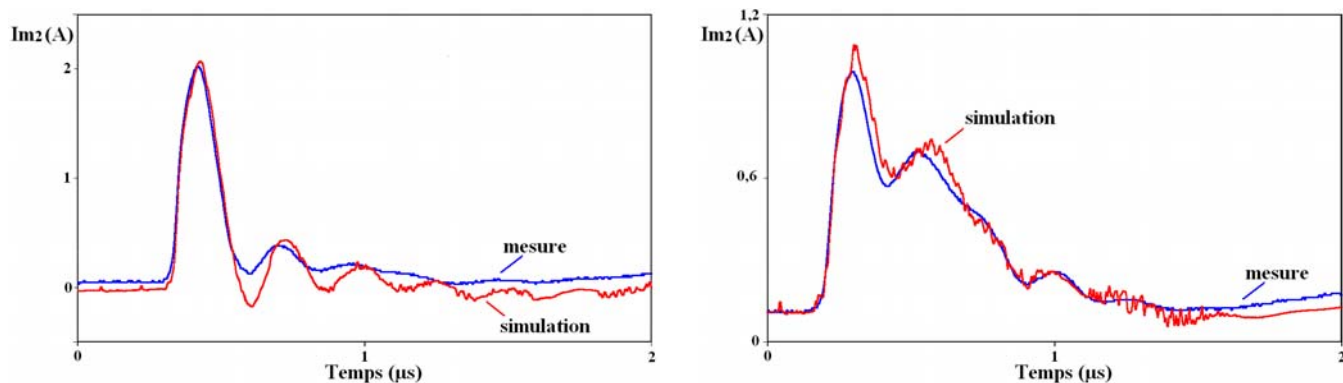


Figure III. 73 : Formes d'ondes du courant dans la phase 2 du moteur ( $I_{m2}$ )

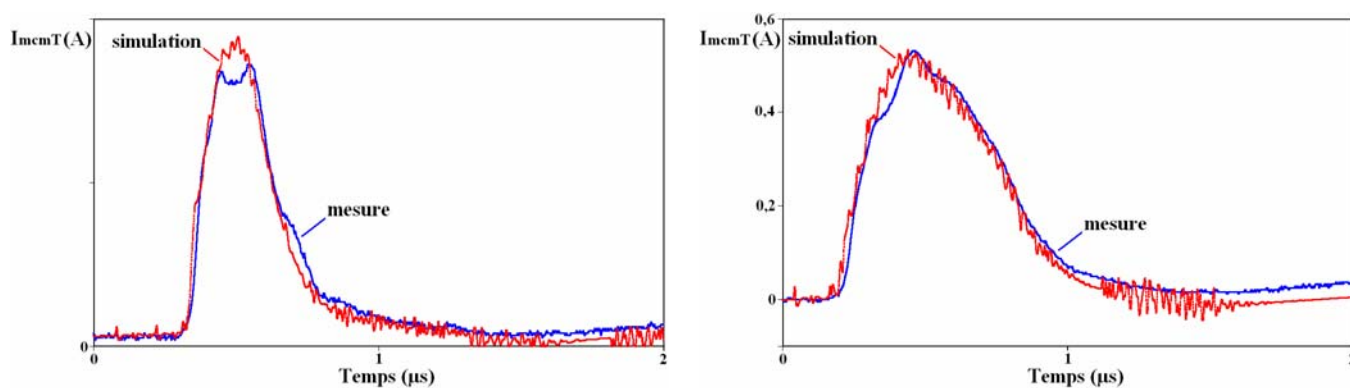


Figure III. 74 : Formes d'ondes du courant de mode commun du moteur

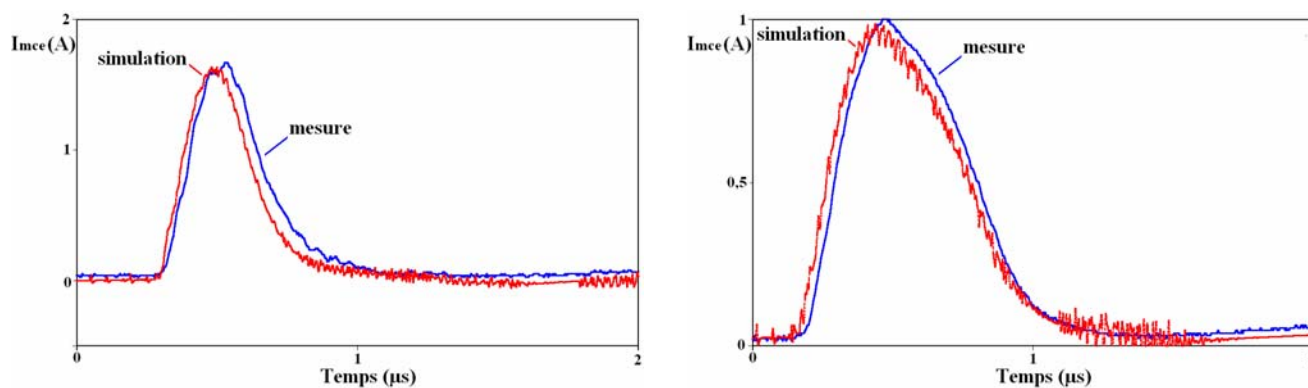


Figure III. 75 : Formes d'ondes du courant de mode commun à l'entrée du câble

Les résultats de simulations reproduisent de façon satisfaisante les formes d'onde relevées pour les deux valeurs de  $dv/dt$ , ce qui valide la robustesse du modèle.

### 3.4.4 Etude de la dissymétrie du câble blindé de 4 conducteurs

Les simulations réalisées pour différentes longueurs de câble ont montré que le modèle proposé reste applicable pour des longueurs de quelques dizaines de mètres. Au-delà de 40 mètres, nous avons observé des écarts plus importants entre la mesure et la simulation : ceci peut s'expliquer par l'accroissement de l'effet de la dissymétrie due à la position des conducteurs dans le câble. En effet, les rapports des impédances du câble et du moteur ne sont plus les mêmes : pour une longueur de 5 mètres, l'impédance du moteur est prépondérante par rapport à celle du câble, ce qui diminue son influence dans le montage. Lorsque la longueur augmente, l'impédance du câble devient prépondérante vis-à-vis de celle du moteur d'où l'apparition de la dissymétrie.

Dans ce paragraphe, nous avons gardé la même configuration que celle utilisée pour le câble de 5 mètres. Seule la longueur du câble change. Nous avons gardé le rapport définissant 5 mètres de câble par 32 cellules élémentaires, soit 262 cellules pour 41 mètres. Nous avons effectué les relevés pour un  $dv/dt = 1,73kV/\mu s$  (correspondant à une résistance de grille de 15  $\Omega$ ), et une commutation Diode vers Transistor.

La comparaison des résultats de simulation aux relevés expérimentaux est présentée sur la Figure III. 76. Les mesures ont été effectuées entre les paires de conducteurs « marron - jaune » et « blanc - jaune ». Les amplitudes des signaux obtenus sont nettement plus faibles en simulation qu'en mesure (environ 50V). Malgré cette différence d'amplitudes, les fréquences des oscillations sont quasi identiques.

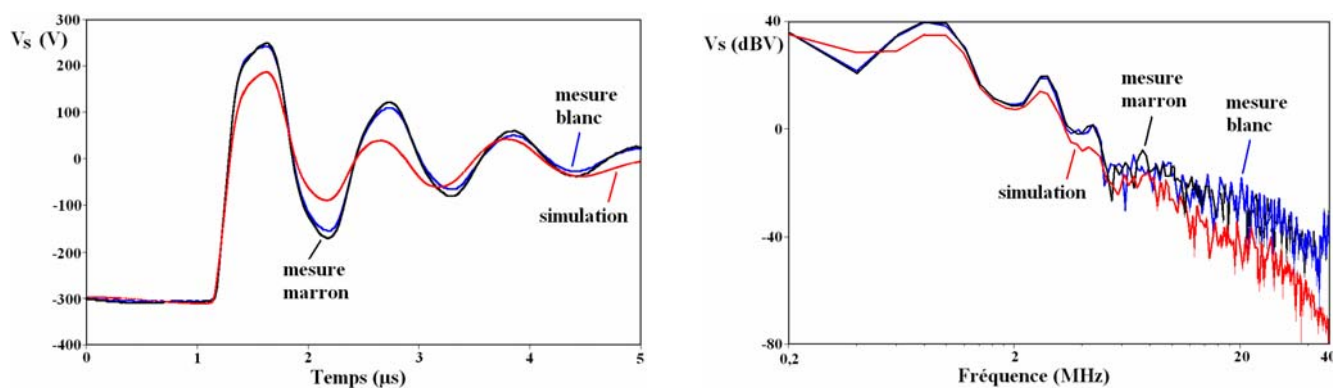


Figure III. 76 : Forme d'onde et FFT de la tension entre deux enroulements du moteur

Une coupe du câble est présentée sur la Figure III. 77 qui montre la position des conducteurs en fonction de la couleur de l'isolant.

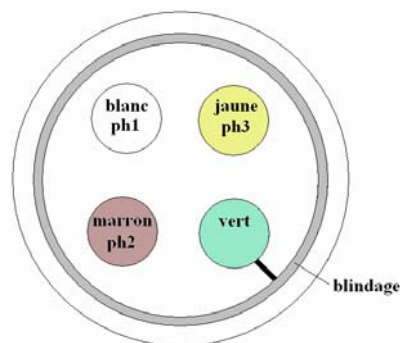


Figure III. 77 : Position des conducteurs dans le câble

Dans un premier temps, nous avons permuté les connexions des conducteurs au niveau de la phase 2 de l'onduleur, de manière à tester si la dissymétrie du câble était la cause de cet écart. Le conducteur utilisé jusqu'à présent pour la phase 2 de l'onduleur était le blanc (Figure III. 77). Nous avons donc permuté avec le conducteur marron. Les relevés expérimentaux réalisés avec le conducteur jaune sont identiques à ceux obtenus avec le conducteur marron (deux conducteurs symétriques par rapport au conducteur vert relié au blindage).

La Figure III. 78 représente la forme d'onde du courant entrant dans la phase 2 du câble ( $I_{ph2}$ ). Nous constatons une légère différence d'amplitude entre les deux courbes expérimentales : le courant dans le conducteur blanc a une amplitude maximale de 8,7A alors que le marron n'atteint que 8,2A. La simulation ne donne qu'un courant maximal de 6,57A. Le seul point concordant est la fréquence des oscillations du courant.

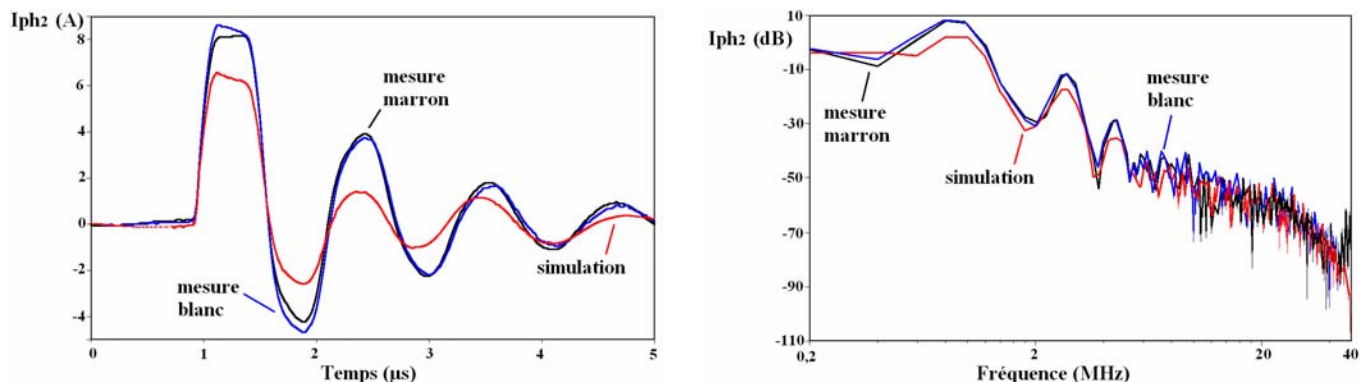


Figure III. 78 : Forme d'onde et FFT du courant sur la phase 2 sortant de l'onduleur

La forme d'onde du courant entrant dans la phase 2 du moteur ( $I_{m2}$ ) est représentée sur la Figure III. 79.

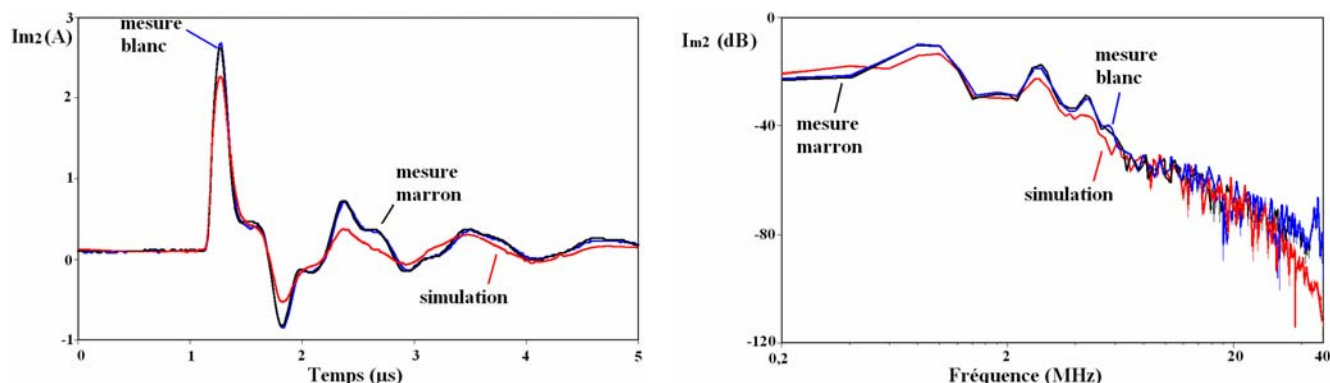


Figure III. 79 : Forme d'onde et FFT du courant sur la phase 2 du moteur ( $I_{m2}$ )

L'écart entre l'amplitude du courant obtenu par simulation  $I_{m2\text{ sim}}=2,3\text{A}$  et celle obtenue par la mesure  $2,7\text{A}$  reste faible. Les fréquences des oscillations coïncident, mais le modèle de câble amortit davantage le courant par rapport à la mesure. La FFT donne un résultat très satisfaisant.

La Figure III. 80 représente les formes d'onde ainsi que les FFT du courant de mode commun ( $I_{mcmT}$ ) sortant du moteur. Nous remarquons sur cette figure que le résultat de la simulation se situe entre les relevés expérimentaux.

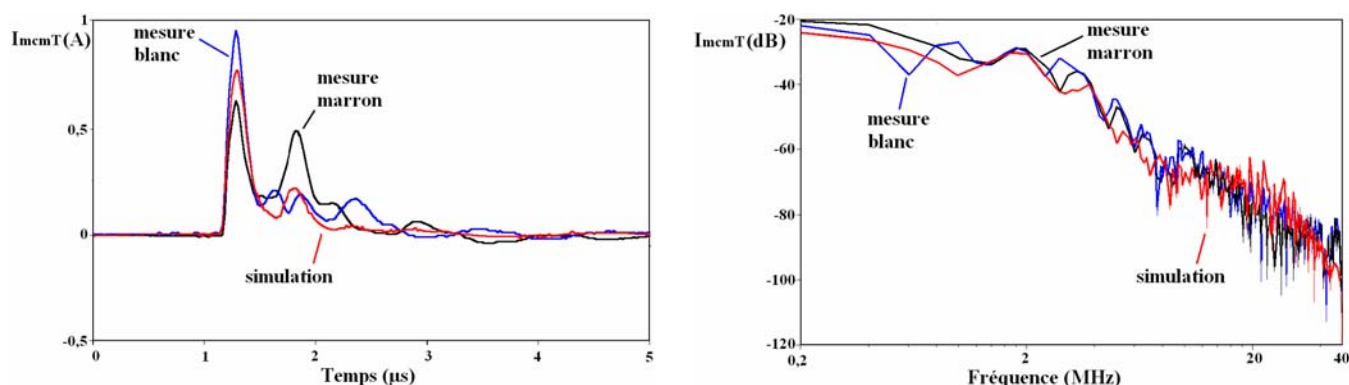


Figure III. 80 : Formes d'onde et FFT du courant de mode commun sortant du moteur

Les formes d'ondes du courant de mode commun ( $I_{mce}$ ) sortant du câble sont représentées sur la Figure III. 81. Les valeurs maximales des courants mesurées pour les conducteurs marron et blanc présentent un écart important.

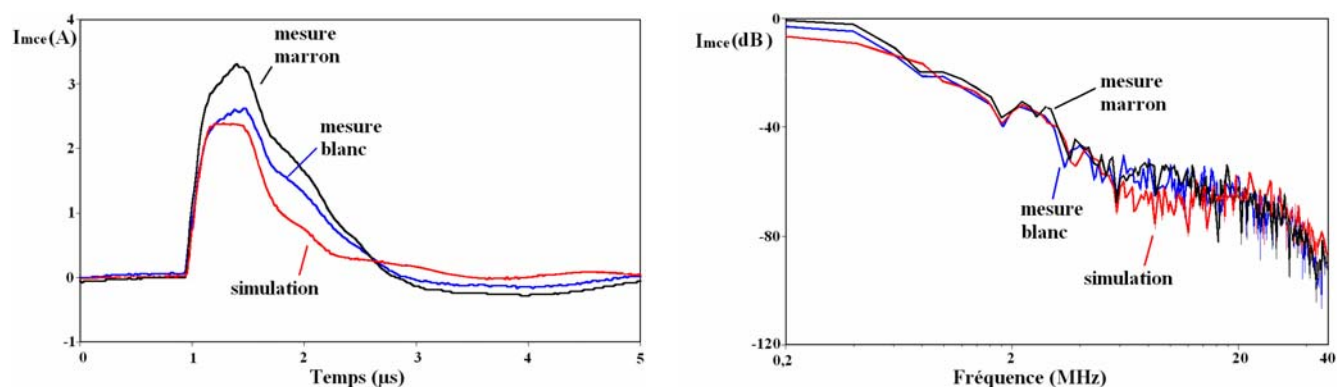


Figure III. 81 : Formes d'onde et FFT du courant de mode commun sortant du câble

Avec un câble de 41 mètres, des écarts significatifs entre les relevés expérimentaux, apparaissent en fonction de la position du conducteur dans le câble. Le paragraphe suivant tente d'expliquer les raisons de cette différence.

### 3.4.5 Influence de la dissymétrie de la distance entre conducteurs

La dissymétrie n'intervient que lorsque l'on augmente la longueur du câble.

En effet, dans le modèle de câble blindé qui est un câble dissymétrique (les distances entre conducteurs ne sont pas identiques, ce qui n'est pas le cas pour des câbles de 2 et 3 conducteurs), nous n'avons pas tenu compte de la position des conducteurs (entre les conducteurs croisés et adjacents), et en particulier de celle du conducteur qui sera excité par le front de tension par rapport au conducteur de terre (relié au blindage).

Sur le câble de 5 mètres, nous ne constatons quasiment pas de différences entre les courants mesurés dans la phase 2 (conducteur blanc ou marron) comme le montre la Figure III. 82 ce qui n'est pas le cas avec le câble de 41 mètres (Figure III. 83).



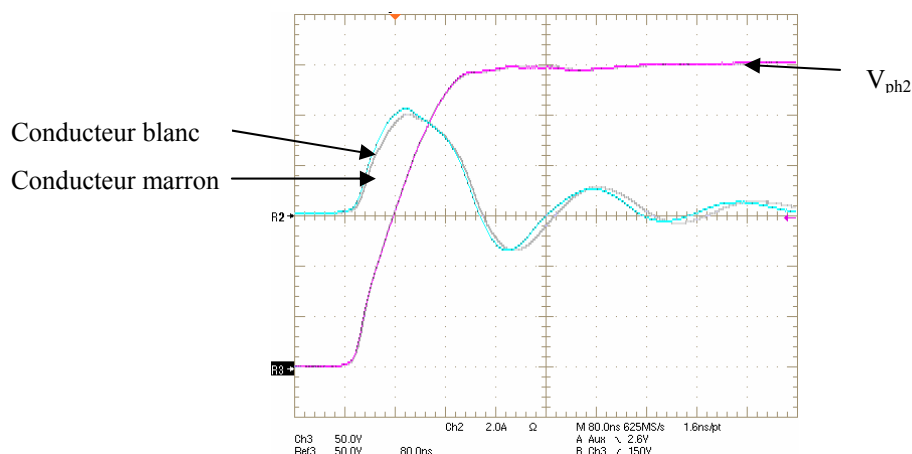
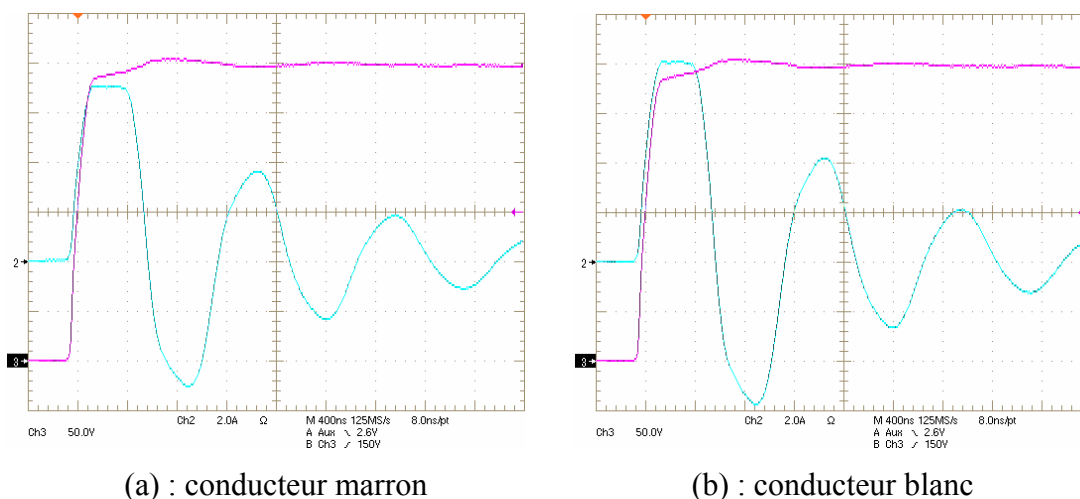


Figure III. 82: Tension aux bornes de la phase 2 et courant dans le conducteur de la phase 2 pour 5 mètres de câble



(a) : conducteur marron

(b) : conducteur blanc

Figure III. 83 : Tension aux bornes de la phase 2 et courant dans la phase 2 pour 41 mètres de câble

Les relevés expérimentaux permettent de mesurer l'impédance caractéristique du câble à partir du rapport entre les gradients de tension et de courant. Pour le câble de 41 mètres, la Figure III. 83 donne une impédance caractéristique de  $36\Omega$  pour la configuration utilisant le conducteur blanc, alors que pour le conducteur marron, nous obtenons  $40\Omega$ .

Pour la simulation, la dissymétrie n'est pas prise en compte : en ce qui concerne le modèle dont les paramètres linéiques évoluent avec la fréquence, et grâce aux courbes d'évolution de l'impédance du câble dans le domaine fréquentiel (un conducteur retour sur



qui est relativement négligeable et correspond aux oscillations HF (voir les mesures Figure III. 66a et Figure III. 85).

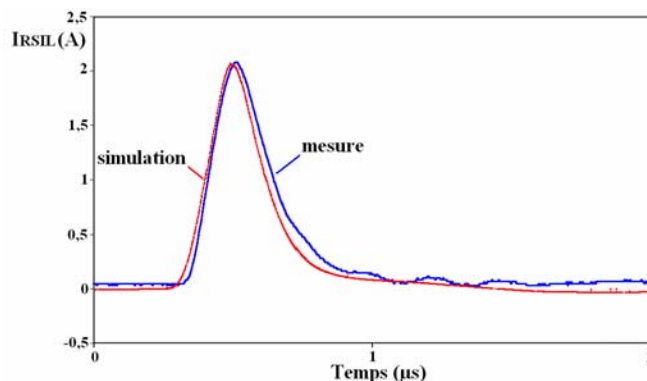


Figure III. 85 : Forme d'onde du courant de mode commun allant vers le RSIL

Quand on remplace le modèle SPICE de l'IGBT par un générateur de tension pour la simulation, les formes d'onde du courant de mode commun sortant du câble (allant vers le RSIL) sont représentées :

- pour le câble de 5 mètres et différentes valeurs du  $dv/dt$ , sur la Figure III. 86.

$$dv/dt = 1,3kV/\mu s$$

$$dv/dt = 0,5kV/\mu s$$

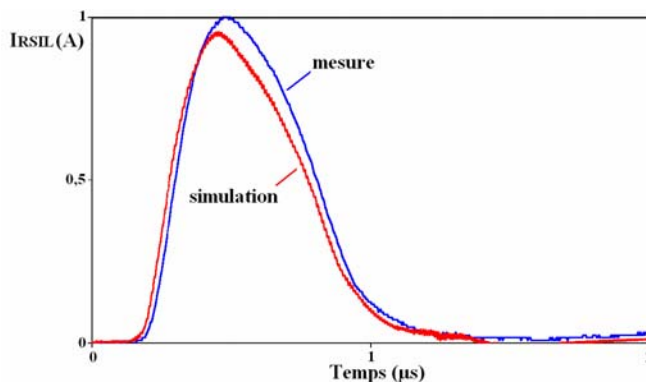
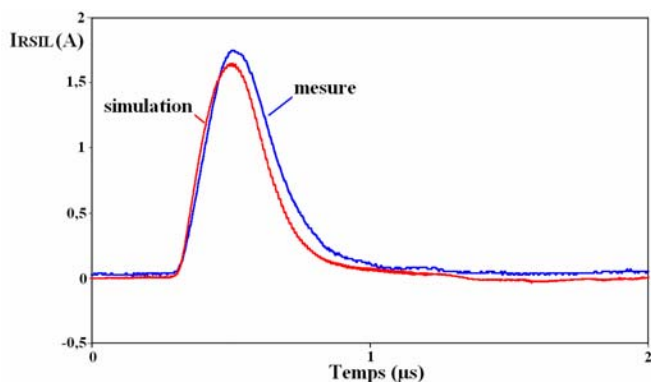


Figure III. 86 : Formes d'ondes du courant de mode commun allant vers le RSIL

- pour le câble de 41 mètres et connexion à la phase 2 de l'onduleur par le conducteur blanc ou marron, sur la Figure III. 87.

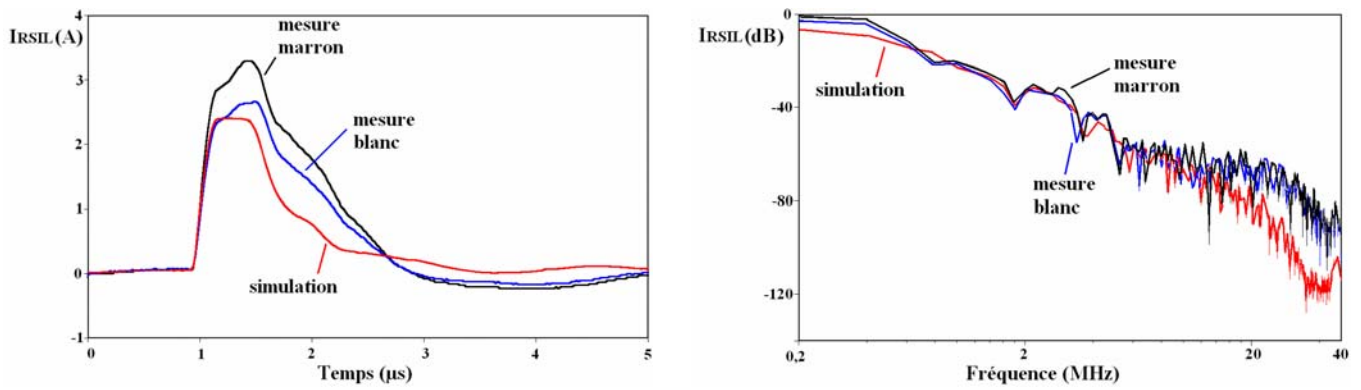


Figure III. 87 : Formes d'onde et FFT du courant de mode commun allant vers le RSIL

Les modèles développés permettent donc d'obtenir des résultats satisfaisants dans la modélisation de systèmes complexes.

## 4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons appliqué la méthode de modélisation proposée lors de l'étude des câbles non blindés. Cette méthode reste valable pour la modélisation des câbles blindés en ajoutant un coefficient de couplage inductif  $K$  entre chaque conducteur, ainsi que des capacités et des conductances entre chaque conducteur et le blindage.

La détermination des différents paramètres linéiques des câbles blindés a nécessité deux configurations d'essais distinctes : une de mode commun qui a permis de déterminer les capacités et les conductances entre chaque conducteur et le blindage, et une de mode différentiel qui a permis de déterminer les capacités et les conductances inter conducteurs. Nous avons également proposé une méthode de modélisation des impédances longitudinale et transversale à l'aide de réseaux R-L et R-C afin de tenir compte de l'évolution de ces impédances avec la fréquence. De plus, nous avons constaté les limites des formulations analytiques et du code de calcul éléments finis utilisés, puisque pour l'étude des câbles blindés, il est nécessaire de connaître avec précision les caractéristiques physiques (permittivité relative) et géométriques (position et épaisseur du blindage) du câble étudié.

Les résultats obtenus avec les modèles proposés dans les deux configurations (mode commun et différentiel), permettent de valider ceux-ci dans le domaine fréquentiel pour une longueur de 10 mètres pour le câble bifilaire, et de 5 mètres pour le câble de 4 conducteurs.

Les modèles de câbles blindés ont été également validés dans le domaine temporel. Pour cela, nous avons utilisé pour le câble bifilaire le dispositif constitué d'un ensemble « hacheur - câble bifilaire blindé - moteur ». Pour le câble de 4 conducteurs, nous avons utilisé un ensemble « onduleur - câble blindé de 4 conducteurs - moteur ».

En ce qui concerne le modèle du moteur, nous avons proposé dans ce chapitre deux méthodes de modélisation HF de moteur asynchrone. La première méthode appelée « méthode asymptotique » consiste à superposer les relevés expérimentaux de l'impédance du

moteur à des asymptotes afin de simplifier la détermination des paramètres du modèle. La seconde, appelée « méthode analytique », consiste à mettre en équations le circuit en  $\Pi$  choisi pour modéliser un enroulement du moteur, ainsi que les courbes expérimentales, afin de procéder à l'identification puis à la reconstitution du modèle complet du moteur. Ces modèles proposés ne tiennent pas compte du comportement BF mais uniquement de la partie HF du moteur. Par la suite, le comportement BF du moteur a été modélisé par des générateurs de courant, afin de compenser la partie non prise en compte dans le modèle HF.

Le modèle de câble bifilaire blindé a été validé dans le domaine temporel en utilisant le câble pour relier un hacheur série, dont le modèle HF a été proposé au chapitre II, et un moteur asynchrone.

Le modèle de câble blindé de 4 conducteurs a été validé dans le domaine temporel en insérant le câble dans un variateur de vitesse entre un onduleur triphasé et un moteur asynchrone. Toutefois, nous avons mis en évidence l'influence de la dissymétrie dans la distance entre conducteurs sur la précision du modèle. En effet, lorsque la longueur du câble augmente, il apparaît une différence significative entre les relevés expérimentaux et les résultats de simulation. Ceci constitue une limite du modèle de câble blindé de 4 conducteurs qui remet en cause l'hypothèse simplificatrice considérant les couplages entre conducteurs croisés et adjacents identiques. Il serait alors intéressant de reconsidérer ce modèle en tenant compte de la dissymétrie du câble : le câble devrait être alors caractérisé dans la configuration où il sera utilisé, c'est-à-dire avec un conducteur relié au blindage à chacune de ses extrémités.



## Conclusion générale



Ce travail de thèse s'inscrit dans la continuité des travaux réalisés par l'équipe Electronique de puissance au sein du Laboratoire sur l'étude du comportement CEM des systèmes électroniques de puissance, et notamment la réduction des perturbations conduites [63], et la commande CATS [64] [65].

Dans le chapitre I, nous avons présenté les différents types de câbles d'énergie et rappelé certaines notions de la Théorie des Lignes de Transmission qui sont à la base de l'étude des câbles d'énergie. Nous avons également présenté une synthèse des différents modèles de câbles d'énergie ainsi que les différentes méthodes théoriques et pratiques permettant de caractériser le câble étudié.

Pour la détermination des paramètres linéiques du câble, nous avons voulu comparer les résultats obtenus par les 3 méthodes : formulations analytiques, code de calcul éléments finis et mesure au pont d'impédance. En effet, lorsque les problèmes posés par les dimensions du câble ou les connexions au pont rendent les mesures impossibles, seules les méthodes analytiques ou éléments finis permettent de calculer les paramètres.

Dans le chapitre II, nous avons présenté une méthode d'identification des paramètres pour la modélisation HF de câbles non blindés. Cette méthode repose sur 3 étapes :

- Détermination des paramètres linéiques du câble à partir de mesures au pont d'impédance.
- Modélisation des paramètres du câble variant avec la fréquence par des réseaux R-L ou R-C
- Décomposition du modèle en cellules élémentaires

Notre étude a montré que d'une façon générale, les formulations analytiques disponibles dans la littérature ne sont pas directement adaptées au calcul des paramètres de nos modèles, et que la méthode des éléments finis nécessite la connaissance de caractéristiques physiques des composants du câble qui sont quelquefois difficiles à obtenir.

L'application de cette méthode sur un câble bifilaire et un câble de 3 conducteurs non blindés nous a permis d'obtenir des modèles de ces câbles qui ont été validés dans les domaines fréquentiel et temporel pour des longueurs allant jusqu'à 12 mètres.

La validation dans le domaine temporel a été réalisée avec un hacheur et un moteur asynchrone à l'arrêt alimenté entre deux phases. Nous avons proposé dans ce mémoire un modèle HF pour chacun de ces deux éléments.

Chaque fois que cela a été possible nous avons quantifié les écarts entre les résultats de mesure et de simulation. Cependant, beaucoup de comparaisons restent qualitatives.

Le chapitre III a été consacré à la modélisation des câbles blindés. Pour cela, nous avons considéré le blindage comme un conducteur supplémentaire idéal, ce qui nous a amenés à adapter la méthode précédente afin de tenir compte du couplage inductif entre chaque conducteur, et de distinguer les impédances transversales inter conducteurs et entre chaque conducteur et le blindage. Les modèles proposés ont également été validés dans les domaines fréquentiel et temporel.

Dans le domaine fréquentiel, ces modèles ont été validés pour différentes longueurs dans des configurations de mode commun et de mode différentiel.

La validation du modèle du câble blindé de 4 conducteurs dans le domaine temporel a été effectuée dans un système utilisant un onduleur de tension triphasé commandé en MLI et un moteur asynchrone en rotation. Cette validation a nécessité la modélisation HF du moteur asynchrone et de l'onduleur triphasé. Afin de réduire le temps de simulation, le modèle de l'onduleur a été réduit aux commutations d'un seul bras, les deux autres étant figés. Pour le modèle HF du moteur asynchrone, nous avons souhaité établir une démarche systématique permettant de modéliser n'importe quel moteur. Nous avons proposé deux méthodes de modélisation nommées « méthode asymptotique » et « méthode analytique ». Les deux modèles obtenus ont tous deux été validés dans les domaines fréquentiel et temporel.

Il ressort de cette étude que l'écart entre les résultats de mesure et de simulation augmente en même temps que la longueur du câble. L'origine de cet écart peut être attribuée à

l'hypothèse de symétrie du câble blindé de 4 conducteurs, alors que les distances entre conducteurs ne sont pas toutes identiques. Pour remédier à ce problème, il serait alors nécessaire de modéliser le câble dans la configuration dans laquelle il est utilisé : 3 conducteurs (1 pour chaque phase) + 1 conducteur de terre qui est relié au blindage.

Les modèles proposés ont permis d'identifier les chemins de propagation des courants dans un système de type variateur de vitesse de la source au moteur. Ces modèles peuvent être utilisés pour le dimensionnement des filtres CEM ainsi que la détermination des perturbations rayonnées.

# Bibliographie



- [1] : P. Brem, « Quand les roulements sont les victimes des variateurs ... », Mesures 717 septembre 1999, <http://www.mesures.com/>
- [2] : « Les courants de palier dans les systèmes d'entraînement c.a. à vitesse variable », Guide technique N°5, ABB, <http://www.dee.upc.edu/>
- [3] D. Busse, J. Erdman, R. J. Kerkman, D. Schlegel, G. Skibinski, « Bearing currents and their relationship to PWM drives », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 12, n°2, march 1997, pp. 243-251.
- [4] S. Chen, T. A. Lipo, D. Fitzgerald, « Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, n°6, november/december 1996, pp. 1365-1370.
- [5] : N. Idir, R. Bausière, J.J. Franchaud « Identification des chemins de propagation des courants perturbateurs dans un variateur électronique de vitesse », CEM 2004 : Colloque International de Compatibilité Electromagnétique, 16-18 mars 2004, Toulouse, France, pp. 395-398.
- [6] : G.Gay, A. Riboulot, A. Guignabel « Les perturbations électromagnétiques basse et haute fréquence », Intersections documentation, le magazine Schneider Electric de l'enseignement technologique et professionnel, Juin 2000, 16 pages.
- [7] S.L. Capitaneanu, B. de Fornel, M. Fadel, F. Jadot, F. Malrait, « Reduction of over-voltage transients resulting from PWM AC motor driven using long cable », Proceedings of Electrimacs 2002, Montreal, august 18-21 2002, 6 pages.
- [8] A. Von Jouanne, D.A. Rendusara, P.N. Enjeti and J.W. Gray, « Filtering techniques to minimize the effect of long motor leads on PWM inverter-fed AC motor drive systems », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, n°4, july/august 1996, pp. 919-926.
- [9] G. Metzger, J.P. Vabre, « Electronique des impulsions, Circuit à constantes réparties », Edition : MASSON & Cie, 1966.

- [10] J. Bonal, G. Séguier, « Entraînements électriques à vitesse variable » vol. 2, Edition Lavoisier, Technique & Documentation, 1998.
- [11] G. Angénieux, « Lignes de transmission en régime harmonique et transitoire », <http://www.univ-savoie.fr/>
- [12] G. Pinson, « Modèle à constantes réparties d'une ligne de transmission », <http://www.syscope.net/>
- [13] D. Prêtre, « Transmission sur lignes », <http://www.eiaj.ch/>.
- [14] : P. Escané et J.M. Escané, « Réseaux électriques linéaires à constantes réparties », Techniques de l'ingénieur, article D 1 - 100.
- [15] : R. Bonnefille, « Réseaux électriques linéaires à constantes réparties », Techniques de l'ingénieur, article D-69.
- [16] D.A. Weston, « Electromagnetic Compatibility – Principles and Applications », Edition Marcel DEKKER, N-Y 2001.
- [17] C.R. Paul, « Analysis of multiconductor transmission lines », Wiley-Interscience Publication, Edition John Wiley and Sons, 1994.
- [18] C. Labarre, Ph. Petit, F. Costa, C. Gautier, « Printed circuit board (PCB) model using thin-wire method to compute conducted EMI in power electronic systems », The European Physical Journal Applied Physics, AP3, 1998, pp. 169-181.
- [19] A. Guena, « Association de méthodes pour la modélisation des conducteurs imprimés multicouches en électronique de puissance », Thèse de doctorat de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, Décembre 2001.
- [20] E. Clavel, Y. Maréchal, J. Roudet, « Modélisation des câblages en électronique de puissance : apport et complémentarité des méthodes éléments finis et de circuits équivalents », The European Physical Journal Applied Physics, AP1, 1998, pp. 211-223.

- [21] R.J. Pasterczyk, C. Martin, J.-M. Guichon, J.-L.Schanen, « Planar busbar optimization regarding current sharing and stray inductance minimization », Power Electronics and Applications, 2005 European Conference, 11-14 september 2005, Dresden, Germany.
- [22] M. Besacier, J.L. Schanen, J. Roudet, P. Suau, J.C. Crebier, « PSPICE-compatible electrical equivalent circuit for busbars », Applied Power Electronics Conference (APEC), vol. 2, 6-10 february 2000, pp. 846 - 851.
- [23] : Logiciel FEMM : <http://www.femm.foster-miller.net/>
- [24] B. Revol, « Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse – machine asynchrone », Thèse de doctorat de l'Université Joseph FOURIER de Grenoble, Novembre 2003.
- [25] R. Nozaki., T.K. Bose « Measurement of the dielectric properties of materials by using time domain reflectometry », Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1990, IMTC'90, 2000.
- [26] « Agilent Technologies Impedance Measurement Handbook », 2<sup>nd</sup> Edition, Agilent Technologie, 2000.
- [27] Y. Zhu, M. Klingler, F. Paladian, « Limite de validité de la théorie des lignes de transmission en très basses fréquences », Colloque International sur la Compatibilité Electromagnétique CEM'06, Saint Malo, France, 4-6 avril 2006.
- [28] P. Ferrari, « Phénomènes de propagation en hyperfréquences », <http://www.geea.org/>
- [29] T. A. Denidni, « Paramètres S - Analyse des Réseaux », <http://www.inrs-telecom.quebec.ca/>
- [30] T. Dhaene, D. De Zutter, « Selection of lumped element models for coupled lossy transmission lines », IEEE Transactions on Computer-aided Design, vol. 11, n°7, july 1992, pp. 805-815.



- [31] P. Lagonotte, F. Ndaguimana, « Modélisation de la propagation sur les lignes électriques », 10<sup>e</sup> Colloque International sur la Compatibilité Electromagnétique, 14 – 16 mars 2000, Clermont-Ferrand, pp. 110-114.
- [32] H. Meng, S. Chen, Y.L. Guan, C.L. Law, P.L. So, E. Gunawan and T.T. Lie, « Modeling of transfer characteristics for the broadband power line communication channel », IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 19, n°3, july 2004, pp. 1057-1064.
- [33] T. Raminosa, « Modélisation par quadripôle des longs câbles reliant convertisseur et machine : analyse temporelle et fréquentielle », JCGE'03, 5-6 juin 2003, Saint Nazaire.
- [34] V. Valouch, J. Skramlik, and I. Dolezel, « Transient electromagnetic effects in the system PWM inverter – long cable – induction motor », Proceeding of XIV International Symposium on Electromagnetic phenomena in Nonlinear Circuits, Poznan, Poland, 1996, pp. 267-272.
- [35] S.L. Capitaneanu, B. de Fornel, M. Fadel, F. Jadot, F. Malrait, « Reduction of over-voltage transients resulting from PWM AC motor driven using long cable », Proceeding of Electrimacs 2002, Montreal, august 18-21 2002.
- [36] S. Lee and K. Nam, « An overvoltage suppression scheme for AC motor drives using a half DC-link voltage level at each PWM transition », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, n°3, june 2002, pp. 549-557.
- [37] E. Gubia, P. Sanchis, A. Ursua, J. Lopez and L. Marroyo, « Frequency domain model of conducted EMI in electrical drives », IEEE Power Electronics Letters, vol. 3, n°2, june 2005, pp. 45-49.
- [38] C. Vermaelen, « Contribution à la modélisation et à la réduction des perturbations conduites dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable », Thèse de doctorat de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, Décembre 2003.

- [39] C. Vermaelen, F. Costa, A. Lacarnoy, M. Arpilliere, « Modélisation des perturbations électromagnétique dans un système industriel de variation de vitesse », *Electronique de Puissance du Futur*, 15 – 17 septembre 2004, Toulouse, France.
- [40] « Agilent 4294A Precision Impedance Analyser Operation Manual », Agilent Technologies.
- [41] « Agilent AN 346-2, balanced circuit measurement with an impedance analyzer / LCR meter / network analyzer », Application Note, Agilent Technologies.
- [42] R. LAO, « The twisted-pair telephone transmission line », *High Frequency Electronics journal*, november 2002, pp 20-28.
- [43] : S. Ogasawara and H. Akagi, « Analysis and reduction of EMI conducted by a PWM inverter-fed AC motor drive system having long power cables », *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2000, pp. 928 – 933.
- [44] Manuel d'utilisation du logiciel LTspice : <http://www.linear.com>.
- [45] C. - S. Yen, Z. Fazarinc et R.L. Wheeler, « Time domain skin effect model for transient analysis of lossy transmission lines », *Proceedings of the IEEE*, vol. 70, n°7, july 1982, pp. 750-757.
- [46] S. Mei, Y. I. Ismail, « Modeling skin effect with reduced decoupled R-L circuits », *Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 4, 25 – 28 may 2003, pp. 588 - 591.
- [47] S. Kim, B. - T. Lee et D. P. Neikirk, « Compact equivalent circuit models for the skin effect », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, 17 – 21 june 1996, pp. 18115 - 1818.
- [48] B.K. Sen et R. L. Wheeler, « Skin effects models for transmission line structures using generic spice circuit simulators », *IEEE 7<sup>th</sup> topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging*, 26 – 28 october 1998, pp. 128-131.

[49] Manuel d'utilisation du logiciel APLAC : <http://www.aplac.com>

[50] Documentation constructeur CREE : <http://www.cree.com>

[51] A. Briffaut, « Modélisation des interrupteurs formés par l'association transistor-MOS+diode en série – Application à la cellule de commutation à interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant », Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, décembre 1997.

[52] T.Sato, S. Ikeda, Y. Hara, K. Yamasawa and T. Sakuma, « A new multilayered common-mode filter on Ni-Zn ferite substrate », IEEE Transactions on Magnetics, vol. 37, n°4, july 2001, pp. 2900-2902.

[53] G. Grandi, D. Casadei, U. Reggiani, « Common and differential-mode HF current components in AC motors supplied by voltage source inverters », IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 19, n°1, january 2004, pp. 16 – 24.

[54] S. P. Weber, E. Hoene, S. Guttowski, « Modeling induction machines for EMC-analysis », IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol. 1, 20 -25 june 2004, Aachen, Germany, pp. 94 - 98.

[55] A. Consoli, G. Oriti, A. Testa, A. L. Julian, « Induction motor modelling for common mode and differential mode emission evaluation », IEEE Industry Applications Conference, vol. 1, 6 – 10 october 1996, pp. 595 - 599.

[56] B. Revol, J. Roudet, J.L. Schanen, P. Loizelet, « EMI study of a three phase inverter-fed motor drives », IEEE Industry Applications Conference, vol. 4, 3 - 7 october 2004, pp. 2657 - 2664.

[57] : N. Idir, J.J. Franchaud, R. Bausière, « Modelling and minimizing of high frequency leakage currents in adjustable speed drives », International Journal of Modelling and Simulation, Actapress. vol. 1, n° 1, january 2005.

[58] : N. Idir, J.J. Franchaud « Identification and reduction of common mode current in PWM inverter - induction motor system », ELECTRIMACS 2002 : International Conference on

Modelling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, 18-21 août 2002, Montreal, Canada.

[59] : N. Idir, J.J. Franchaud, R. Bausière « Evaluation and reduction of common mode currents in adjustable speed drives », Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM), 20-22 may 2003, Nürnberg, Germany, pp. 279-284.

[60] : W. Mi, « Extraction des paramètres et domaine de validité du modèle d'un composant de puissance », Thèse de doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, juillet 2002.

[61] : O. Elmazria, « Caractérisation et simulation de l'IGBT dans le but d'optimiser ses performances au moyen d'irradiation par électrons », Thèse de doctorat de l'Université de Metz, novembre 1996.

[62] : N. Idir, J.J. Franchaud, R. Bausière « Common mode and differential mode current repartition in inverter-fed motor drives », IASTED 2003 : Power and Energy Systems, 3-5 septembre 2003, Marbella, Espagne, pp. 199-204.

[63] : N. Idir, C. Semet « Conducted EMI reduction techniques for power converters », International Conference on Modelling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, 18-21 août 2002, Montreal, Canada.

[64] H. Sawezyn, « Etude de la commande autour de la tension de seuil (CATS) des transistors de puissance à grille isolée et de ses applications », Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, mars 2003.

[65] N. Idir, R. Bausière, J.J. Franchaud, H. Sawezyn, « Contrôle des commutations des transistors à grille isolée : commande CATS », Revue Internationale de Génie Electrique, vol. 7, n° 1-2, février 2004, pp 49-74.

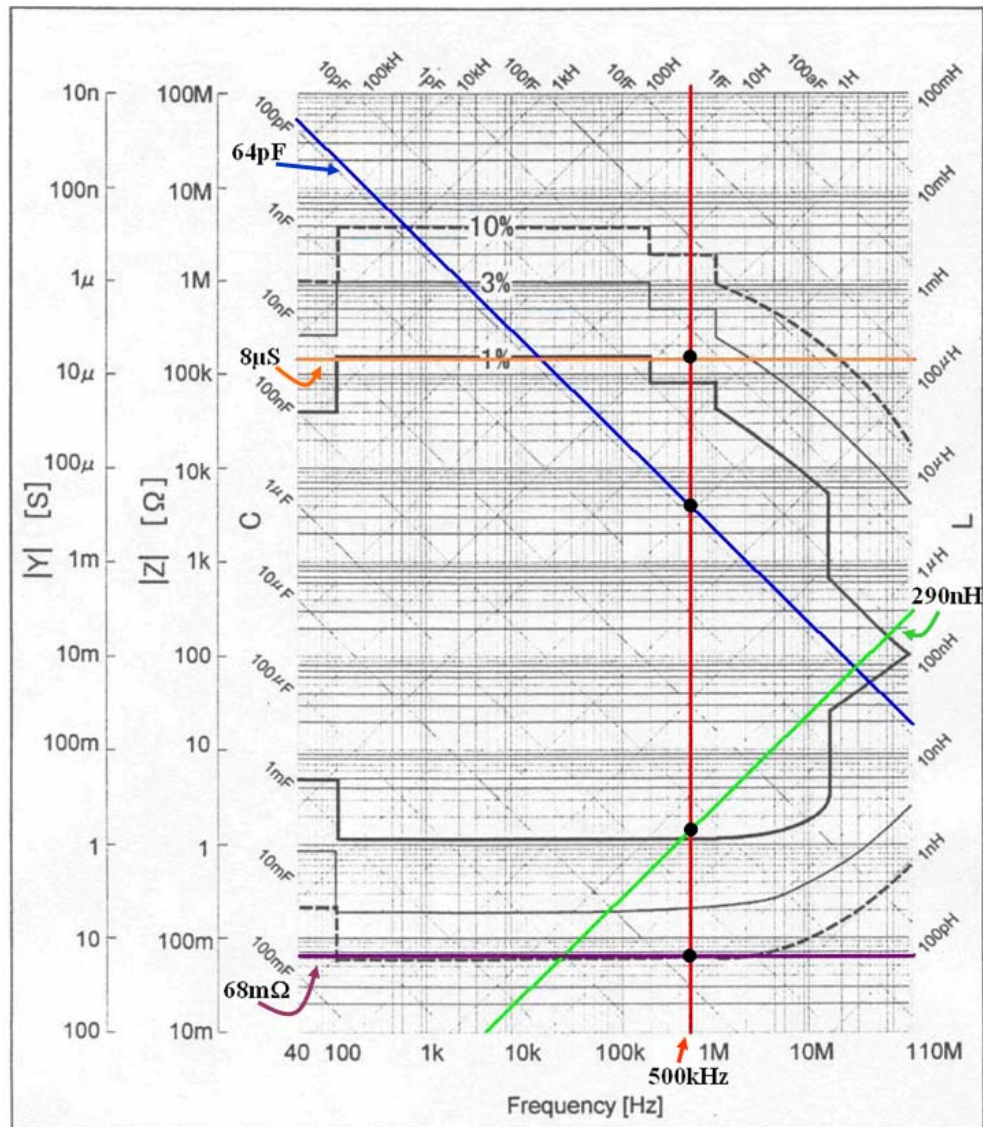


# Annexes



## Annexe 1 : Mesure au pont d'impédance

Exemple de détermination des erreurs :



Figure\_annexe 1 : Détermination du pourcentage d'erreur sur la mesure

A partir des valeurs des paramètres linéiques mesurées au pont d'impédance, il est possible à l'aide de ce graphique de déterminer l'erreur de mesure. Prenons l'exemple d'un câble dont les valeurs des paramètres linéiques sont regroupées dans le Tableau\_annexe 1 : la lecture de la Figure\_annexe 1 donne les erreurs de mesure (en %) indiquées dans ce même tableau.



---

Eléments	R	L	C	G
Valeurs mesurées	68 mΩ/m	290 nH/m	64 pF/m	8 μS/m
Erreur de mesure à la fréquence de 500kHz	>10%	1%	<1%	<3%

Tableau\_annexe 1: Erreurs de mesure sur les paramètres linéiques

Annexe 2 : Expression de  $Z_{MC}$  pour la méthode analytique

$$\text{Re}(Z_{MC}) =$$

$$\frac{1}{6} \cdot (6ad^2c^2 + 4ab^4 + 24a^2cbd + 12ac^2bd + 3ad^4 + 10a^3d^2 + 15a^2c^3 + 26a^3c^2 + 18a^4c + 3ac^4 + 3b^2c^3 + 6b^4c + 15a^2d^2c + 12ad^3b + 18ad^2b^2 + 24a^2cb^2 + 18ac^2b^2 + 12a^3bd + 12ab^3d + 3b^2d^2c + 8b^3dc + 4a^5 + 8a^3b^2)$$

---


$$(12acb^2 + 6acd^2 + 2d^2c^2 + 6c^2bd + 12a^2bd + 13a^2c^2 + 5a^2d^2 + 8a^2b^2 + 16acbd + 6c^3a + 5c^2b^2 + 12a^3c + 6d^3b + 13d^2b^2 + 12b^3d + c^4 + d^4 + 4a^4 + 4b^4)$$

$$\text{Im}(Z_{MC}) =$$

$$\frac{1}{6} (12bd^2ac + 24acb^2d + 4b^5 + 6bd^2c^2 + 18bd^2a^2 + 12ac^3b + 18a^2c^2b + 12a^3cb + 12acb^3 + 3a^2c^2d + 8a^3cd + 15b^2dc^2 + 24b^2da^2 + 3bd^4 + 15b^2d^3 + 26b^3d^2 + 10b^3c^2 + 18b^4d + 8b^3a^2 + 3a^2d^3 + 6a^4d + 3c^4b + 4ba^4)$$

---


$$(16acbd + 6c^2bd + 6acd^2 + 12acb^2 + 12bda^2 + c^4 + d^4 + 4a^4 + 4b^4 + 6c^3a + 2c^2d^2 + 13c^2a^2 + 5c^2b^2 + 12a^3c + 6d^3b + 5d^2a^2 + 13d^2b^2 + 12b^3d + 8a^2b^2)$$